

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

RAFAEL FELIPE VAN KAN

**CONVERSOR CC-CC ZVS PWM HÍBRIDO DO TIPO T COM SAÍDA
EM TENSÃO**

DISSERTAÇÃO

PONTA GROSSA

2017

RAFAEL FELIPE VAN KAN

**CONVERSOR CC-CC ZVS PWM HÍBRIDO DO TIPO T COM SAÍDA
EM TENSÃO**

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

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior

PONTA GROSSA

2017

Ficha catalográfica elaborada pelo Departamento de Biblioteca
da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Ponta Grossa
n.10/18

V217 Van Kan, Rafael Felipe

Conversor CC-CC ZVS PWM híbrido do tipo T com saída em tensão / Rafael Felipe
Van Kan. 2017.

319 f.; il. 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Eloi Agostini Junior

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

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Circuitos de comutação. 3. Tensão -
Concentração. 4. Modulação (Eletrônica). I. Agostini Junior, Eloi. II. Universidade
Tecnológica Federal do Paraná. III. Título.

CDD 621.3

Elson Heraldo Ribeiro Junior. CRB-9/1413. 20/02/2018.



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



FOLHA DE APROVAÇÃO

Título de Dissertação Nº 38/2017

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM HÍBRIDO DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO

por

Rafael Felipe Van Kan

Esta dissertação foi apresentada às **14 horas** do dia **18 de dezembro de 2017** como requisito parcial para a obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, com área de concentração em Controle e Processamento de Energia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. O candidato foi argüido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Prof. Dr. Gierry Waltrich (UFSC)

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

Prof. Dr. Eloi Agostini Junior (UTFPR)

Orientador

Prof. Dr. Angelo Marcelo Tuset (UTFPR)

Coordenador do PPGE

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

Dedico este trabalho
A Deus, por toda a minha vida
A Nossa Senhora, minha Mãe
Aos meus pais Marli Terezinha e João Marcos
À minha irmã Fernanda
À Mayara

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por toda a minha vida, pela companhia em todos os momentos, por ter me dado sabedoria, amparo e auxílio nas dificuldades e conquistas. Agradeço à Maria, Nossa Senhora, a qual durante toda minha caminhada se tornava presente, sendo minha auxiliadora, meu conforto e conselheira nas dificuldades e vitórias.

Aos meus pais João e Marli que me deram a vida e por terem me dado educação, valores, princípios e apoio incondicional nesta jornada. Por estarem sempre presentes me incentivando e auxiliando nos caminhos corretos a seguir.

Agradeço a minha irmã Fernanda, por ser um exemplo para mim de dedicação e esforço e por todo o incentivo e apoio em minhas escolhas.

A toda a minha família que sempre me aconselhou e me deu apoio e ânimo em meus estudos.

À Mayara, pela compreensão, incentivo e carinho. Muitas vezes, mesmo não entendendo sobre Eletrônica de potência sempre me escutava quando falava sobre meu trabalho, auxiliando no meu desenvolvimento.

Ao meu orientador, professor Doutor Eloi Agostini Junior pela confiança em mim depositada, pela excepcional orientação, pelo apoio, atenção e disponibilidade, pelo conhecimento e sabedoria com que me guiou. No decorrer deste trabalho, sua competência e conhecimento contribuíram para minha formação sobre os diversos fundamentos da engenharia elétrica e eletrônica de potência.

Agradeço aos professores doutores Claudinor Bitencourt Nascimento e Marcio Mendes Casaro, membros da banca examinadora de Qualificação, cujas contribuições foram essenciais para o término e êxito deste trabalho.

A todos os meus amigos, em especial a Eduardo Hass, Marcos Vinícius e Rafael Schmidt, companheiros de batalha, que fiz durante esta caminhada e que de alguma forma ajudaram nas minhas dúvidas e trabalhos.

À UTFPR pelo ambiente, estrutura e seriedade.

A todas as outras pessoas que passaram por minha vida durante esta etapa e que me auxiliaram de alguma forma.

A todo o povo brasileiro honesto que contribui para o desenvolvimento do país.
À CAPES.

RESUMO

VAN KAN, Rafael Felipe. **Conversor CC-CC ZVS PWM Híbrido do Tipo T com Saída em Tensão**. 2017. 319 f. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Ponta Grossa, 2017.

Neste trabalho, apresenta-se o estudo de um conversor CC-CC isolado com comutação suave e saída em tensão, destinado a aplicações com ampla faixa de tensão de entrada, com o nome em inglês *Hybrid T-type Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulated DC-DC converter* (HT²-ZVS-PWM). O conversor estudado possui seis interruptores, sendo quatro deles submetidos ao nível máximo da tensão de entrada e os outros dois, que constituem a célula tipo T, submetidos a metade desta tensão. São propostas modulações de três níveis e quatro níveis aplicadas no comando dos interruptores, as quais possibilitam comutação suave do tipo ZVS para os mesmos, no modo de condução contínua. O trabalho é estruturado em análise teórica para os modos de condução contínua e descontínua, análise de esforços nos elementos do conversor, análise da comutação dos interruptores, análise dinâmica, metodologias de projeto e resultados experimentais, em que se analisam resultados para uma tensão mínima e uma tensão máxima de entrada. Utiliza-se 1,2 kW, 240 V – 480 V de entrada, 300 V de saída e frequência de comutação de 50kHz para a comprovação das análises que serão realizadas. Rendimentos são obtidos a partir de ensaios experimentais com o protótipo para operação com ponto fixo e ampla faixa de tensão de entrada. Para ponto fixo o rendimento foi de 97,38% em potência nominal e para ampla faixa foram de 96,35% (240 V) e 95,72% (480 V) em 60% e 70% da potência nominal, respectivamente.

Palavras-chave: Conversor CC-CC isolado. Célula de comutação do tipo T. *Zero Voltage Switching*. Saída em tensão. Modulações de três e quatro níveis

ABSTRACT

VAN KAN, Rafael Felipe. **A Hybrid T-Type ZVS PWM DC-DC Converter with Capacitive Output**. 2017. 319s. Master's Thesis – Post-Graduation Program in Electrical Engineering, Federal Technology University, Paraná. Ponta Grossa, 2017.

This work presents the analysis of an isolated DC-DC converter with soft switching and capacitive output filter, for applications with a wide input voltage range, called Hybrid T-type Zero-Voltage-Switching Pulse-Width-Modulated DC-DC converter (HT²-ZVS-PWM). The converter studied contains six switches, four of which are submitted to the entire input voltage value and the other two, which constitute the Type T cell, are subjected to half of this voltage. The proposed three-level and four-level modulations are applied to generate the switching signals, which ensures ZVS operation for all converter switches in the continuous conduction mode. The work is structured in theoretical analysis for both continuous and discontinuous conduction modes, stress analysis, dynamic analysis, design methodology and experimental results in which results are analyzed for a minimum voltage and a maximum input voltage. Theoretical analysis, design example and experimental data for 1.2 kW, 240 – 480 Vdc input, 300 Vdc output, and 50 kHz switching frequency laboratory prototype are analyzed. Measured efficiency are obtained from experimental trials with the prototype for fixed point operation and wide input voltage range. For fixed point the efficiency was of 97.38% at full load and for wide range were of 96.35% (240 V) and 95.72% (480 V) in 60% and 70% of the nominal power, respectively.

Keywords: Isolated DC-DC converter. T-type. Zero-Voltage-Switching. Modulations. Three-level. Four-level.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Aplicações dos conversores CC-CC com suas correspondentes tensões e potências de saída	25
Figura 2 – Conversor CC-CC isolado FB-ZVS-PWM	30
Figura 3 – Conversor CC-CC LLC ressonante com retificador de saída com ponto médio	32
Figura 4 – Conversor LLC ressonante com retificador de saída utilizando quatro diodos.....	33
Figura 5 – Conversor CC-CC LLC-LC ressonante	34
Figura 6 – Conversor CC-CC híbrido três níveis ressonante	35
Figura 7 – <i>Full-Bridge Three-Level LLC Resonant</i> (HAGA; KUROKAWA, 2017).....	36
Figura 8 – <i>Full-Bridge Three-Level LLC Resonant</i> (CANALES; LI; AGGELER, 2012)	37
Figura 9 – Eficiência global do conversor CC-CC três níveis	38
Figura 10 – Conversor CC-CC <i>Dual-Bridge</i>	40
Figura 11 – Conversor <i>dual-bridge</i> LLC ressonante com frequência fixa PWM.....	41
Figura 12 – Topologias AT-NPC, NPC e dois níveis	43
Figura 13 – Comparativo de perdas entre as topologias tipo T, NPC e dois níveis...	43
Figura 14 – Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM com saída em corrente	44
Figura 15 – Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM com saída em tensão	45
Figura 16 – Conversor proposto HT ² -ZVS-PWM.....	46
Figura 17 – Estratégia de modulação de três níveis ($0 \leq D < 0,5$)	50
Figura 18 – Estratégia de modulação três níveis sem comutação suave ($0 \leq D < 0,5$)	51
Figura 19 – Estratégia de modulação quatro níveis ($0,5 < D \leq 1$)	52
Figura 20 – Conversor HT ² -ZVS-PWM simplificado	53
Figura 21 – Primeira etapa de operação (MCC3).....	57
Figura 22 – Segunda etapa de operação (MCC3).....	57
Figura 23 – Terceira etapa de operação (MCC3).....	58
Figura 24 – Quarta etapa de operação (MCC3)	58
Figura 25 – Quinta etapa de operação (MCC3)	59
Figura 26 – Sexta etapa de operação (MCC3).....	59
Figura 27 – Sétima etapa de operação (MCC3).....	60
Figura 28 – Oitava etapa de operação (MCC3).....	60
Figura 29 – Nona etapa de operação (MCC3)	61
Figura 30 – Décima etapa de operação (MCC3).....	61
Figura 31 – Décima primeira etapa de operação (MCC3).....	62
Figura 32 – Décima segunda etapa de operação (MCC3)	62
Figura 33 – Principais formas de onda referentes ao MCC3.....	63
Figura 34 – Região de ocorrência do MCC3	67

Figura 35 – Primeira etapa de operação (MCC4).....	68
Figura 36 – Segunda etapa de operação (MCC4).....	69
Figura 37 – Terceira etapa de operação (MCC4).....	69
Figura 38 – Quarta etapa de operação (MCC4).....	70
Figura 39 – Quinta etapa de operação (MCC4).....	70
Figura 40 – Sexta etapa de operação (MCC4).....	71
Figura 41 – Sétima etapa de operação (MCC4).....	71
Figura 42 – Oitava etapa de operação (MCC4).....	72
Figura 43 – Nona etapa de operação (MCC4).....	72
Figura 44 – Décima etapa de operação (MCC4).....	73
Figura 45 – Décima primeira etapa de operação (MCC4).....	73
Figura 46 – Décima segunda etapa de operação (MCC4).....	74
Figura 47 – Principais formas de onda do MCC4.....	75
Figura 48 – Região de ocorrência do MCC4.....	79
Figura 49 – Primeira etapa de operação (MCCI).....	79
Figura 50 – Segunda etapa de operação (MCCI).....	80
Figura 51 -Terceira etapa de operação (MCCI).....	80
Figura 52 – Quarta etapa de operação (MCCI).....	81
Figura 53 – Quinta etapa de operação (MCCI).....	81
Figura 54 – Sexta etapa de operação (MCCI).....	82
Figura 55 – Sétima etapa de operação (MCCI).....	82
Figura 56 – Oitava etapa de operação (MCCI).....	83
Figura 57 – Nona etapa de operação (MCCI).....	83
Figura 58 – Décima etapa de operação (MCCI).....	84
Figura 59 – Principais formas de onda referentes ao MCCI.....	85
Figura 60 – Linha de ocorrência do MCCI.....	88
Figura 61 – Primeira etapa de operação (MCD3).....	89
Figura 62 – Segunda etapa de operação (MCD3).....	89
Figura 63 – Terceira etapa de operação (MCD3).....	90
Figura 64 – Quarta etapa de operação (MCD3).....	90
Figura 65 – Quinta etapa de operação (MCD3).....	91
Figura 66 – Sexta etapa de operação (MCD3).....	91
Figura 67 – Sétima etapa de operação (MCD3).....	92
Figura 68 – Oitava etapa de operação (MCD3).....	92
Figura 69 – Principais formas de onda referentes ao MCD3.....	93
Figura 70 – Região de ocorrência do MCD3.....	97
Figura 71 – Primeira etapa de operação (MCD4).....	98
Figura 72 – Segunda etapa de operação (MCD4).....	98
Figura 73 – Terceira etapa de operação (MCD4).....	99
Figura 74 – Quarta etapa de operação (MCD4).....	99
Figura 75 – Quinta etapa de operação (MCD4).....	100

Figura 76 – Sexta etapa de operação (MCD4).....	100
Figura 77 – Sétima etapa de operação (MCD4).....	101
Figura 78 – Oitava etapa de operação (MCD4).....	101
Figura 79 – Principais formas de onda referentes ao MCD4.....	102
Figura 80 – Região de ocorrência do MCD4	106
Figura 81 – Característica de saída completa do conversor HT ² -ZVS-PWM	107
Figura 82 – Circuitos equivalentes da segunda e sétima etapas de operação referentes ao MCC3	110
Figura 83 – Circuito equivalente simplificado da segunda e sétima etapa (MCC3).111	
Figura 84 – Diagrama de fase de v_{Ceq1} (MCC3)	112
Figura 85 – Circuitos equivalentes da quarta e nona etapas de operação referentes ao MCC3	114
Figura 86 – Circuito equivalente simplificado da quarta e nona etapas (MCC3).....	114
Figura 87 – Diagrama de fase de v_{Ceq2} (MCC3)	116
Figura 88 – Circuitos equivalentes da sexta e décima segunda etapas de operação referentes ao MCC3	117
Figura 89 – Circuito equivalente simplificado da sexta e décima segunda etapas (MCC3).....	118
Figura 90 – Diagrama de fase de v_{Ceq3} (MCC3)	118
Figura 91 – Circuitos equivalentes da quarta e nona etapas de operação referentes ao MCC4	119
Figura 92 – Circuito equivalente simplificado da quarta e nona etapas (MCC4).....	121
Figura 93 – Diagrama de fase de v_{Ceq1} (MCC4)	122
Figura 94 – Circuitos equivalentes da quinta e décima etapas de operação referentes ao MCC4	123
Figura 95 – Circuito equivalente simplificado da quinta e décima etapas (MCC4)..	124
Figura 96 – Diagrama de fase de v_{Ceq2} (MCC4)	126
Figura 97 – Circuitos equivalentes da segunda e sétima etapas de operação referentes ao MCC4	127
Figura 98 – Circuito equivalente simplificado da segunda e sétima etapas (MCC4)	127
Figura 99 – Diagrama de fase de v_{Ceq3} (MCC4)	129
Figura 100 – Circuito de potência com pontos de interesse em destaque	131
Figura 101 – Forma de onda da tensão v_{ab} com modulação de três níveis	131
Figura 102 – Forma de onda da tensão v_{ab} com modulação de quatro níveis	133
Figura 103 – Representação do estágio retificador do conversor HT ² -ZVS-PWM..	135
Figura 104 – Forma de onda de v_{cd}	135
Figura 105 – Circuito equivalente da ponte retificadora de saída.....	136
Figura 106 – Característica de saída aproximada do conversor HT ² -ZVS-PWM....	139
Figura 107 – Circuito equivalente do conversor HT ² -ZVS-PWM para análise dinâmica	140
Figura 108 – Circuito equivalente do estágio retificador do conversor	143

Figura 109 – Resposta da corrente de saída a um degrau de 0,02 de razão cíclica (MCC3).....	145
Figura 110 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 0,02 de razão cíclica (MCC3).....	146
Figura 111 – Resposta da corrente de saída (MCC4): (a) Degrau de 0,02; (b) Degrau de 0,05	147
Figura 112 – Resposta de tensão de saída (MCC4): (a) Degrau de 0,02; (b) Degrau de 0,0015	148
Figura 113 – Característica de saída do conversor com ponto de operação nominal	153
Figura 114 – Pulsos de comando dos interruptores (ponto fixo de operação)	155
Figura 115 – Forma de onda da corrente de entrada (ponto fixo de operação)	155
Figura 116 – Formas de onda de tensão nos barramentos CC (ponto fixo de operação)	156
Figura 117 – Forma de onda da corrente no indutor (operação com ponto fixo).....	156
Figura 118 – Forma de onda da tensão no primário do transformador (ponto fixo de operação)	157
Figura 119 – Forma de tensão no secundário do transformador (ponto fixo de operação)	157
Figura 120 – Forma de onda da tensão V_{ab} (ponto de operação fixo).....	158
Figura 121 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (ponto fixo de operação).....	158
Figura 122 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (ponto fixo de operação).....	159
Figura 123 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (ponto de operação fixo).....	160
Figura 124 – Comutação suave nos interruptores (ponto fixo de operação)	160
Figura 125 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos retificadores de saída (ponto fixo de operação)	161
Figura 126 – Forma de onda da tensão de saída (ponto fixo de operação).....	162
Figura 127 – Forma de onda da corrente de saída (ponto fixo de operação)	162
Figura 128 – Característica de saída do conversor com reta equivalente a potência nominal.....	168
Figura 129 – Formas de onda da tensão no barramento CC (MCC4).....	169
Figura 130 – Forma de onda da corrente no indutor L_d (MCC4)	170
Figura 131 – Forma de onda da tensão V_{ab} (MCC4).....	170
Figura 132 – Formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador	171
Figura 133 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (MCC4)	172
Figura 134 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (MCC4)	172
Figura 135 – Forma de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (MCC4)	173

Figura 136 – Comutação suave nos interruptores (MCC4)	174
Figura 137 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos retificadores (MCC4)	175
Figura 138 – Forma de onda da tensão na carga e sua ondulação (MCC4).....	175
Figura 139 – Forma de onda da corrente na carga (MCC4)	176
Figura 140 – Pulsos de comando nos interruptores (MCC3)	177
Figura 141 – Formas de onda de tensão no barramento CC (MCC3).....	178
Figura 142 – Forma de onda da corrente no indutor de dispersão (MCC3)	178
Figura 143 – Forma de onda da tensão V_{ab} (MCC3).....	178
Figura 144 – Formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador (MCC3).....	179
Figura 145 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (MCC3)	180
Figura 146 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (MCC3)	181
Figura 147 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (MCC3)	182
Figura 148 – Comutação suave nos interruptores (MCC3)	183
Figura 149 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos retificadores (MCC3)	183
Figura 150 – Forma de onda da tensão na carga e sua ondulação em alta frequência (MCC3).....	184
Figura 151 – Forma de onda da corrente na carga (MCC3)	184
Figura 152 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada.....	187
Figura 153 – Circuito de medição e condicionamento do sinal da tensão de saída	189
Figura 154 – Diagrama de Bode da FTL_{ANC} (ponto fixo de operação).....	191
Figura 155 – Diagrama de Bode da FTL_{AC} (ponto fixo de operação)	192
Figura 156 – Resposta da tensão de saída a degraus de 100% a 50% e 50% a 100% de carga	193
Figura 157 – Fotos do protótipo construído de 1,2 kW do conversor HT^2 -ZVS-PWM	209
Figura 158 – Tensão e corrente de saída (ponto fixo de operação).....	211
Figura 159 – Tensão e corrente de entrada (ponto fixo de operação)	212
Figura 160 – Corrente no indutor L_d (ponto fixo de operação)	213
Figura 161 – Tensão no indutor L_d (ponto fixo de operação)	213
Figura 162 – Tensão entre os pontos 'a' e 'b' (ponto fixo de operação).....	214
Figura 163 – Tensão no primário e secundário do transformador (ponto fixo de operação)	214
Figura 164 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_1 (ponto fixo de operação)	215
Figura 165 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_2 (ponto fixo de operação)	215
Figura 166 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_3 (ponto fixo de operação)	216

Figura 167 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_4 (ponto fixo de operação)	216
Figura 168 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_5 (ponto fixo de operação)	217
Figura 169 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_6 (ponto fixo de operação)	217
Figura 170 – Tensão no diodo D_{o1} (ponto fixo de operação)	218
Figura 171 - Tensão no diodo D_{o2} (ponto fixo de operação)	219
Figura 172 - Tensão no diodo D_{o3} (ponto fixo de operação)	219
Figura 173 - Tensão no diodo D_{o4} (ponto fixo de operação)	220
Figura 174 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 50% para 100% de carga (ponto fixo de operação)	221
Figura 175 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 100% para 50% de carga (ponto fixo de operação)	221
Figura 176 - Tensão e corrente de entrada (ampla faixa: MCC4)	222
Figura 177 – Tensão e corrente de saída (ampla faixa: MCC4)	223
Figura 178 – Tensões nos capacitores do barramento CC (ampla faixa: MCC4)	223
Figura 179 – Corrente i_{Ld} (ampla faixa: MCC4)	224
Figura 180 – Tensão sobre L_d (ampla faixa: MCC4)	224
Figura 181 – Tensão V_{ab} (ampla faixa: MCC4)	225
Figura 182 – Tensões no primário e secundário do transformador (ampla faixa: MCC4)	225
Figura 183 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_1 (ampla faixa: MCC4)	226
Figura 184 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_2 (ampla faixa: MCC4)	226
Figura 185 – Pulso comando e tensão no interruptor S_3 (ampla faixa: MCC4)	227
Figura 186 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_4 (ampla faixa: MCC4)	227
Figura 187 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_5 (ampla faixa: MCC4)	228
Figura 188 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_6 (ampla faixa: MCC4)	228
Figura 189 – Tensão nos diodos D_{o1} e D_{o2} (ampla faixa: MCC4)	229
Figura 190 – Tensão nos diodos D_{o3} e D_{o4} (ampla faixa: MCC4)	229
Figura 191 – Tensão e corrente na entrada (ampla faixa: MCC3)	230
Figura 192 – Tensão nos capacitores do barramento CC (ampla faixa: MCC3)	231
Figura 193 – Tensão no primário e secundário do transformador (ampla faixa: MCC3)	231
Figura 194 – Corrente no indutor L_d (ampla faixa: MCC3)	232
Figura 195 – Tensão no indutor L_d (ampla faixa: MCC3)	232
Figura 196 – Tensão V_{ab} (ampla faixa: MCC3)	233
Figura 197 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_1 (ampla faixa: MCC3)	233
Figura 198 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_2 (ampla faixa: MCC3)	234
Figura 199 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_3 (ampla faixa: MCC3)	234
Figura 200 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_4 (ampla faixa: MCC3)	235
Figura 201 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_5 (ampla faixa: MCC3)	236
Figura 202 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_6 (ampla faixa: MCC3)	236

Figura 203 – Tensão nos diodos D_{o1} e D_{o2} (ampla faixa: MCC3).....	237
Figura 204 – Tensão nos diodos D_{o3} e D_{o4} (ampla faixa: MCC3).....	237
Figura 205 – Corrente e tensão de saída (ampla faixa: MCC3)	238
Figura 206 – Característica de saída do conversor HT ² -ZVS-PWM obtida experimentalmente.....	238
Figura 207 – Característica de saída com retas de potências	239
Figura 208 – Curva de rendimento do conversor HT ² -ZVS-PWM.....	240
Figura 209 – Curvas de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM	241
Figura 210 – Curvas de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (alterando a magnetizante).....	242
Figura 211 – Curvas de rendimento do conversor HT ² -ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V	243
Figura 212 – Curvas de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V	244
Figura 213 – Curvas de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 240 V na entrada.....	245
Figura 214 – Curvas de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 360 V na entrada.....	246
Figura 215 – Curvas de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 480 V na entrada.....	246
Figura A.1 – Formas de onda ideais em um capacitor de barramento: (a) Tensão, (b) Corrente.....	257
Figura A.2 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCC3)	258
Figura A. 3 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCC3)	259
Figura A.4 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCC3)	260
Figura A.5 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCC3)	261
Figura A.6 – Formas de onda ideais em um capacitor de barramento (MCC4): (a) Tensão, (b) Corrente	264
Figura A.7 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCC4)	265
Figura A.8 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCC4)	266
Figura A.9 – Formas de onda de corrente dos interruptores S_5 e S_6 (MCC4)	267
Figura A.10 – Formas de onda de corrente nos diodos retificadores (MCC4)	268
Figura A.11 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCCI): (a) Tensão, (b) Corrente	270
Figura A.12 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCCI)	271
Figura A.13 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCCI)	272
Figura A.14 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCCI)	273
Figura A.15 – Formas de onda de corrente nos diodos retificadores (MCCI)	274
Figura A.16 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCD3): (a) Tensão, (b) Corrente	275
Figura A.17 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCD3)	276
Figura A.18 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCD3)	277
Figura A.19 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCD3)	278

Figura A.20 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCD3)	279
Figura A.21 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCD4): (a) Tensão, (b) Corrente	281
Figura A.22 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCD4)	282
Figura A.23 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCD4)	283
Figura A.24 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCD4)	284
Figura A.25 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCD4)	285
Figura B.1 – Núcleo e carretel utilizados na confecção do transformador	289
Figura B.2 – Representação básica do transformador monofásico	290
Figura B.3 – Formas de onda da tensão no primário e da densidade de fluxo magnético no transformador	291

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre conversores	49
Tabela 2 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCC3	64
Tabela 3 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCC4	76
Tabela 4 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCC1	85
Tabela 5 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCD3	94
Tabela 6 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCD4	103
Tabela 7 – Parâmetros do conversor utilizados para validação das funções de transferência.....	145
Tabela 8 – Especificações de projeto para ponto fixo de operação	150
Tabela 9 – Especificações de projeto para operação com ampla faixa de tensão de entrada	151
Tabela 10 – Ponto fixo de operação para potência nominal	151
Tabela 11 – Grandezas obtidas e especificadas para o ponto fixo de operação	154
Tabela 12 – Comparação entre valores teóricos e simulados (ponto fixo de operação)	163
Tabela 13 – Ponto de operação máximo para potência nominal.....	164
Tabela 14 – Grandezas obtidas para simulação no MCC3	167
Tabela 15 – Grandezas obtidas para simulação no MCC4	168
Tabela 16 – Comparação entre valores teóricos e simulados (MCC4)	185
Tabela 17 – Comparação entre valores teóricos e simulados (MCC3)	186
Tabela 18 – Ponto de operação para tensão de entrada de 455 V	196
Tabela 19 – Parâmetros do transformador construído (ponto fixo de operação)	197
Tabela 20 – Parâmetros do indutor de dispersão construído	198
Tabela 21 – Parâmetros do transformador construído (operação com ampla faixa)	199
Tabela 22 – Parâmetros do indutor de dispersão construído (operação com ampla faixa)	199
Tabela 23 – Principais parâmetros dos capacitores de barramento.....	200
Tabela 24 – Principais características do interruptor <i>IPW65R095C7</i>	202
Tabela 25 – Principais características do MOSFET <i>STW75NF30</i>	203
Tabela 26 – Principais características do diodo <i>STTH6004W</i>	205
Tabela 27 – Principais parâmetros dos capacitores de saída	206
Tabela 28 – Capacitância de comutação e tempo morto	206
Tabela 29 – Perdas de energia nos elementos do conversor HT ² -ZVS-PWM	207

Tabela 30 – Lista de componentes do protótipo do conversor HT ² -ZVS-PWM.....	208
Tabela 31 – Valores de rendimento dos conversor HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (ponto fixo de operação)	241
Tabela 32 – Valores de rendimento dos conversores HT ² -ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (alteração da indutância magnetizante)	242
Tabela 33 – Valores de rendimento do conversor HT ² -ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V	244
Tabela 34 – Valores de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V	245

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AT	<i>Advanced T-type</i>
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
DB	<i>Dual-Bridge</i>
FTLA	Função de transferência de laço aberto
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
LC	<i>Inductor and Capacitor</i>
LLC	<i>Inductor, Inductor and Capacitor</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCC3	Modo de condução contínua com modulação de três níveis
MCC4	Modo de condução contínua com modulação de quatro níveis
MCCI	Modo de condução contínua incontrolável
MCD	Modo de condução descontínua
MCD3	Modo de condução descontínua com modulação de três níveis
MCD4	Modo de condução descontínua com modulação de quatro níveis
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RB	<i>Reversing Blocking</i>
HT ²	Híbrido tipo T
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da seção transversal da perna do núcleo
A_w	Área da janela do núcleo
$B_{máx}$	Densidade de fluxo magnético máximo do núcleo
C_1-C_6	Capacitância dos interruptores S_1-S_6
C_s	Capacitância equivalente de comutação
$C_{in1}-C_{in2}$	Capacitores de entrada do barramento CC
C_{eq}	Capacitância equivalente
C_o	Capacitor de saída
D	Razão cíclica
$D_{o1}-D_{o4}$	Diodos da ponte retificadora de saída
$FTLA_{NC}$	Função de transferência de laço aberto não-compensada
$FTLA_{NC}^k$	Função de transferência de laço aberto não-compensada do k-ésimo modo de operação
$FTLA_C$	Função de transferência de laço aberto compensada
$FTLA_C^k$	Função de transferência de laço aberto compensada do k-ésimo modo de operação
f_c	Frequência de corte
i_{Ld}	Corrente no indutor de dispersão do transformador
i_{Ld}^k	Corrente no indutor de dispersão no k-ésima etapa de operação
$\overline{i_{Ld} Re}$	Representação da componente real do fasor instantâneo $\overline{i_{Ld1}}$
$\overline{i_{Ld} Im}$	Representação da componente imaginária do fasor instantâneo $\overline{i_{Ld1}}$
i_{s1}	Componente fundamental da corrente de linha
I_{s1}	Amplitude da componente fundamental da corrente de linha
\dot{I}_{s1}	Fasor em regime permanente da componente fundamental da corrente de linha
I_1^k	Corrente 1 do k-ésimo modo de condução
I_2^k	Corrente 2 do k-ésimo modo de condução
I_o^k	Valor médio da corrente de saída do k-ésimo modo de condução
$\overline{I_o^k}$	Valor da corrente de saída parametrizada do k-ésimo modo de condução
$\overline{I_{S1,2ef}^k}$	Valor parametrizado eficaz de corrente nos interruptores S_1 e S_2 para o k-ésimo modo de condução

$\overline{I_{S_{3,4}^{ef}}^k}$	Valor parametrizado eficaz de corrente nos interruptores S_3 e S_4 para o k-ésimo modo de condução
$\overline{I_{S_{5,6}^{ef}}^k}$	Valor parametrizado eficaz de corrente nos interruptores S_5 e S_6 para o k-ésimo modo de condução
$\overline{I_{S_{1,2}^{méd}}^k}$	Valor parametrizado médio de corrente nos interruptores S_1 e S_2 para o k-ésimo modo de condução
$\overline{I_{S_{3,4}^{méd}}^k}$	Valor parametrizado médio de corrente nos interruptores S_3 e S_4 para o k-ésimo modo de condução
$\overline{I_{S_{5,6}^{méd}}^k}$	Valor parametrizado médio de corrente nos interruptores S_5 e S_6 para o k-ésimo modo de condução
k_w	Fator de ocupação da área da janela
P_o	Potência de saída
q	Ganho estático
q_k	Ganho estático do k-ésimo modo de condução
R_o	Resistência de carga
S_1 - S_6	Interruptores 1 a 6
T_s	Período de comutação
V_{ab}	Tensão entre os pontos “c” e “d”
V_{ab1}	Componente fundamental da tensão entre os pontos “a” e “b”
V_{cd}	Tensão entre os pontos “c” e “d”
V_{s1}	Componente fundamental da tensão gerada pela célula inversora
\dot{V}_{s1}	Representação fasorial no regime permanente senoidal de V_{s1}
V_{ab}^k	Tensão entre os pontos “a” e “b” do k-ésimo modo de condução
V_{in}	Tensão de entrada
V_o'	Tensão de saída refletida ao primário do transformador
V_o	Valor médio da tensão de saída
V_{o1}	Componente fundamental da tensão gerada pela ponte retificadora a diodos
V_{C1} - V_{C6}	Tensão sobre os capacitores C_1 - C_6
V_{Ceq1}	Tensão sobre o capacitor C_{eq1}
$V_{S_{1,2}^{máx}}$	Tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2
$V_{S_{3,4}^{máx}}$	Tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4
$V_{S_{5,6}^{máx}}$	Tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6
$V_{D_{ret}^{máx}}$	Tensão máxima nos diodos retificadores de saída

Δt_1^k	Duração da primeira etapa do k-ésimo modo de condução
Δt_2^k	Duração da segunda etapa do k-ésimo modo de condução
Δt_3^k	Duração da terceira etapa do k-ésimo modo de condução
Δt_5^k	Duração da quinta etapa do k-ésimo modo de condução
Δt_{dtn}^k	n-ésima duração do tempo morto do k-ésimo modo de condução
ω_s	Frequência angular de comutação
ϕ	Defasagem entre as tensões geradas pela célula inversora e a tensão imposta pelo retificador

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO GERAL	24
1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO	27
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	28
2 CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA E/OU SAÍDA E A PROPOSTA DE UM CONVERSOR	30
2.1 INTRODUÇÃO.....	30
2.2 CONVERSORES CC-CC LLC RESSONANTES	32
2.3 CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS LLC RESSONANTES.....	35
2.4 CONVERSORES CC-CC <i>DUAL-BRIDGE</i>	39
2.5 TOPOLOGIA DO TIPO T	42
2.6 CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO DO TIPO T PROPOSTO	45
2.6.1 Estratégia de Modulação	48
2.6.2 Equacionamento e Considerações Preliminares	53
2.7 CONCLUSÃO	55
3 CONVERSOR CC-CC ZVS PWM HÍBRIDO DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA	56
3.1 INTRODUÇÃO: MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	56
3.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE TRÊS NÍVEIS (MCC3).....	56
3.2.1 Equacionamento do MCC3.....	64
3.3 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE QUATRO NÍVEIS (MCC4)	68
3.3.1 Equacionamento do MCC4.....	74
3.4 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA INCONTROLÁVEL (MCCI).....	78
3.4.1 Equacionamento do MCCI.....	84
3.5 INTRODUÇÃO: MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	87
3.6 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA DE TRÊS NÍVEIS (MCD3)	88
3.6.1 Equacionamento do MCD3.....	93
3.7 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA DE QUATRO NÍVEIS (MCD4).....	96
3.7.1 Equacionamento do MCD4.....	102
3.8 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR HT ² -ZVS-PWM.....	105
3.9 ANÁLISE DE ESFORÇOS	106
3.10 CONCLUSÃO	108
4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	109
4.1 INTRODUÇÃO.....	109
4.2 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO NOS MODOS DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	109
4.2.1 Análise da Comutação no Modo MCC3.....	110
4.2.2 Análise da Comutação no Modo MCC4.....	119
4.3 CONCLUSÃO	129
5 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR HT²-ZVS-PWM	130
5.1 INTRODUÇÃO.....	130

5.2 ANÁLISE ESTÁTICA APROXIMADA DO CONVERSOR HT ² -ZVS-PWM.....	130
5.2.1 Tensão Imposta pelo Estágio Inversor.....	130
5.2.1.1 Modulação de três níveis	130
5.2.1.2 Modulação de quatro níveis	133
5.2.2 Tensão Imposta pelo Estágio Retificador	134
5.2.3 Característica de Saída Aproximada para os Modos de Condução Contínua	137
5.3 DETERMINAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA	139
5.3.1 Validação das Funções de Transferência do Conversor	144
5.4 CONCLUSÃO	148
6 PROJETOS E SIMULAÇÕES NUMÉRICAS DE UM CONVERSOR HT²-ZVS-PWM DE 1,2 KW	150
6.1 INTRODUÇÃO.....	150
6.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA PONTO FIXO	151
6.2.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta para o Ponto Fixo de Operação	154
6.2.2 Análise Comparativa entre Resultados Teóricos e Simulados	163
6.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA	164
6.3.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta para Operação com Ampla Faixa de Tensão de Entrada.....	169
6.3.1.1 Análise para mínima tensão de entrada.....	169
6.3.1.2 Análise para máxima tensão de entrada.....	176
6.3.2 Análise Comparativa entre Resultados Teóricos e Simulados	185
6.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE MEDIÇÃO E CONTROLE	187
6.4.1 Medição e Condicionamento da Tensão de Saída	188
6.4.2 Projeto do Compensador para o Conversor	190
6.4.3 Discretização do Compensador	193
6.5 CONCLUSÃO	194
7 PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO DO TIPO T	196
7.1 PROJETO DOS MAGNÉTICOS	196
7.1.1 Projeto dos Magnéticos: Ponto Fixo de Operação.....	197
7.1.2 Projeto dos Magnéticos: Operação com Ampla Faixa de Tensão de Entrada	198
7.2 CAPACITORES DE BARRAMENTO	199
7.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES	200
7.3.1 Interruptores S ₁ , S ₂ , S ₃ e S ₄	201
7.3.2 Interruptores S ₅ e S ₆ : Tipo T	202
7.3.3 Comando dos Interruptores	203
7.4 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA	204
7.5 CAPACITOR DE SAÍDA	205
7.6 CAPACITORES DE COMUTAÇÃO	206
7.7 ANÁLISE DE PERDAS	207
7.8 PROTÓTIPO DO CONVERSOR HT ² -ZVS-PWM	208
7.9 CONCLUSÃO	209

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	211
8.1 INTRODUÇÃO.....	211
8.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA PONTO FIXO DE OPERAÇÃO	211
8.3 OPERAÇÃO COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA	221
8.3.1 Resultados Experimentais para Tensão Mínima de Entrada	222
8.3.2 Resultados Experimentais para Tensão Máxima de Entrada	230
8.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA EXPERIMENTAL E RENDIMENTO	238
8.5 CONCLUSÃO	247
9 CONCLUSÃO GERAL	249
9.1 CONCLUSÕES GERAIS DA DISSERTAÇÃO.....	249
9.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	251
REFERÊNCIAS	253
APÊNDICE A - ANÁLISE DE ESFORÇOS	256
A.1 ESFORÇOS DO MCC3	257
A.2 ESFORÇOS DO MCC4	263
A.3 ESFORÇOS DO MCCI	269
A.4 ESFORÇOS DO MCD3	275
A.5 ESFORÇOS DO MCD4	281
A.6 VALORES MÁXIMOS DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES: MCC3, MCC4, MCCI, MCD3 E MCD4	286
A.7 VALOR MÁXIMO DE TENSÃO NOS DIODOS RETIFICADORES: MCC3, MCC4, MCCI, MCD3 E MCD4	287
APÊNDICE B - PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA	288
B.1 INTRODUÇÃO	289
B.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	289
B.3 ANÁLISE DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO.....	290
APÊNDICE C - PLANILHAS DE PROJETO FÍSICO DOS MAGNÉTICOS	293
APÊNDICE D - ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO	314
APÊNDICE E - LAYOUTS DO PROTÓTIPO	317

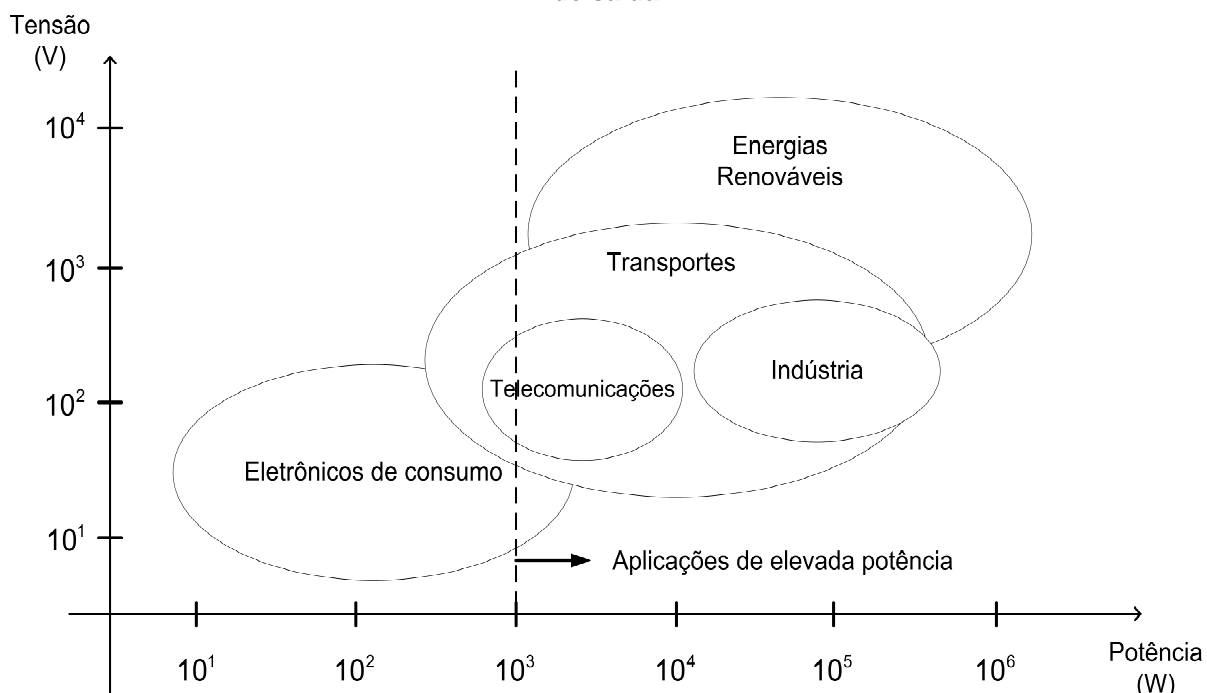
1 INTRODUÇÃO GERAL

Nas últimas décadas, a Eletrônica de Potência se tornou uma das áreas mais ativas da Engenharia Elétrica. Esta área, responsável pelo estudo de circuitos eletrônicos aplicados no processamento de energia elétrica, tem proporcionado uma vasta gama de aplicações e ultrapassado fronteiras nas mais variadas atividades do campo tecnológico e científico. Aplicações estas que vão desde as conversões puras e simples de energia elétrica como acionamentos elétricos, sistemas retificadores, fontes de alimentação para computadores, sistemas ininterruptos de energia, entre outras, até as aplicações mais específicas como transmissão e distribuição de energia e controle de processos industriais (MARTINS, 2014).

Quase todas estas aplicações em que se encontra a Eletrônica de Potência dependem de alguma forma de conversão de energia, podendo ser a conversão CC ou CA. Entre estas formas de conversão de energia elétrica, a conversão CC é necessária na maioria dos equipamentos elétricos e eletrônicos. Isto envolve o processamento da tensão CC da fonte de alimentação para um nível diferente de tensão CC requerida pela carga. Os circuitos eletrônicos que são projetados para realizar tal processamento são conhecidos como conversores CC-CC, que podem ser isolados ou não isolados. Os níveis de tensão e potência dos conversores CC-CC se inserem em uma grande variedade de aplicações, que vão desde os eletrônicos de consumo, os quais possuem conversores de baixa potência, até as redes de distribuição em corrente contínua e alta tensão (do inglês - *High-Voltage Direct Current* - HVDC) que utilizam conversores de alta potência. A Figura 1 apresenta as principais aplicações que empregam conversores CC-CC de potência de alguns Watts até Megawatts, relacionadas com as tensões de saída (TING, 2015).

Além dos conversores CC-CC serem isolados ou não isolados e estarem inseridos dentro de faixas de tensão e potência que dependem das aplicações, estas topologias podem ser tanto ressonantes, como não ressonantes. Em conversores ressonantes, um circuito ressonante formado por um par LC, dimensionado adequadamente proporciona que a corrente e/ou tensão se invertam, permitindo que quando a corrente e/ou tensão se tornam nulas, os interruptores sejam comutados, eliminando as perdas em comutação (POMILIO, 2016).

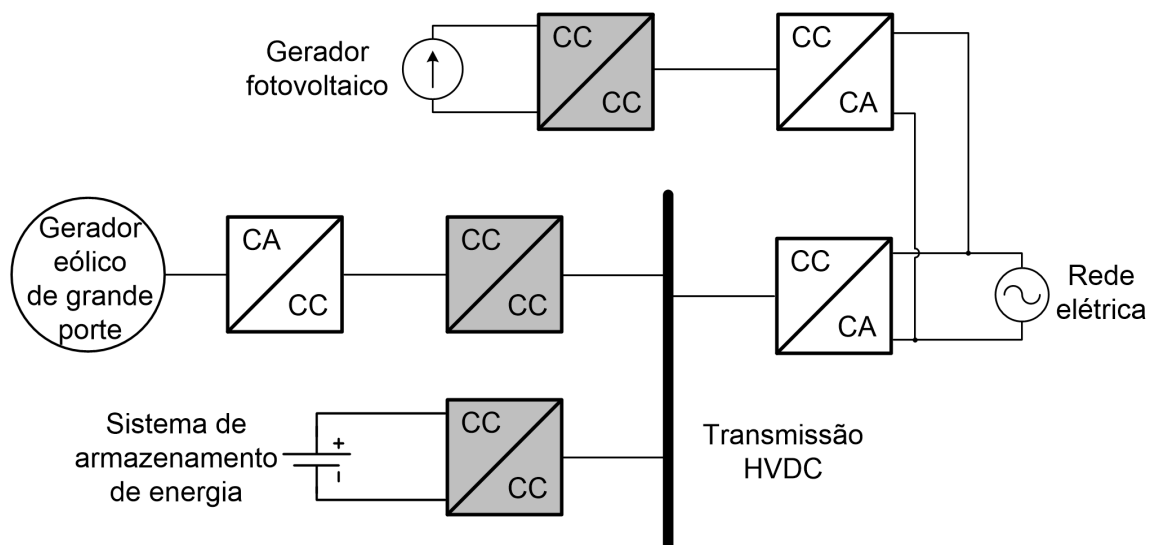
Figura 1 – Aplicações dos conversores CC-CC com suas correspondentes tensões e potências de saída



Com a crescente demanda pelas fontes de energia renováveis, vêm sendo propostos sistemas para o processamento desta energia. Na maioria destes sistemas, há um estágio intermediário de processamento, em que o valor da tensão nominal tem sido elevado à medida que se aumenta a potência processada por tal sistema. No caso em que se queira utilizar parte desta energia em aplicações em corrente contínua, há a necessidade de se empregar conversores CC-CC, os quais possibilitam a adequação dos níveis de tensão. Em alguns casos é possível que a tensão do barramento CC de onde estes conversores captam energia seja elevada, tornando consideráveis os esforços de tensão nos interruptores (AGOSTINI JUNIOR, 2012).

Casos como a geração de energia em sistemas fotovoltaicos, sistemas eólicos e sistemas de células a combustível, a variação da tensão de saída destes sistemas é significativa. Como resultado, conversores CC-CC unidirecionais com ampla faixa de tensão de entrada devem ser projetados, resultando em uma tensão de saída CC constante. O conversor também tem que operar em uma ampla faixa de tensão de saída, devido à grande variação de carga. A arquitetura de um sistema com fontes de energia renováveis é apresentada na Figura 2, mostrando o apelo dos conversores CC-CC para a conversão da energia em corrente contínua.

Figura 2 - Arquitetura de um sistema de fontes renováveis de energia



Fonte: Adaptado de Ting (2015)

Os parques eólicos com turbinas eólicas de grande porte, normalmente são situados em locais remotos. O gerador eólico então converte a energia dos ventos em um nível de tensão CA, que em geral é convertida em um nível de tensão CC, como pode ser visto na Figura 2. Devido às grandes distâncias em que ocorre esta conversão, são necessárias tensões muito elevadas para a transmissão de energia a uma subestação de rede elétrica para distribuição. Em um sistema de transmissão CC de alta tensão (HVDC), a tensão CC de nível médio é elevada a um nível elevado a partir de um conversor CC-CC. Tal conversor CC-CC deve suportar uma ampla faixa de carga, devido as grandes variações na potência gerada. Grandes variações de tensão no barramento CC de média tensão também impõem uma ampla faixa de entrada no conversor CC-CC. Além do mais, em sistemas de armazenamento de energia conectados à rede, os elementos para armazenar a energia gerada excedente, são usualmente fontes CC, como baterias e supercapacitores. Como o nível de tensão de tais elementos depende dos seus estados de carga, um conversor CC-CC é essencial para carregar e descarregar a partir do barramento CC de alta tensão. Para este fim, é necessária uma ampla faixa de carga e consequentemente uma ampla faixa de tensão de entrada (TING, 2015).

Há ainda outras aplicações em que os conversores de energia são necessários para operar com ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída. Alguns exemplos são a maioria das fontes de alimentação CA-CC monofásicas de sistemas

de energia de computadores e de telecomunicações. Tais fontes devem operar em uma faixa universal de 90 a 264 V eficazes de tensão de entrada e fornecer uma tensão de saída regulada constante ou variável (JOVANOVIĆ; IRVING, 2016).

Visando atender as aplicações de ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída e o apelo por topologias de conversores CC-CC citadas anteriormente, propõe-se nesta dissertação uma topologia de conversor CC-CC isolado.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO

O objetivo desta dissertação é estudar uma topologia de conversor CC-CC híbrido do tipo T para aplicações de ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída. Propõem-se dois diferentes tipos de modulação e analisam-se suas variações topológicas.

São consideradas contribuições desta dissertação:

- Efetuar o estudo de um conversor CC-CC isolado que emprega a topologia tipo T com saída em tensão;
- Estudar e propor técnicas de modulação que proporcionem comutação suave nos interruptores para uma ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída;
- Caracterização e análise estática de dois modos de condução contínua, com modulações de três níveis e quatro níveis;
- Caracterização e análise de dois modos de condução descontínua, com modulações de três níveis e quatro níveis;
- Efetuar o estudo, análise e caracterização de um modo de condução contínua denominado incontrolável, tratando de suas implicações na operação do conversor;
- Realizar a análise da comutação dos interruptores da topologia;
- Desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor em estudo, no qual o dimensionamento de todos os componentes da estrutura é apresentado;
- Obter um modelo matemático para o comportamento dinâmico do conversor;
- Obter resultados experimentais com o uso de um protótipo para validar os estudos realizados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está dividido em nove capítulos destinados ao estudo de um conversor CC-CC híbrido do tipo T com comutação suave e modulação por largura de pulso. O primeiro capítulo consiste de uma introdução e contextualização acerca do tema desta dissertação.

O Capítulo 2 tem por objetivo apresentar uma breve revisão dos conversores CC-CC com ampla faixa de tensão de entrada e saída propostos até o momento na literatura, exibindo suas principais características. Neste capítulo, também é apresentada a topologia de conversor que é objeto de estudo no decorrer do documento.

O estudo e análise do conversor referente aos modos de condução contínua e descontínua são apresentados no Capítulo 3. Esta análise proporcionará equações para a determinação de valores de corrente em qualquer ponto do circuito, duração das etapas de operação do conversor e característica de saída para cada modo de operação. A partir da análise estática, será possível realizar análises mais específicas, como a determinação dos esforços nos componentes para todos os modos de operação e a análise da comutação dos interruptores da estrutura.

A partir dos resultados obtidos da análise estática, propõe-se, no Capítulo 5, uma abordagem para a determinação de funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor para os modos de condução contínua. A fim de validar estes modelos matemáticos, realizam-se simulações do conversor.

No Capítulo 6, apresentam-se metodologias de projeto para as simulações do conversor de potência de saída de 1,2 kW para operação com ponto fixo e operação com ampla faixa de tensão de entrada. Resultados de simulações também são apresentados a fim de validar as análises teóricas desenvolvidas nos capítulos anteriores.

Apresenta-se, no Capítulo 7, o projeto dos magnéticos e dimensionamento dos componentes da topologia. Os principais níveis de corrente e tensão, necessários para a escolha dos componentes comerciais para a construção do protótipo são determinados.

Após o dimensionamento dos elementos e construção do protótipo, resultados experimentais em malha aberta e malha fechada são obtidos e apresentados no Capítulo 8, a fim de validar as análises teóricas desenvolvidas no decorrer da

Dissertação. Apresentam-se as principais formas de onda e curvas de rendimento do conversor de 10% a 100% da potência nominal especificada.

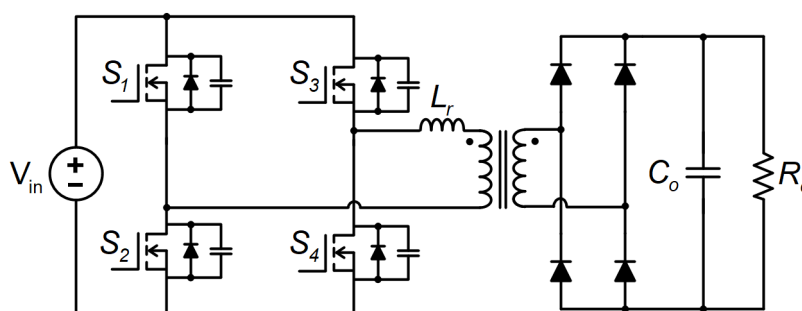
Por fim, uma conclusão geral acerca de todo o estudo é vista no Capítulo 9, apresentando um breve resumo das principais análises, características, observações e discussões sobre a topologia. Neste capítulo também são expostas algumas recomendações para trabalhos futuros sobre a topologia proposta nesta dissertação.

2 CONVERSORES CC-CC COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA E/OU SAÍDA E A PROPOSTA DE UM CONVERSOR

2.1 INTRODUÇÃO

Conversores CC-CC, como mencionados no Capítulo 1, são essenciais em diferentes aplicações que requerem tal processamento de energia. Um dos conversores CC-CC isolados mais citados e utilizados na literatura, sendo empregado em aplicações de elevadas tensões de entrada, é o conversor CC-CC Ponte completa com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso (*Full-Bridge Zero Voltage Switching Pulse Width Modulated: FB-ZVS-PWM*) (BADSTÜBNER, 2012; YOON et al., 2006). Este conversor pode ser com saída em tensão ou saída em corrente. Na Figura 2 é apresentada esta topologia com saída em tensão, sendo que o com saída em corrente, o filtro puramente capacitivo é substituído por um filtro LC.

Figura 2 – Conversor CC-CC isolado FB-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

Inicialmente proposto por Sabate et al (1990), apresenta a vantagem de operar com comutação suave nos interruptores de sua estrutura, utiliza-se da indutância de dispersão do transformador na realização da comutação suave, a frequência de operação é constante e apresenta ganho estático linear, facilitando o projeto do compensador (SABATE et al., 1990).

Além dos conversores com isolamento galvânico que são necessários em algumas aplicações por questões de segurança e aterramento, muitas outras aplicações requerem topologias adequadas para operação com ampla faixa de tensão de entrada e/ou ampla faixa de tensão de saída. No entanto, há desafios em projetar

estruturas adequadas que ofereçam uma ampla faixa de tensão de entrada e ampla faixa de tensão de saída que atinjam rendimentos elevados.

O objetivo das próximas seções deste capítulo é apresentar uma breve descrição acerca de conversores CC-CC já estudados na literatura que podem ser utilizados em aplicações de ampla faixa de tensão de entrada e/ou ampla faixa de tensão de saída. Nas seções seguintes são apresentadas uma breve descrição das principais características, vantagens e desvantagens destes conversores, enfatizando algumas estruturas que empregam a célula de comutação do tipo T. Por fim, realiza-se a proposta de um conversor que será objeto de estudo desta dissertação, juntamente com a estratégia de modulação adotada e equações preliminares que serão utilizadas no decorrer do documento.

Dentre os conversores CC-CC com ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída estão os conversores CC-CC LLC ressonantes, conversores CC-CC três níveis LLC ressonantes, conversores CC-CC com topologia convencional NPC e conversores CC-CC *Dual-Bridge*. Além do uso de tais topologias, para alcançar elevada eficiência no processamento da energia, têm sido propostos conversores CC-CC que operam alternando suas modulações, como o estudo feito por Canales, Li e Aggeler (2012). Estes autores apresentam uma nova estratégia de modulação para um conversor CC-CC *Full-Bridge* três níveis LLC ressonante que, com o uso alternado da modulação três níveis e dois níveis, possibilitou a obtenção de elevados níveis de rendimento para uma ampla faixa de tensão de saída.

Com relação aos conversores CC-CC *Dual-Bridge*, há o emprego da célula denominada na literatura de tipo T. Tal célula proporciona para o caso da estrutura apresentada por Lehman e Song (2004), por exemplo, que o conversor opere com topologia ponte completa (*Full-Bridge*) ou com topologia meia ponte (*Half-Bridge*).

Vale ressaltar que conversores CC-CC bidirecionais não são tratados nesta dissertação, assim como conversores CC-CC com dois ou mais transformadores, por pertencerem a uma categoria distinta de conversão de energia e utilizados em aplicações de natureza diferente. Portanto, são abordadas topologias que mais se aproximam à estrutura do conversor que será estudado no decorrer deste documento.

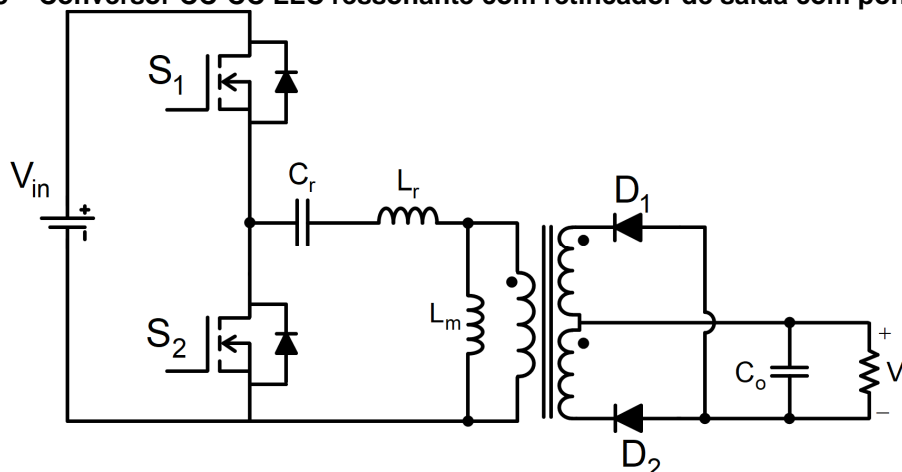
2.2 CONVERSORES CC-CC LLC RESSONANTES

Os primeiros conversores descritos neste documento, que fazem parte do conjunto de conversores CC-CC que podem ser utilizados em aplicações de ampla faixa de tensão de entrada, são os conversores CC-CC LLC ressonantes.

Estas topologias são capazes de realizar comutação suave para uma ampla faixa de carga, mantendo alto rendimento e densidade de potência, e tem sido estudadas recentemente. Estes conversores LLC ressonantes possuem duas variantes com relação à estrutura, que podem ser a topologia meia ponte e a topologia ponte completa. Normalmente, estas operam com frequência de comutação variável (SUN et al., 2017).

Um conversor CC-CC LLC ressonante proposto na literatura é apresentado na Figura 3. Este conversor possui três elementos passivos, L_r , C_r e L_m . O lado secundário é composto por um retificador ponte completa com ponto médio e um filtro capacitivo. Já o lado primário é composto por uma topologia meia ponte, a qual poderia ser também substituída por uma topologia ponte completa ou outra topologia. Este conversor opera com frequência de comutação variável e possui duas frequências de ressonância, sendo uma delas a frequência ressonante do par L_r e C_r e a outra a frequência ressonante do conjunto L_m , L_r e C_r . As principais características e vantagens do conversor LLC ressonante descrito são: comutação suave ZVS para ampla faixa de carga, perdas em comutação muito pequenas, alto rendimento com elevada tensão de entrada, esforços de tensão nos diodos retificadores minimizados (YANG et al., 2002).

Figura 3 – Conversor CC-CC LLC ressonante com retificador de saída com ponto médio

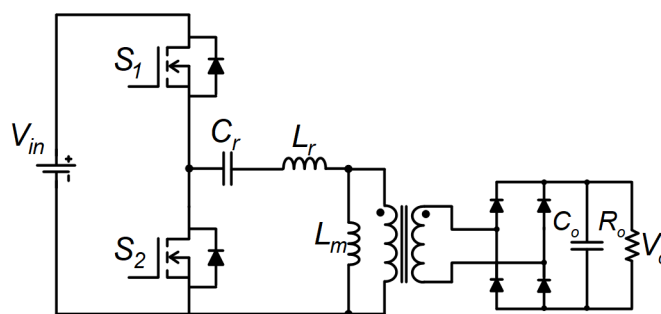


Fonte: Autoria própria

Os autores reportam resultados experimentais obtidos com um protótipo com tensão de entrada na faixa de 300 a 400 V e tensão de saída de 48 V, com potência de saída de 1 kW, apresentando um rendimento superior a 95%.

Utilizando-se o mesmo princípio da estrutura anterior, foi apresentado na literatura o conversor LLC ressonante ilustrado na Figura 4, tendo como diferença a configuração com quatro diodos do estágio retificador de saída.

Figura 4 – Conversor LLC ressonante com retificador de saída utilizando quatro diodos



Fonte: Autoria própria

O conversor LLC ressonante com retificador em Ponte-Completa apresentado, foi projetado com significativa indutância ressonante possibilitando assim o ajuste e regulação da tensão de saída na faixa de 35 a 165 V. Além do mais, possibilita aumentar a impedância de entrada, particularmente para elevadas frequências de comutação. Esta alta impedância de entrada causa menor circulação de corrente e elevada eficiência em pequenas cargas. A eficiência alcançada por tal conversor foi de 94%, tendo a faixa de tensão de entrada compreendida entre 320 a 370 V (BEIRANVAND et al., 2011a).

Como pôde ser observado, a única diferença entre as topologias da Figura 3 e Figura 4, em relação a estrutura, é o retificador com ponto médio e outra com ponte completa. Com relação ao número de componentes no caminho da corrente, as topologias com retificadores com ponto médio possuem menor número em relação ao com ponte completa. Entretanto, a queda de tensão nos diodos em ponte completa, que é igual a tensão de saída, é menor que na topologia com ponto médio, sendo nesta igual a duas vezes a tensão de saída.

Além do mais, a configuração em ponte completa possibilita uma menor circulação de energia reativa pelo transformador e proporciona um melhor aproveitamento do transformador que o retificador de ponto médio. Isso pode ser

observado comparando-se a equação da potência aparente do transformador em ponto médio dada pela equação (2.1), com a equação (2.2) da potência aparente do transformador configurado em ponte completa, em que P_L , representa a potência transferida à carga (BARBI, 2012).

$$S_{PM} = 1,57P_L \quad (2.1)$$

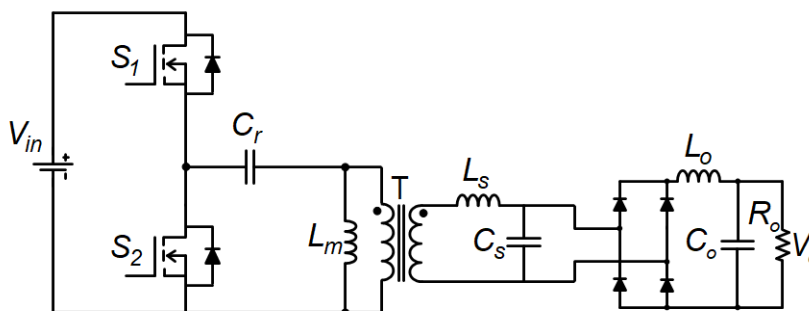
$$S_{PC} = 1,11P_L \quad (2.2)$$

Observa-se que segundo a equação (2.1), o transformador em ponto médio é mal aproveitado, exigindo-se do mesmo, um dimensionamento em potência de 157% da potência de carga (BARBI, 2012).

Pesquisas voltadas para conversores com as mesmas características dos conversores apresentados por Yang et al. E Beiranvand et al., foram conduzidas, a fim de obter melhores rendimentos. Um dos casos é o conversor ilustrado na Figura 5, sendo este denominado de conversor CC-CC LLC-LC ressonante.

As variações de frequência de comutação são menores no conversor LLC-LC ressonante, cobrindo ampla faixa de tensão de entrada e mudanças de carga, alcançado desta forma ampla faixa de ajuste da tensão de saída.

Figura 5 – Conversor CC-CC LLC-LC ressonante



Fonte: Autoria própria

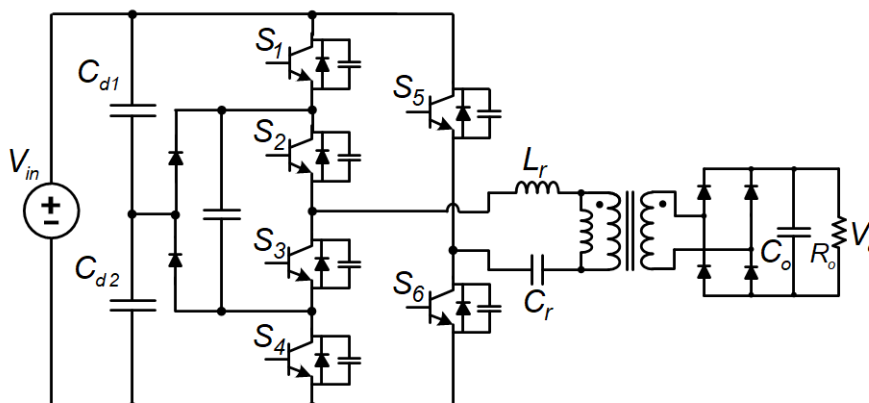
Este conversor, projetado para operar com tensão de entrada que varia entre 320 a 370 V, possibilitando uma faixa de tensão de saída entre 24 a 165 V, apresentando um melhor rendimento de 96,6%, em comparação aos 94,7% do conversor CC-CC LLC ressonante, possuindo as mesmas especificações (BEIRANVAND et al., 2011b).

2.3 CONVERSORES CC-CC TRÊS NÍVEIS LLC RESSONANTES

Em aplicações que necessitam de elevadas tensões de alimentação como sistemas trifásicos, sistemas a célula a combustível, sistemas fotovoltaicos e sistemas de distribuição de potência elétrica em navios, conversores de três níveis tem sido utilizados, pois a tensão sob cada interruptor principal equivale à metade da tensão de entrada (LEE; MOON, 2012).

Estruturas de conversores CC-CC de três níveis ressonantes e não ressonantes capazes de operar com comutação suave são propostas para aplicações que requerem elevadas tensões de entrada ou ampla faixa de tensão de entrada e saída. Tais estruturas são derivações das topologias meia ponte e ponte completa. A Figura 6 apresenta uma estrutura de um conversor CC-CC três níveis ressonante apta para aplicações de sistemas de células a combustível.

Figura 6 – Conversor CC-CC híbrido três níveis ressonante



Fonte: Autoria própria

Pelo fato de as células a combustível possuírem resposta lenta e variação de tensão com variação da carga, a faixa de tensão de saída é geralmente entre 200 a 400 V. Tal variação é, em geral, inadequada quando da alimentação direta de um inversor. Portanto, é necessário um conversor CC-CC que converta a tensão de saída variável proveniente da célula a combustível numa tensão constante. Além do mais, o conversor CC-CC deve ser adaptável para uma ampla faixa de tensão de entrada. Sendo estas as características requeridas para um sistema de células a combustível, o conversor ilustrado na Figura 6 e denominado de conversor híbrido ponte completa de três níveis (Hybrid Full Bridge Three Level) possui características apropriadas para

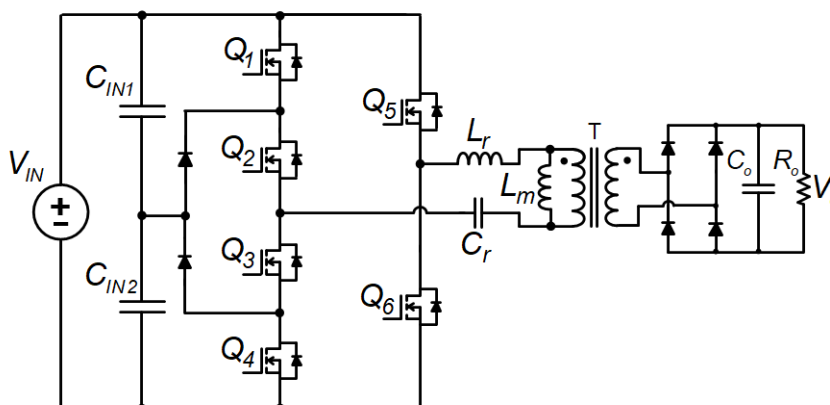
ampla faixa de tensão de entrada. As características são: os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 são submetidos à metade da tensão de entrada em seus terminais e podem realizar comutação ZVS para ampla faixa de variação de carga, tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6 é igual a tensão de entrada e estes podem também realizar comutação suave do tipo ZVS, o conversor pode operar com modulação três níveis e dois níveis, o que ocasiona menor conteúdo harmônico na tensão retificada, possibilitando que o filtro de saída tenha menor peso e volume (JIN; RUAN, 2005).

A topologia apresentada por Jin e Ruan integra as vantagens do conversor híbrido ponte completa de três níveis com a vantagem do conversor LLC ressonante. Um protótipo do conversor com tensão de entrada de 200 a 400 V e saída de tensão de 360 V e corrente de 4 A foi construído, obtendo-se rendimentos máximos acima dos 95%.

Outros conversores CC-CC híbridos ponte-completa ressonantes de três níveis foram propostos na literatura por Canales et al. e Chen et al. e obtiveram como resultados a redução das perdas por condução com a estrutura três níveis, devido aos níveis de tensão reduzidos nos semicondutores. Além desta vantagem, ressalta-se também que a potência de saída pode ser controlada em uma frequência fixa e os diodos retificadores possuem a capacidade de comutação ZCS (HAGA; KUROKAWA, 2017).

Um conversor CC-CC três níveis ressonante semelhante à topologia anterior é apresentado na Figura 7. Este conversor foi denominado pelos autores de *Full-Bridge Three-Level LLC Resonant* (HAGA; KUROKAWA, 2017).

Figura 7 – Full-Bridge Three-Level LLC Resonant (HAGA; KUROKAWA, 2017)

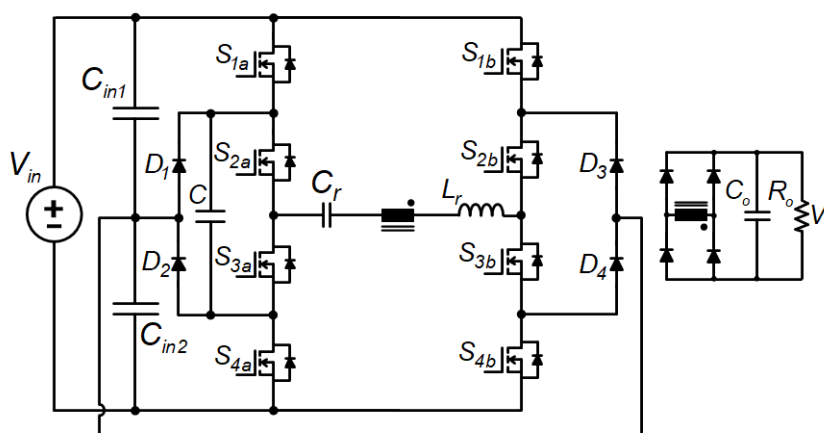


Fonte: Autoria própria

Para tal estrutura, os autores estudaram um método de modulação a qual possibilita o uso da modulação dois níveis, três níveis e modulação mista. Além disso, a topologia usa razão cíclica variável e frequência fixa. Estimou-se, por meio de simulação e cálculo de perdas, que tal conversor operando com tensão de saída de 225 a 378 V obteria com carga completa um rendimento de 97,98% e 98,09%, respectivamente. Com ensaios experimentais com o protótipo os autores alcançaram um rendimento máximo de 94,56% (HAGA; KUROKAWA, 2017).

Em algumas topologias de conversores CC-CC três níveis aplicaram-se técnicas, em que há alternância entre dois tipos de modulação, possibilitando que se mantenha alto rendimento apesar das variações de tensão. A Figura 8 apresenta um conversor CC-CC ponte completa de três níveis LLC ressonante (*Full-Bridge Three-Level LLC Resonant*), em que foi aplicado tal técnica de modulação. Este conversor foi estudado na literatura com o intuito de aplicá-lo no carregamento de bateria de veículos elétricos.

Figura 8 – Full-Bridge Three-Level LLC Resonant (CANALES; LI; AGGELER, 2012)

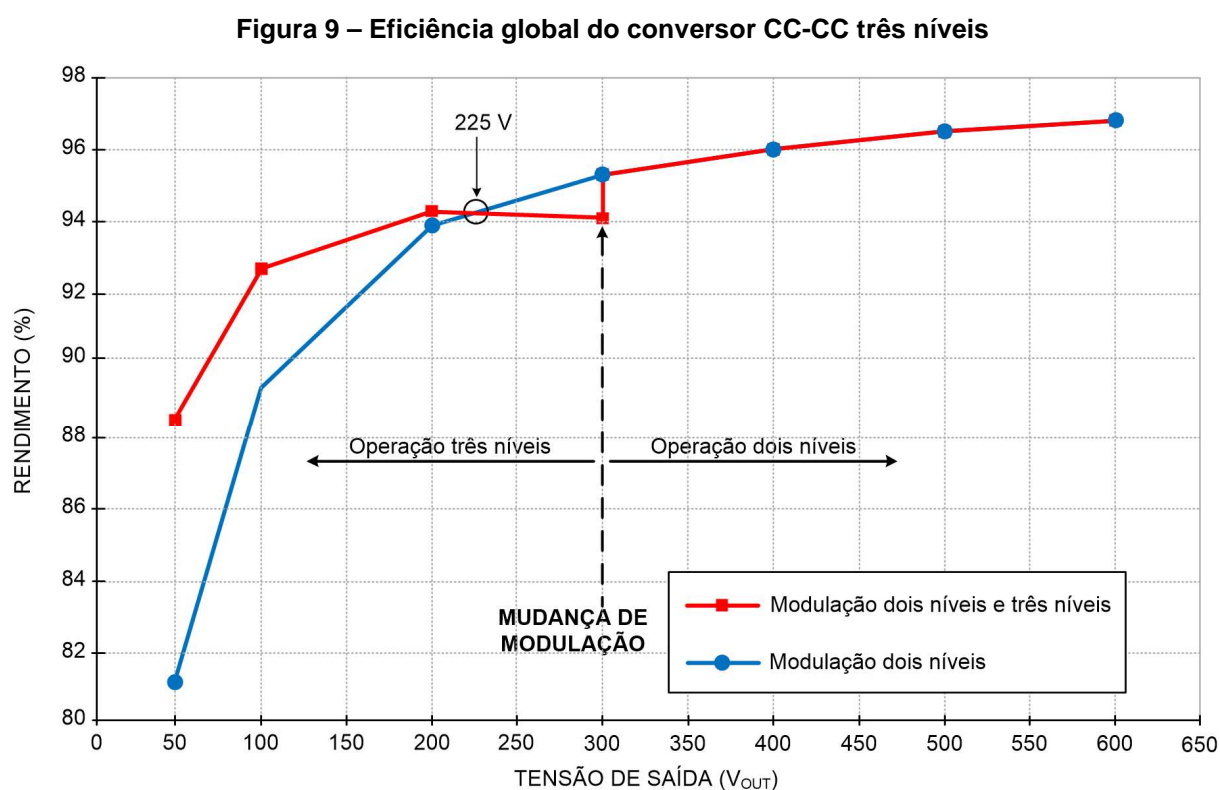


Fonte: Autoria própria

O objetivo de Canales, Li e Aggeler foi propor um método de modulação que reduza o impacto da ampla faixa de tensão de entrada e saída no rendimento do conversor CC-CC isolado com elevada tensão de entrada e aplicações de elevada potência. A abordagem dos autores combina o uso da topologia de três níveis com as estratégias de modulação propostas que permitem a operação do conversor com modulação dois níveis e três níveis, de acordo com a faixa de tensão de entrada/saída. Ainda constataram que as técnicas ressonantes e não ressonantes podem ser facilmente implementadas na topologia utilizando esta estratégia de modulação, sem

comprometer a característica de comutação suave. Além disso, um novo circuito de acionamento dos interruptores é apresentado por Canales, Li e Aggeler, resultando na otimização do transformador, do filtro de entrada e saída e dos elementos ressonantes, sendo benéfico no desempenho global do conversor (CANALES; LI; AGGELER, 2012).

Os mesmos autores apresentaram resultados experimentais de um protótipo do conversor especificado com potência de 20 kW, tensão de entrada de 750 V e tensão de saída na faixa de 325 a 650 V, na qual apresentaram-se melhores rendimentos. A Figura 9 apresenta a eficiência global medida pelos autores, do conversor CC-CC três níveis com o método de modulação proposto.



Fonte: Adaptado de Canales; Li e Aggeler (2012)

Observa-se, pelos resultados de rendimento reportados, que o conversor apresentou elevado rendimento com a alternância das modulações de dois níveis e três níveis.

Segundo Canales, Li e Aggeler (2012), um dos problemas associados com conversores com comutação suave é o baixo desempenho quando estes operam com variação da tensão de entrada ou saída. No caso destas aplicações, para regular a

tensão de saída, os conversores têm operado com ampla faixa de frequência de comutação ou razão cíclica. Por estes fatos, a otimização do conversor torna-se difícil, resultando não somente no aumento dos esforços nos semicondutores e circulação de energia no conversor, mas também na redução da eficiência.

A partir da revisão bibliográfica acerca de tais topologias descritas, conclui-se que a principal vantagem da utilização dos conversores CC-CC de três níveis, tanto os híbridos quanto convencionais (ponte completa) propostos na literatura são a tensão submetida aos interruptores ser igual a metade da tensão de entrada. Tal vantagem possibilita o projeto destas topologias com elevada tensão de entrada e elevada potência. Porém, uma desvantagem é perceptível com relação ao maior número de componentes no caminho da corrente com o uso da estrutura *NPC*, o que ocasiona maiores perdas em condução. Além do mais, foram empregadas técnicas de modulação que possibilitam elevada eficiência, mesmo com a ampla faixa de tensão de entrada ou saída.

2.4 CONVERSORES CC-CC *DUAL-BRIDGE*

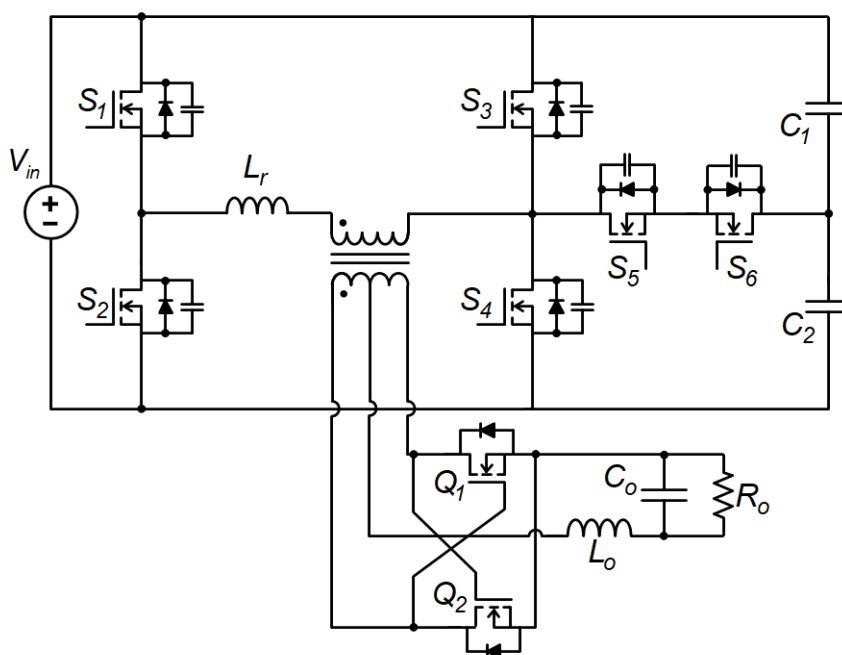
Um conjunto importante de conversores CC-CC projetados para aplicações de ampla faixa de tensão de entrada, são aqueles denominados na literatura por *dual-bridge* (DB). (SONG; LEHMAN, 2002; SUN et al., 2017).

Duas topologias propostas caracterizadas por não possuírem tempo morto e possuírem indutor de saída de pequeno valor são os conversores CC-CC *dual-bridge* e o *dual-bridge* com comutação ZVS. Estes dois conversores são analisados por Song e Lehman (2002). Certas topologias não possuem tempo morto no comando dos seus interruptores, o que resulta na contínua transferência de potência da entrada para a saída no período completo de funcionamento. Devido à menor ondulação da corrente de entrada em conversores sem tempo morto, a interferência magnética conduzida é relativamente menor e o menor valor da indutância de saída melhora a velocidade transitória na saída, melhorando assim a densidade de potência do conversor CC-CC (SONG; LEHMAN, 2002).

O conversor CC-CC *Dual-Bridge* é ilustrado na Figura 10. Conforme os autores, este conversor é estruturado com uma combinação dos conversores meia

ponte e ponte completa, os quais são conectados por meio dos interruptores S_5 e S_6 , eliminando a necessidade de um segundo transformador. Quando ambos interruptores S_5 e S_6 são comandados a conduzir, tem-se uma topologia meia ponte e no caso em que os mesmos interruptores não conduzem, tem-se a topologia ponte completa. Song e Lehman apresentaram resultados experimentais dos conversores com especificações de tensão de entrada entre 35 a 64 V e tensão e corrente de saída de 3,3 V e 30A, respectivamente, e frequência de comutação de 200 kHz.

Figura 10 – Conversor CC-CC *Dual-Bridge*



Fonte: Autoria própria

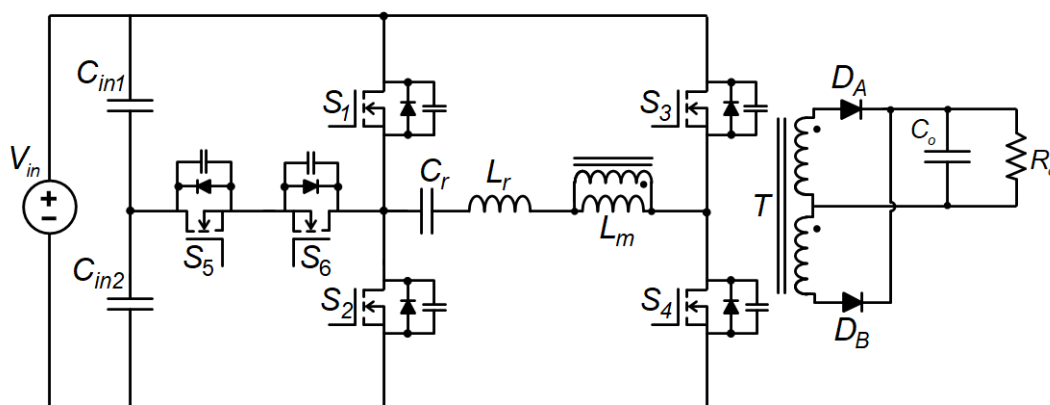
Em comparação com a topologia ponte completa convencional, o conversor *dual-bridge* apresentou uma redução significativa do valor do indutor de saída e pode operar com ampla faixa de tensão. Observa-se ainda na estrutura deste conversor, o uso dos MOSFETs Q_1 e Q_2 no lugar de diodos. Tal técnica é denominada de retificação síncrona, utilizada em conversores com menor tensão de saída. Esta técnica possibilita a redução das perdas por condução no estágio retificador de saída, devido principalmente a menor resistência de condução de alguns MOSFETs em comparação com a queda de tensão nos diodos.

No conversor DB, a comutação suave ZVS é realizada utilizando-se a indutância de dispersão do transformador. Portanto, a faixa de comutação ZVS é

limitada e depende das condições da carga. Embora a faixa de ZVS possa ser ampliada com o aumento da indutância de dispersão do transformador ou a adição de um indutor em série com o primário do transformador, isto resulta em elevadas perdas. Além do mais, os diodos da ponte retificadora conectados ao lado secundário apresentam problemas com a recuperação reversa (SUN et al., 2017).

Seguindo a mesma estrutura do conversor apresentado anteriormente, pesquisas foram conduzidas por Sun et al. , os quais desenvolveram um estudo acerca de um conversor CC-CC *dual-bridge* LLC ressonante com frequência fixa e modulado por largura de pulso (PWM), para aplicações com ampla faixa de tensão de entrada. Tal topologia, apresentada na Figura 11, pode ser vista como uma combinação dos conversores meia ponte e ponte completa LLC ressonantes.

Figura 11 – Conversor *dual-bridge* LLC ressonante com frequência fixa PWM



Fonte: Autoria própria

Este conversor DB LLC ressonante proposto por Sun, Li, Shen, Wang e Guo tem a regulação da sua tensão de saída, conforme a porcentagem de tempo de operação das topologias meia ponte e ponte completa, durante um período de funcionamento. O conversor emprega controle PWM com frequência fixa, e a frequência de comutação é igual à frequência de ressonância, o que facilita o projeto dos elementos magnéticos. A indutância de magnetização tem pequena influência no ganho de tensão do circuito, simplificando desta forma os parâmetros de projeto, sendo que o indutor magnetizante pode ser projetado com o maior valor possível para reduzir as perdas por condução. Além do mais, os interruptores principais e diodos retificadores do conversor possuem comutação suave em uma ampla faixa de carga,

reduzindo as perdas em comutação e as perdas na recuperação reversa, respectivamente.

Na seção seguinte são descritas as características de alguns conversores que utilizam a célula denominada Tipo T, que para o caso dos conversores *dual-bridge* propostos é composto pelos interruptores S_5 e S_6 .

2.5 TOPOLOGIA DO TIPO T

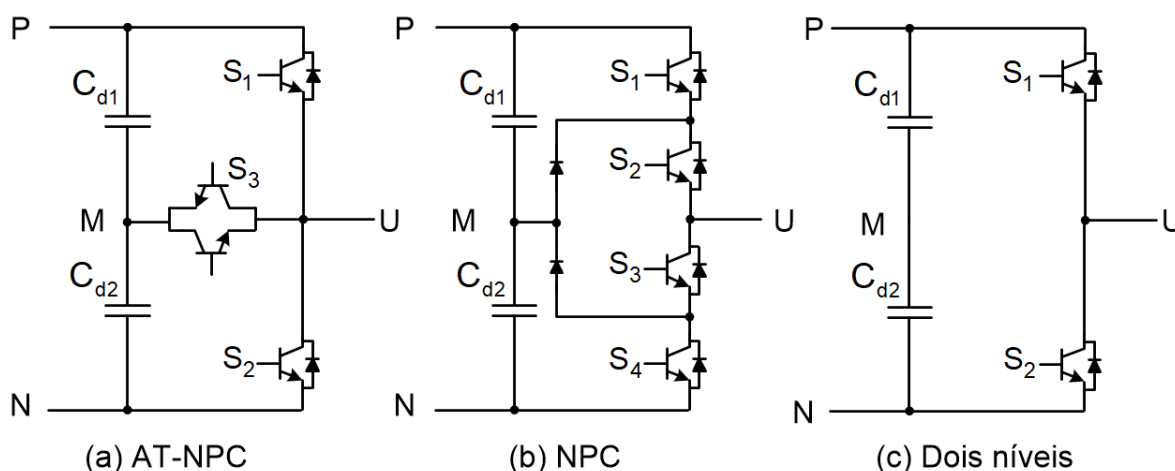
A célula denominada neste trabalho como “tipo T”, conhecida na literatura por *T-type*, foi inicialmente proposta por Aloah, Hulley e Shepherd (1988), em inversores trifásicos para alimentação de motores elétricos. A topologia do tipo T ainda foi estudada por Schweizer e Kolar (2012) em inversores monofásicos de baixa tensão, em que foi constatado que com a utilização da célula do tipo T, economizou-se cinco circuitos de comando em topologias trifásicas. Outra vantagem referente ao uso desta célula está na diferença de perdas em comutação quando compará-se com conversores de dois níveis, pelo fato da tensão sob os interruptores ser igual a metade da tensão de entrada.

Inversores de tensão têm sido utilizados em várias aplicações de fontes renováveis de energia. Com as crescentes pesquisas em equipamentos para sistemas de geração de energia solar e eólica, o interesse na eficiência dos inversores tem crescido com a utilização de inversores multiníveis e melhores técnicas de modulação. Portanto, estudos em cálculos de perdas de potência em sistemas com inversores constatam que o inversor de três níveis do tipo T (3L-T) apresentou-se como uma melhor opção comparado ao inversor NPC três níveis (3L-NPC), no que se refere a análises de perdas de potência (SHIN et al., 2014).

Um inversor para sistema de geração solar, o qual utiliza a topologia do tipo T é apresentada por Fujii et al. (2013). Aplicando um módulo de IGBTs com bloqueio reverso (RB-IGBTs), tal inversor alcançou uma eficiência máxima de 98,5%. Além do mais, apresentaram uma comparação entre as topologias dois níveis, NPC e tipo T utilizando o módulo RB-IGBT. As três topologias que são comparadas são apresentadas na Figura 12.

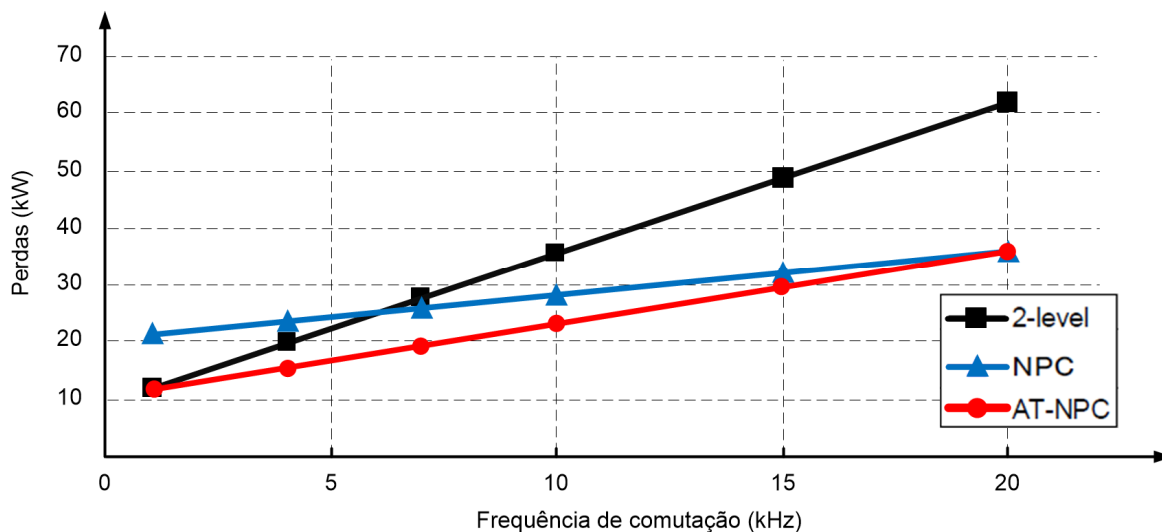
Cálculos de perdas foram realizados nestas topologias e foi constatado que as perdas em condução da topologia AT-NPC (*Advanced T-type NPC*) são semelhantes a estrutura dois níveis e inferiores a estrutura NPC, devido a corrente de saída da topologia AT-NPC fluir através do módulo RB-IGBT. Além disso, as perdas em comutação são menores em comparação à topologia de dois níveis e semelhantes à topologia NPC. Estes resultados comparativos de perdas entre as topologias são apresentados na Figura 13.

Figura 12 – Topologias AT-NPC, NPC e dois níveis



Fonte: Autoria própria

Figura 13 – Comparativo de perdas entre as topologias tipo T, NPC e dois níveis



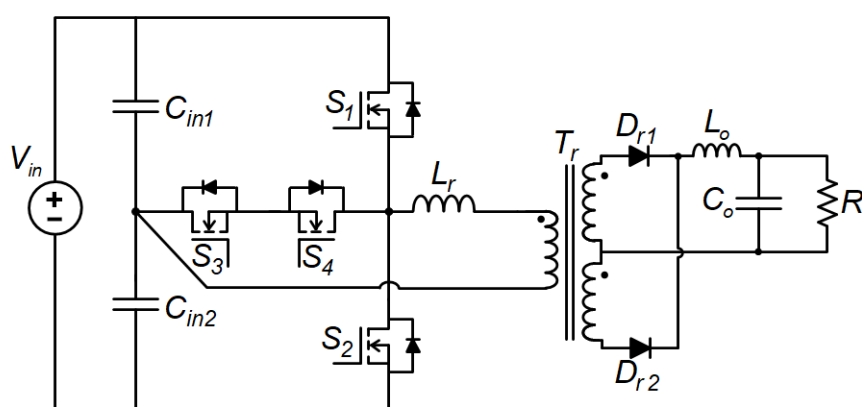
Fonte: Adaptado (FUJII et al., 2013)

Foi verificado pelos autores, que o emprego da topologia do tipo T reduz as perdas em condução em comparação com a célula NPC, e tendo perdas em

comutação ainda menores devido a utilização dos interruptores bidirecionais. Entretanto, foi constatado que para frequências a partir de 30 kHz a eficiência decresce, devido às perdas em comutação, sendo um dos problemas apresentados pela topologia do tipo T. É importante observar que tal constatação é proveniente de estudos com inversores apresentando comutação dissipativa, sendo que topologias com comutação suave podem se beneficiar com as menores perdas por condução apresentadas por esta célula.

No que se refere à utilização da célula do tipo T em conversores CC-CC, Bandeira Junior (2014) utilizou esta estrutura em um conversor CC-CC isolado denominado de tipo T-ZVS-PWM o qual é apresentado na Figura 14. O mesmo autor construiu um protótipo de 3 kW com comutação suave o qual obteve um rendimento máximo de 95,2%, para a potência de 1,2 kW. Este conversor apresentou operação simétrica e ofereceu vantagens similares aos conversores com comutação suave ZVS ponte completa (FB-ZVS-PWM) e de três níveis (TL-ZVS-PWM), que são: fluxo magnético médio desprezível, três níveis na tensão do primário do transformador, comutação suave nos interruptores para ampla faixa de carga (20% a 100%) e esforços de tensão nos interruptores da célula tipo T (S_3 e S_4) igual à metade da tensão de entrada, permitindo uso de interruptores de baixa tensão e apresentando esforços de corrente reduzidos. (BANDEIRA JUNIOR, 2014).

Figura 14 – Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM com saída em corrente



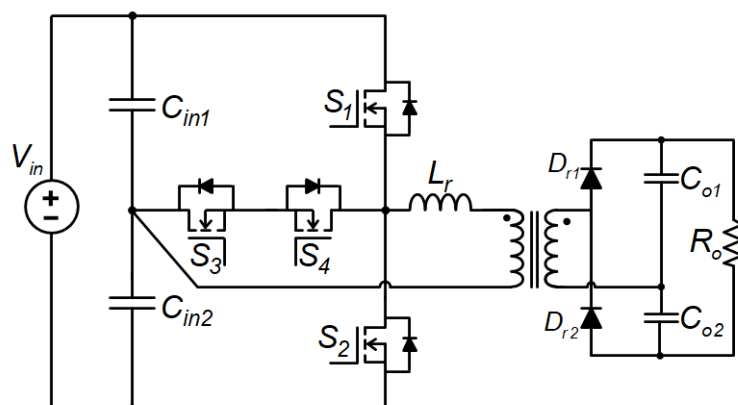
Fonte: Autoria própria

Além do mais, os capacitores C_{in1} e C_{in2} da topologia apresentada na Figura 14, são beneficiados pela simetria do conversor, sendo que em ensaios em malha aberta foi constatado a estabilidade da tensão nestes capacitores de barramento.

Enfatizou-se que a função da célula tipo T, pela qual circula a corrente, mantém o equilíbrio dos capacitores de ponto médio (BANDEIRA JUNIOR, 2014).

Outra topologia com princípios de funcionamento semelhantes a estrutura da Figura 14 foi proposta e é ilustrada na Figura 15.

Figura 15 – Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM com saída em tensão



Fonte: Autoria própria

Bandeira, Mussa e Barbi (2015) verificaram o uso da topologia do tipo T em conversores CC-CC. Os autores efetuaram estudos de conversores CC-CC isolados empregando a topologia do tipo T, sendo um com saída em corrente e outro com saída em tensão (Figura 15) propondo técnicas para obtenção de comutação suave nos interruptores da estrutura.

A proposta de um conversor CC-CC que pode ser utilizado para aplicações de ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída é apresentada na próxima seção, e que consiste na principal contribuição desta dissertação. A topologia proposta enquadra-se no grupo de conversores não ressonantes com comutação suave, com estrutura semelhante aos conversores *dual-bridge* e emprego da célula do tipo T, denominada por alguns autores na literatura.

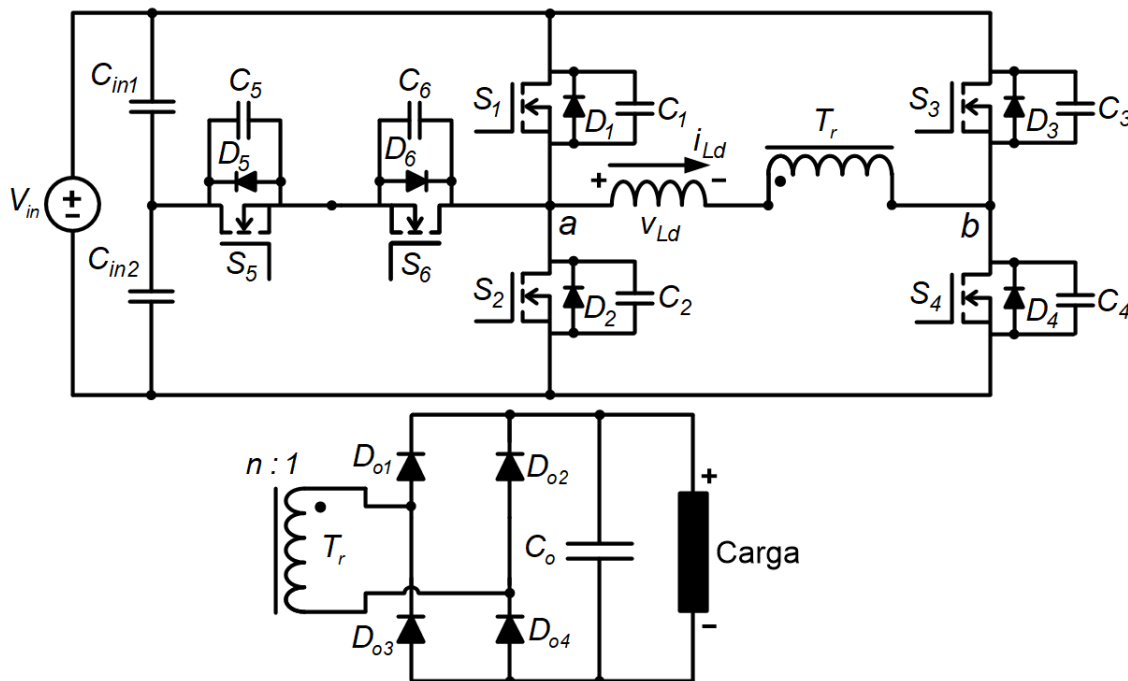
2.6 CONVERSOR CC-CC HÍBRIDO DO TIPO T PROPOSTO

Diversas topologias de conversores CC-CC com ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída já foram propostas na literatura, conforme visto até então, cada uma apresentando suas vantagens e desvantagens. Além de conversores com esta característica, foram apresentados conversores com o emprego da topologia do tipo

T. Esta dissertação apresenta uma topologia, cujo princípio de funcionamento é descrito no decorrer do documento.

O estágio de potência do conversor CC-CC unidirecional proposto é apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Conversor proposto HT²-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

Decidiu-se estudar tal estrutura de conversor, pois se acredita que seu conjunto de vantagens e desvantagens a tornem uma opção mais atrativa para determinadas aplicações, em comparação com os conversores propostos até então. Além disso, com as análises que são apresentadas, acredita-se que estas trazem contribuições para o estudo e entendimento desta topologia de conversor.

Apesar da similaridade do conversor proposto com o dual-bridge (SONG; LEHMAN, 2002), a topologia proposta é denominada de conversor CC-CC híbrido do tipo T com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso (HT²-ZVS-PWM). Isso porque, diferentemente do *dual-bridge*, que utiliza uma modulação única de quatro níveis, o conversor proposto permite também uma operação com três níveis, possibilitando a proposta de uma modulação híbrida de três ou quatro níveis. A escolha do número de níveis dependerá das condições de operação do circuito, cujos detalhes são discutidos na seção que trata da estratégia de modulação.

Conforme é detalhado na análise qualitativa do conversor proposto, existem cinco modos distintos de operação da estrutura, denominados:

- modo de condução contínua com modulação de três níveis (MCC3);
- modo de condução contínua com modulação de quatro níveis (MCC4);
- modo de condução contínua de quatro níveis incontrolável (MCCI);
- modo de condução descontínua com modulação de três níveis (MCD3);
- modo de condução descontínua com modulação de quatro níveis (MCD4).

As demais características destes modos de operação estão fundamentadas no equacionamento realizado durante as análises dos capítulos seguintes. Tais análises fornecem os resultados que permitem detalhar os princípios e características de cada modo de operação.

Os capacitores representados por C_{in1} e C_{in2} dividem a tensão do barramento CC pela metade, sendo esta tensão aplicada aos terminais ab . O indutor L_d representa o indutor de dispersão do transformador.

Por se tratar de um conversor isolado, os estágios inversor e retificador são conectados através de um transformador de alta frequência. O enrolamento secundário do transformador é conectado a um retificador de ponte completa, composto pelos diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} . A saída é composta pelo capacitor C_o e pela carga representada por R_o .

A partir de uma análise preliminar da topologia HT²-ZVS-PWM é possível elencar algumas características importantes:

- Os esforços de tensão nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 são iguais à tensão de entrada, enquanto que os interruptores S_5 e S_6 ficam submetidos à 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 em caso de operação em condução contínua, dependendo da estratégia de modulação adotada;
- Há possibilidade de obtenção de comutação suave do tipo ZCS em todos os diodos da ponte retificadora de saída;
- Operação simétrica do conversor, não gerando componente contínua de fluxo no transformador;
- O caminho da corrente é menor em comparação com a topologia NPC, o que possivelmente implica em menores perdas por condução.

O conversor em estudo opera com modulação por largura de pulso (PWM). Conforme será exposto, para os caso dos modos de condução contínua MCC3 e MCC4, estes apresentam doze etapas distintas. Destas doze, quatro correspondem a etapas de comutação, que são desconsideradas da análise estática do conversor devido à sua brevidade. Das seis restantes, três ocorrem no primeiro semiciclo e as outras três no segundo semiciclo de operação do conversor. Devido à simetria entre os semiciclos, o equacionamento de apenas três etapas de operação do primeiro semiciclo é suficiente para a determinação do conjunto de equações que regem o comportamento do conversor proposto em regime permanente. A solução deste sistema fornece os valores de corrente e a duração de todas as etapas de operação.

Conforme apresentado previamente, duas estruturas de conversores CC-CC, cujos circuitos são apresentados na Figura 6 e Figura 11, apresentam grande similaridade com o conversor proposto nesta dissertação. É importante salientar que apesar da topologia apresentada por Lehman e Song (2002) ser uma estrutura *dual-bridge*, o conversor em estudo possui diversas características que o diferem desta topologia já proposta na literatura. Algumas destas características são apresentadas na Tabela 1. Esta tabela também fornece dados comparativos do conversor proposto com a topologia estudada por Jin e Ruan (2005), sendo esta constituída pela célula convencional NPC.

2.6.1 Estratégia de Modulação

O conceito convencional de razão cíclica é definido como o tempo em que um interruptor conduz (t_{on}) durante um período da comutação (T_s), que é representado geralmente pela equação (2.3).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.3)$$

Tabela 1 – Comparativo entre conversores

Características	Conversor CC-CC híbrido do tipo T proposto	Conversor CC-CC <i>dual-bridge</i> (SONG; LEHMAN, 2004)	Conversor CC-CC híbrido de três níveis LLC ressonante (JIN; RUAN, 2005)
Valor máximo de tensão sobre os interruptores	$S_1, S_2, S_3, S_4 = V_{in}$ $S_5, S_6 = V_{in}/2$	$S_1, S_2, S_3, S_4 = V_{in}$ $S_5, S_6 = V_{in}/2$	$S_1, S_2, S_3, S_4 = V_{in}/2$ $S_5, S_6 = V_{in}$
Valor máximo de tensão sobre os diodos de saída ¹	V_o	$> V_o$	V_o
Tipo de comutação dos interruptores comandados	ZVS	ZVS	ZVS
Tipo de comutação dos diodos de saída	ZCS	Dissipativa	ZCS
Oscilação de tensão entre capacitância de junção dos diodos de saída e indutância de dispersão do secundário do transformador	Não	Sim (pode ser necessário utilizar <i>snubber</i> ou grampeador)	Não
Estágio de saída	Característica de fonte de tensão	Característica de fonte de corrente	Característica de fonte de tensão
Modulação	Modulação por largura de pulso de três e quatro níveis	Modulação por largura de pulso sem tempo morto	Modulação por largura de pulso
Número de interruptores comandados	6	6	6
Número de diodos ²	2 ou 4	2 ou 4	4 ou 6
Número de indutores	1	2	2
Número de capacitores ³	3	3	5

¹Considerando a implementação com estágio retificador com 4 diodos

²O retificador de saída pode ser realizado de duas formas: com ponto médio, utilizando 2 diodos, ou de forma convencional, com 4 diodos

³Desconsiderando-se as capacitâncias intrínsecas dos interruptores

Fonte: Autoria própria

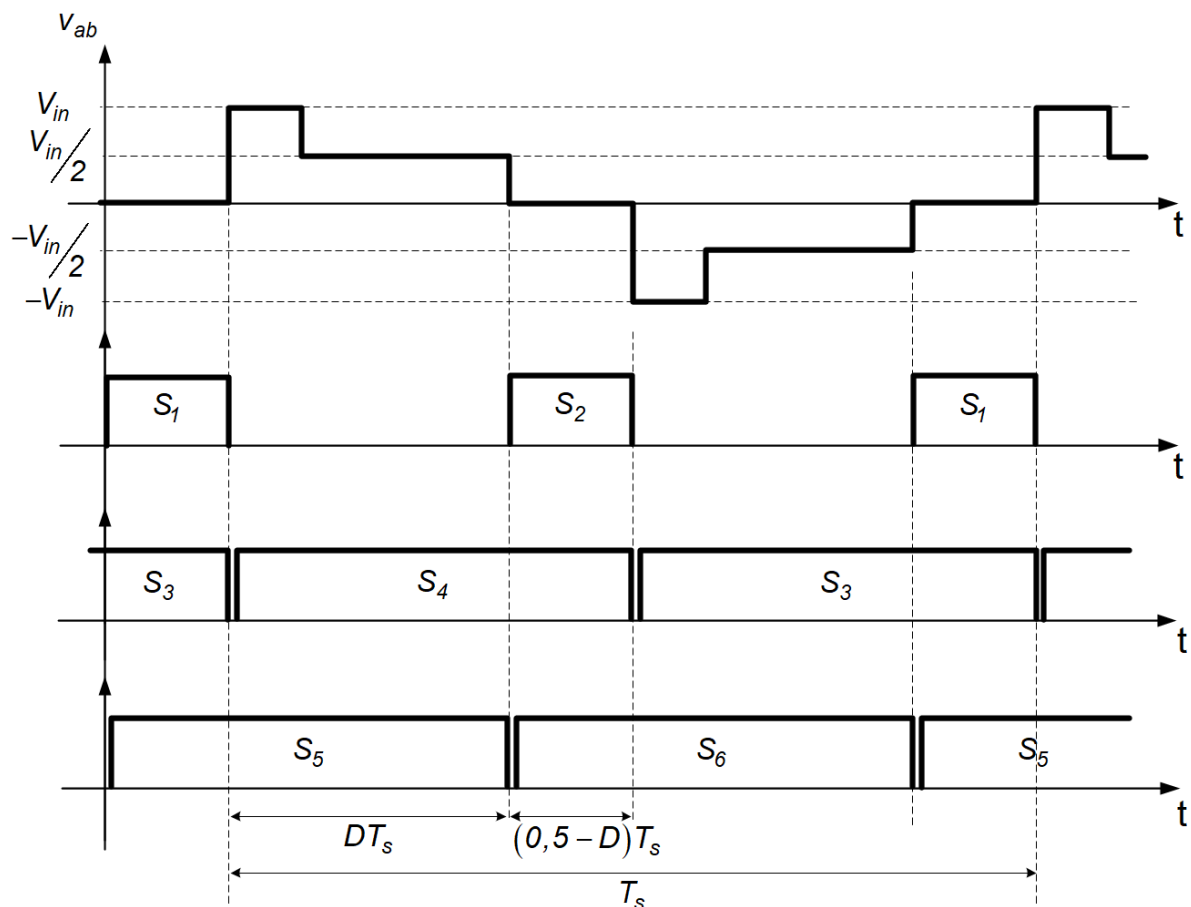
No entanto, em alguns conversores, esta definição não é aplicada, sendo utilizado conceitos não muito usuais, como na topologia em estudo neste trabalho. Na topologia HT²-ZVS-PWM, a razão cíclica é definida em função do nível de tensão aplicada entre os pontos “a” e “b”. Portanto, a estratégia de modulação do conversor HT²-ZVS-PWM é proposta de forma que a tensão entre os pontos “a” e “b” do circuito contenham três ou quatro níveis de tensão.

Para a modulação três níveis, a estratégia é realizada conforme Figura 17. Nesta modulação, a razão cíclica é definida a partir do nível de tensão $V_{in}/2$, o qual é

obtido pela sobreposição dos pulsos de comando dos interruptores S_4 e S_5 , considerando o semi-ciclo positivo da tensão V_{ab} .

Na modulação de três níveis, observa-se a ocorrência de mais dois níveis de tensão, V_{in} e $-V_{in}$. Estes níveis “parasitas”, que em geral são breves, surgem devido à polarização dos diodos D_1 e D_2 , condição esta necessária para a obtenção de comutação suave em todos os interruptores do circuito.

Figura 17 – Estratégia de modulação de três níveis ($0 \leq D < 0,5$)



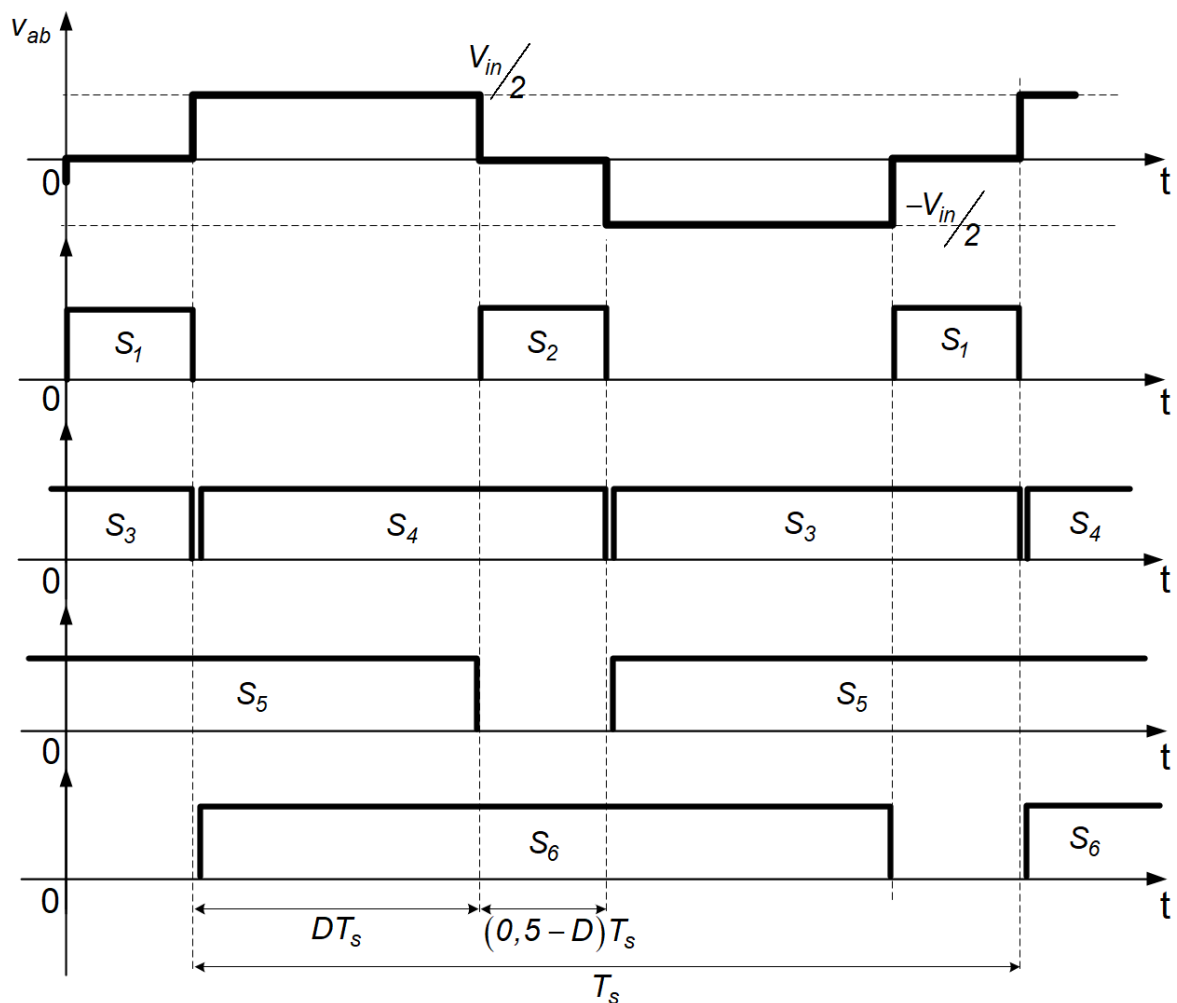
Fonte: Autoria própria

Há uma estratégia de modulação de três níveis alternativa, em que há a possibilidade da obtenção de exatamente três níveis de tensão nos terminais ‘a’ e ‘b’. Esta estratégia de modulação pode ser visualizada na Figura 18.

Apesar de possibilitar exatamente os três níveis de tensão requeridos, tal estratégia não possibilita a obtenção de comutação suave ZVS nos interruptores S_5 e S_6 , que constituem a célula tipo T. Para que haja a possibilidade da operação do conversor com comutação suave, será adotada a estratégia de modulação

apresentada na Figura 17. Apesar de serem observados cinco níveis na forma de onda de V_{ab} , esta estratégia continuará sendo denominada de três níveis, dado que os níveis “parasitas” em geral são breves e não dependem da ação do modulador (sua duração depende do nível de corrente na saída do conversor). Também é importante mencionar que estes níveis parasitas ocorrem apenas no MCC3, sendo que no MCD3, que utiliza a mesma estratégia, tais níveis deixam de ocorrer, uma vez que D_1 e D_2 não são mais polarizados.

Figura 18 – Estratégia de modulação três níveis sem comutação suave ($0 \leq D < 0,5$)



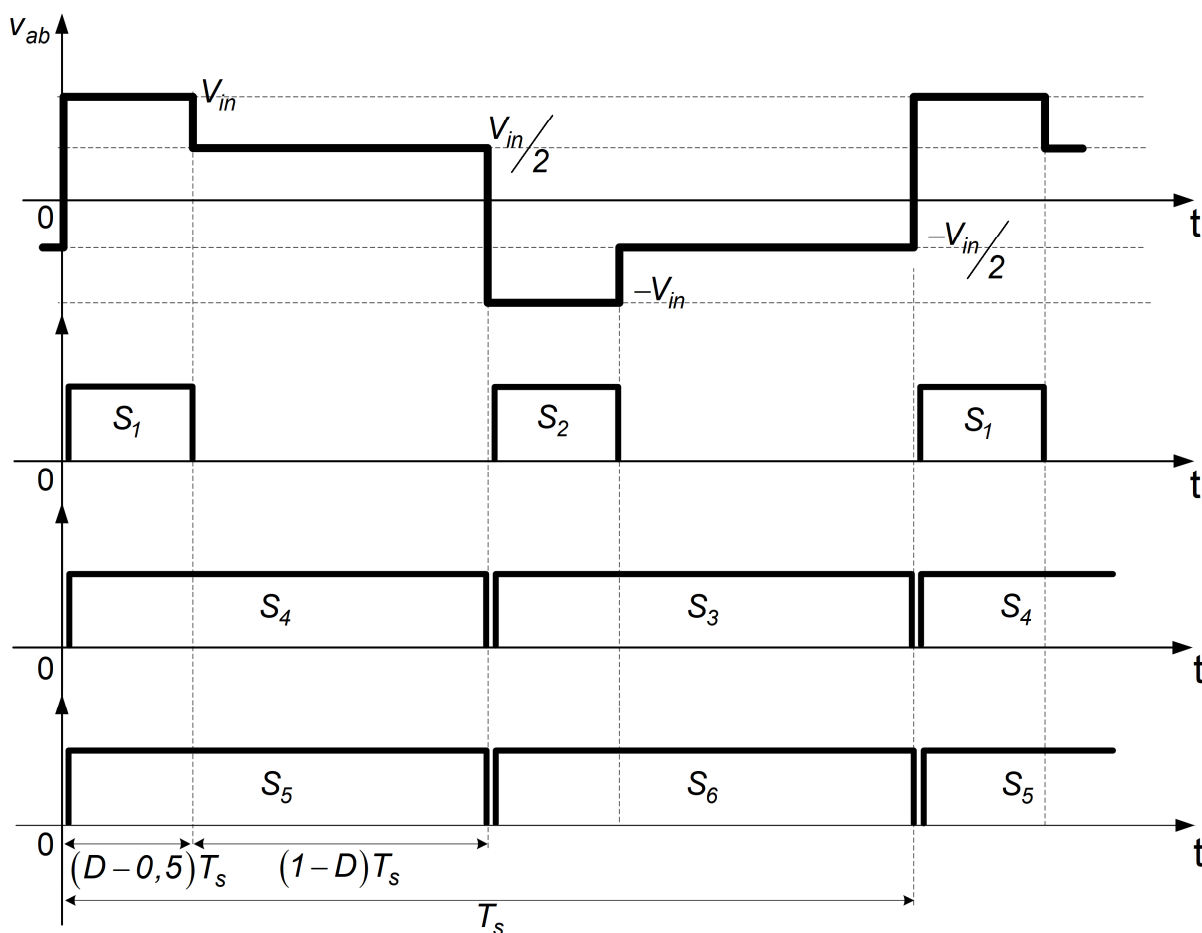
Fonte: Autoria própria

Para que haja quatro níveis de tensão entre os pontos “a” e “b”, deve-se realizar a estratégia de modulação que é apresentada na Figura 19, a qual é configurada com a sobreposição dos interruptores S_4 e S_5 , mais o excedente dos pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 .

A estratégia de modulação quatro níveis apresentada possibilita que todos os interruptores do conversor HT²-ZVS-PWM operem com comutação suave do tipo ZVS, quando operando em condução contínua (MCC4 ou MCCI).

Também é importante mencionar que a transição entre as estratégias de três e quatro níveis é realizada naturalmente caso o modulador esteja adequadamente configurado.

Figura 19 – Estratégia de modulação quatro níveis ($0,5 < D \leq 1$)



Fonte: Autoria própria

Sempre que a razão cíclica esteja no intervalo $0 \leq D \leq 0,5$, o conversor opera com três níveis e quando $0,5 < D \leq 1$, a operação passa a ser de quatro níveis. Esta característica é interessante para que a implementação do modulador seja realizada de forma simplificada e também para que o conversor seja completamente caracterizado para uma razão cíclica unificada variando de 0 a 1.

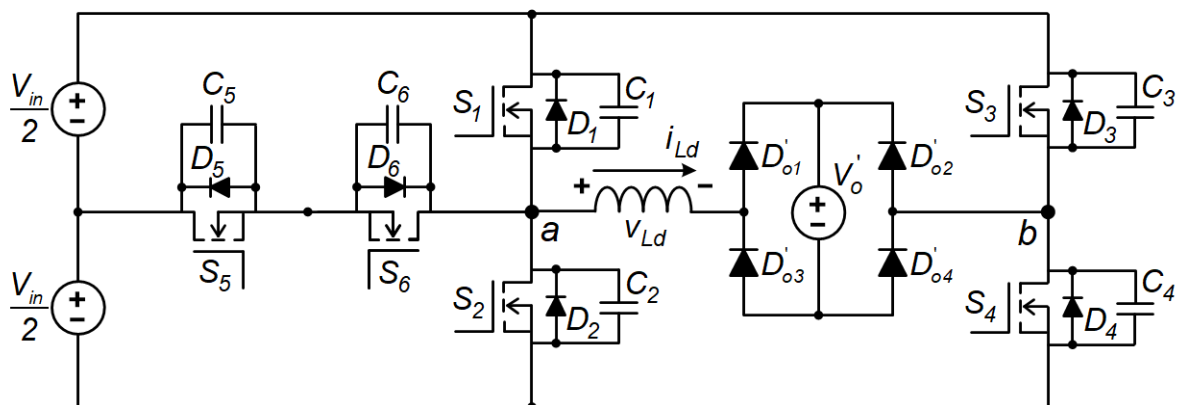
2.6.2 Equacionamento e Considerações Preliminares

Nesta seção, apresentam-se considerações e definições que são utilizadas no decorrer das análises e equacionamentos deste documento.

Como primeira consideração, o conversor HT²-ZVS-PWM ilustrado na Figura 16 pode ser representado pelo conversor da Figura 20 baseado em algumas simplificações, a saber:

- O conversor opera em regime permanente;
- Todos os semicondutores e elementos passivos são considerados ideais;
- Os capacitores de barramento C_{in1} e C_{in2} podem ser substituídos por fontes de tensão, cujo valor equivale à metade da tensão de barramento;
- O capacitor C_o juntamente com a resistência de carga R_o podem ser representadas por uma fonte de tensão referida para o enrolamento primário do transformador, cujo valor médio é igual a V_o' ;
- Os diodos da ponte retificadora também são referidos ao lado primário do transformador;
- Os capacitores de comutação C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6 são considerados iguais.

Figura 20 – Conversor HT²-ZVS-PWM simplificado



Fonte: Autoria própria

Tais simplificações elencadas anteriormente proporcionam maior facilidade na análise do conversor, na definição de etapas de operação e na determinação das equações que regem o funcionamento da estrutura.

Para a generalização da análise da topologia HT²-ZVS-PWM, as expressões determinadas nos capítulos seguintes são expressas em termos do ganho estático, definido pela igualdade (2.4).

$$q \triangleq \frac{nV_o}{V_{in}} \quad (2.4)$$

Os diversos valores de corrente obtidos na análise matemática, sejam eles médios ou eficazes, são parametrizados de acordo com a definição (2.5), em que 'x' representa a variável que se deseja parametrizar. Já as durações das etapas de operação podem ser parametrizadas a partir da definição (2.6).

$$\overline{I'_x} \triangleq \frac{8L_d f_s I_x}{V_{in}} \quad (2.5)$$

$$\overline{\Delta t_x} = \frac{\Delta t_x}{T_s} \quad (2.6)$$

As grandezas que se encontram no secundário do transformador, tais como a tensão e a corrente de saída e também tensões e correntes nos diodos D_{o1} a D_{o4} podem ser referenciadas ao lado primário de acordo com as definições apresentadas em (2.7), em que a variável x representa a grandeza que se deseja ser parametrizada.

$$\begin{aligned} V'_x &\triangleq n \cdot V_x \\ I'_x &= \frac{I_x}{n} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Para o caso das expressões das ondulações de tensão nos capacitores de barramento e das ondulações de tensão de saída para os cinco modos de operação, utilizam-se as definições dadas por (2.8) e (2.9), respectivamente, em termos percentuais.

$$\Delta v_{C_{in}(\%)} = \frac{\Delta v_{C_{in}}}{V_{C_{in}}} = \frac{\Delta v_{C_{in}}}{\frac{V_{in}}{2}} \quad (2.8)$$

$$\Delta v_{o(\%)} = \frac{\Delta v_c}{V_o} \quad (2.9)$$

A partir das definições apresentadas anteriormente, as principais equações das etapas de operação e expressões de esforços nos semicondutores e elementos do conversor são expressas de maneira genérica e simplificada.

2.7 CONCLUSÃO

Uma breve descrição das principais topologias de conversores CC-CC com ampla faixa de tensão de entrada e/ou saída foi apresentada no decorrer deste capítulo.

Como resultado deste estudo, conclui-se que aplicações em que há variações da tensão de entrada, estas requerem topologias de conversores que possam manter elevado rendimento. Juntamente com técnicas de modulação e arranjo dos elementos na estrutura, tais topologias também podem apresentar melhores rendimentos. Além do mais, foram verificadas algumas das principais características que diferem a operação de circuitos baseados nas células do tipo T e NPC. Principalmente no campo dos conversores CC-CC, verificou-se que a aplicação da célula do tipo T é recente e muito há que se fazer para explorar suas potencialidades e verificar sob que condições tal solução se torna mais atrativa que à célula NPC.

Por fim, a topologia proposta para o estudo é apresentada, realizando-se algumas considerações acerca de sua estrutura e comparando-a com estruturas já propostas na literatura. Além do mais, a estratégia de modulação híbrida que será aplicada ao conversor HT^2 -ZVS-PWM são apresentadas e algumas definições matemáticas utilizadas no decorrer das análises matemáticas são detalhadas.

3 CONVERSOR CC-CC ZVS PWM HÍBRIDO DO TIPO T COM SAÍDA EM TENSÃO OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA E DESCONTÍNUA

3.1 INTRODUÇÃO: MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

O início da análise do conversor HT²-ZVS-PWM é dado pela investigação detalhada dos modos de condução contínua. O principal objetivo desta análise é a obtenção precisa da característica estática do conversor para os modos de condução contínua com modulação de três níveis, quatro níveis e quatro níveis incontrolável.

Nas seções seguintes são apresentadas e descritas todas as etapas de operação do conversor para os modos MCC3, MCC4 e MCC1 assim como suas análises matemáticas. Devido à operação simétrica do conversor, não são necessárias analisar todas as etapas de operação do conversor para caracterizar de forma completa a sua operação em regime permanente.

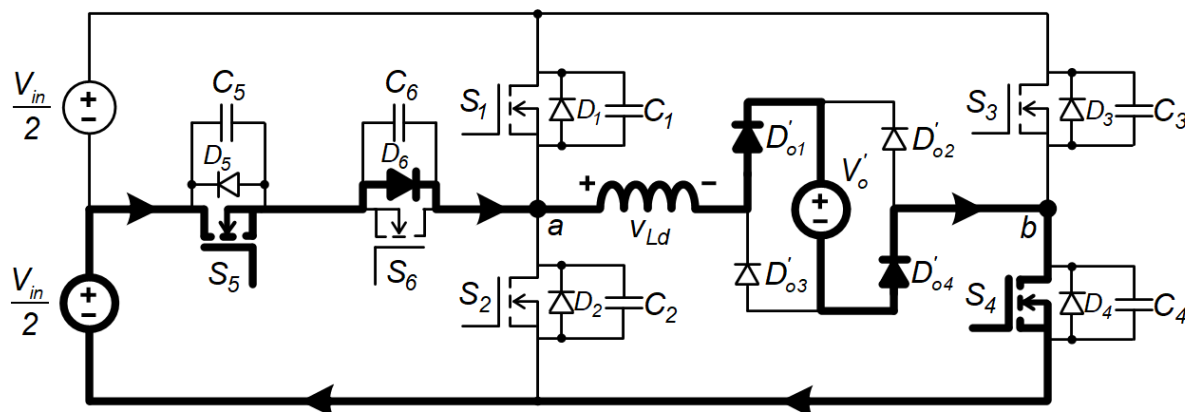
3.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE TRÊS NÍVEIS (MCC3)

O primeiro modo de operação a ser apresentado, o modo MCC3, possui como característica, apresentar três níveis de tensão entre os pontos “a” e “b”. No entanto, conforme já mencionado, devido à estratégia de modulação adotada observam-se outros dois níveis de tensão nestes pontos, cuja influência, apesar de reduzida, também será computada para a obtenção de um modelo matemático preciso da operação do conversor.

Este modo opera com razão cíclica pertencente ao intervalo $0 \leq D \leq 0,5$. Os estágios topológicos e descrição das etapas de operação são apresentadas a seguir e as principais formas de onda mostradas na Figura 33:

- $t_0 \leq t \leq t_1$: Na etapa anterior, os capacitores de comutação estavam carregando ou descarregando, sendo que o capacitor C_6 se descarrega até zero. A primeira etapa deste modo de operação, tem-se início no instante $t = t_0$, representada pela Figura 21. A corrente i_{Ld} cresce linearmente, passando pelo interruptor S_4 e S_5 , já comandados a conduzir anteriormente, e pelo diodo D_6 . Nesta etapa, a tensão entre os pontos “a” e “b” é igual à metade da tensão de entrada. Os diodos da ponte retificadora que conduzem são D'_{o1} e D'_{o4} . Esta etapa termina quando o interruptor S_5 for comandado a bloquear.

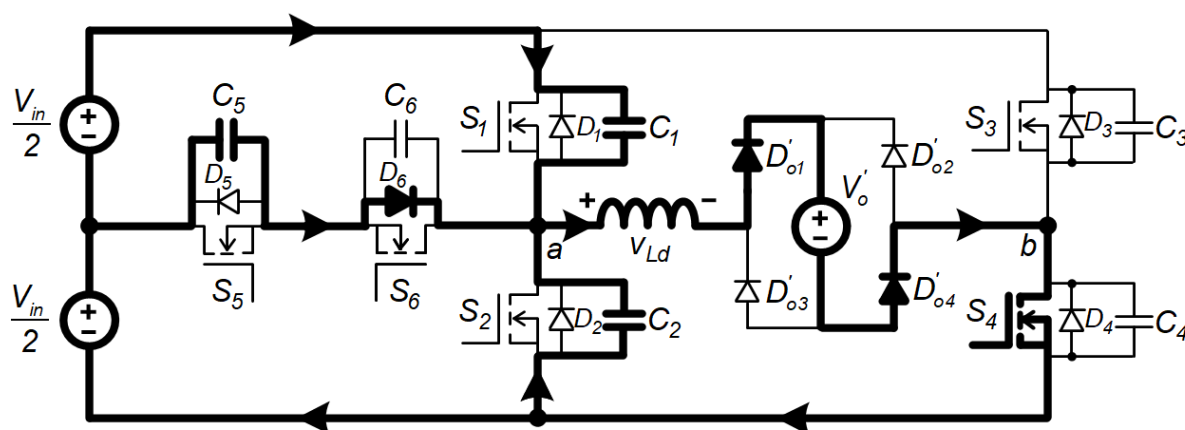
Figura 21 – Primeira etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_1 \leq t \leq t_2$: No instante t_1 , o interruptor S_5 é comandado a bloquear e dá-se início a uma etapa de comutação. Nesta segunda etapa, os capacitores de auxílio à comutação carregam ou descarregam. Neste caso, os capacitores C_1 e C_5 se carregam de $V_{in}/2$ até V_{in} e de zero até $V_{in}/2$, respectivamente. Enquanto isso, o capacitor C_2 se descarrega de $V_{in}/2$ até o nível zero de tensão. Esta etapa é ilustrada na Figura 22, e tem seu término quando a tensão no capacitor C_2 se anula.

Figura 22 – Segunda etapa de operação (MCC3)

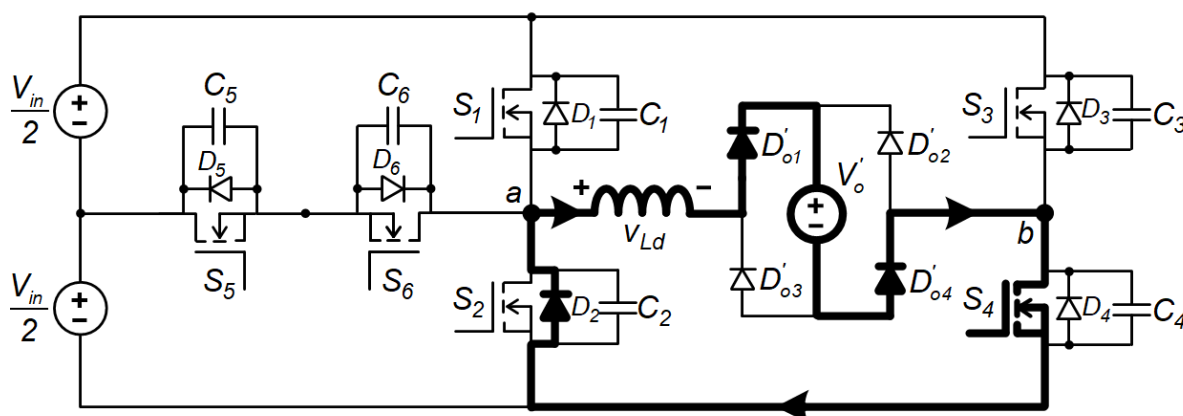


Fonte: Autoria própria

- $t_2 \leq t \leq t_3$: Na Figura 23 tem-se a representação da terceira etapa de operação. No instante $t = t_2$, a corrente começa a circular pelo diodo D_2 e pelo interruptor S_4 . A corrente i_{Ld} decresce linearmente, partindo de I_2^{MCC3} e excursionando até

I_{1MCC3} . Os diodos D'_{o1} e D'_{o4} da ponte retificadora continuam conduzindo. A tensão V_{ab} equivale ao nível zero de tensão. Quando o interruptor S_4 é comandado a bloquear, esta etapa finaliza.

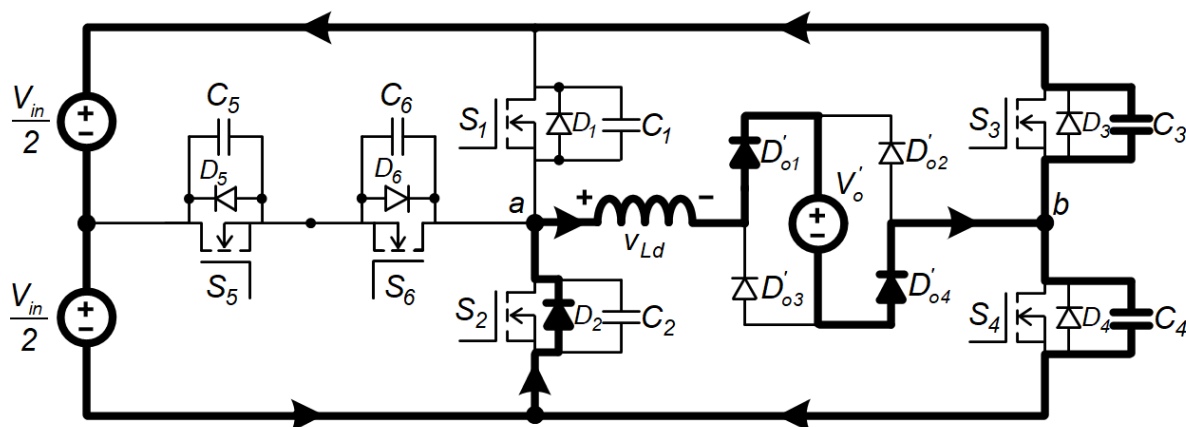
Figura 23 – Terceira etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_3 \leq t \leq t_4$: Na Figura 24 tem-se o circuito representativo da quarta etapa de operação. Esta inicia no instante t_3 quando o interruptor S_4 é bloqueado. O diodo D_2 continua em condução. As tensões v_{C3} e v_{C4} variam de V_{in} até zero e de zero até V_{in} , respectivamente. A quarta etapa termina quando a tensão no capacitor C_3 atinge o nível zero.

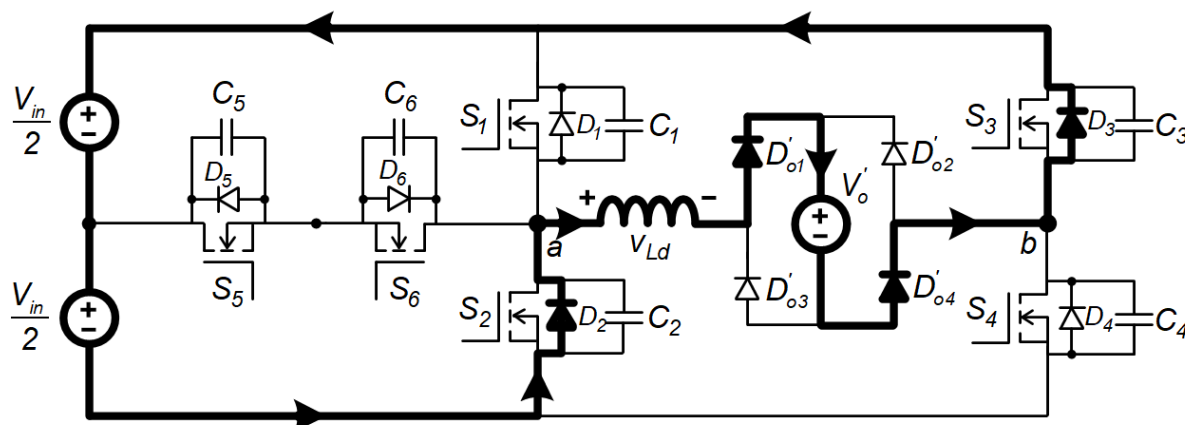
Figura 24 – Quarta etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_4 \leq t \leq t_5$: A quinta etapa de operação é representada na Figura 25. Quando a tensão no capacitor C_3 atinge zero, o diodo D_3 entra em condução. A corrente i_{Ld} decresce linearmente de I_1^{MCC3} até zero. Nesta etapa, a tensão nos pontos “a” e “b” é igual a $-V_{in}$. Nesta etapa o interruptor S_6 é comandado a conduzir.

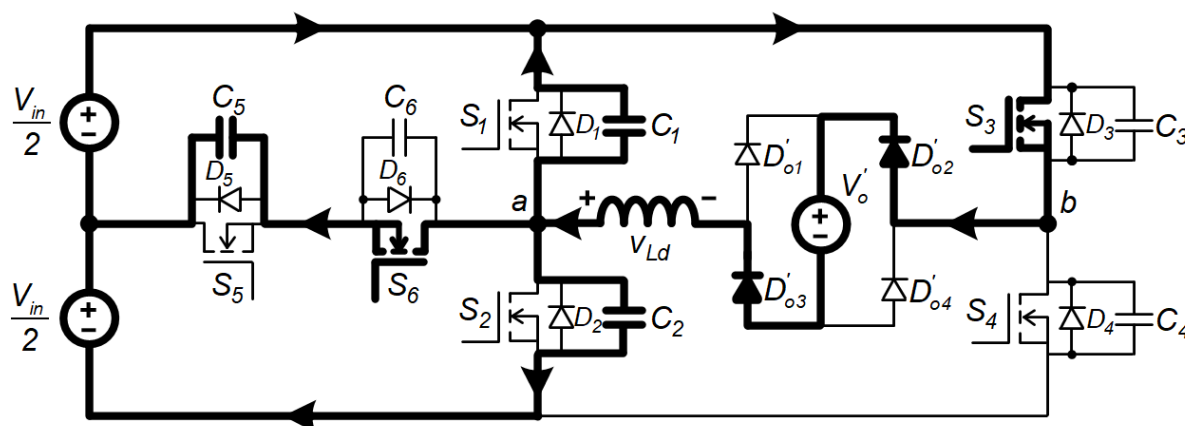
Figura 25 – Quinta etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_5 \leq t \leq t_6$: A sexta etapa de operação tem seu circuito representativo apresentado na Figura 26. Nesta etapa, os capacitores C_1 e C_5 se descarregam de V_{in} a $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ a zero de tensão, respectivamente. Enquanto isso, o capacitor C_2 se carrega de zero a $V_{in}/2$. Esta etapa tem seu fim quando a tensão v_{C5} atinge zero, polarizando o diodo intrínseco do interruptor S_5 .

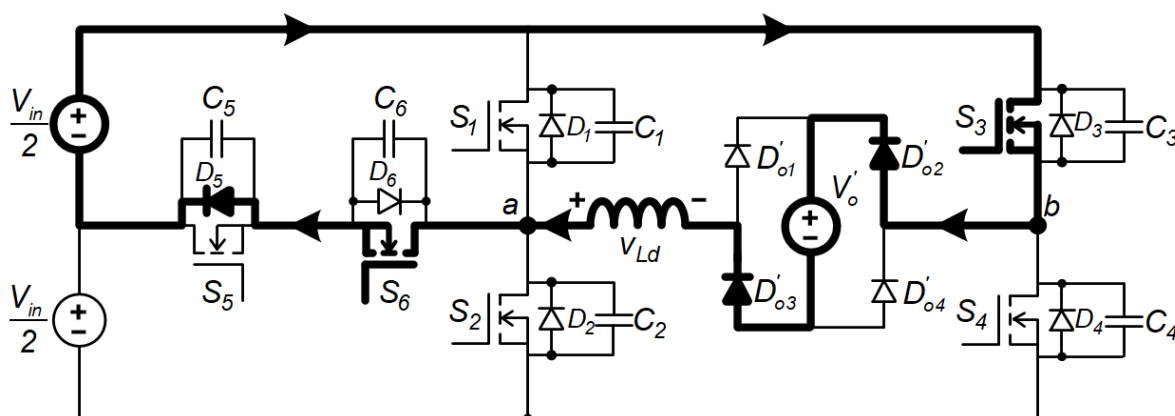
Figura 26 – Sexta etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_6 \leq t \leq t_7$: Esta etapa inicia-se no instante t_6 , quando a tensão no capacitor C_5 atinge zero, polarizando o diodo D_5 . Nesta etapa a corrente i_{Ld} inverte seu sentido e decresce de 0 até $-I_2^{MCC3}$, passando também pelo interruptor S_6 , comandado a conduzir na quinta etapa, e pelo diodo D_5 . Esta etapa de transferência de potência é apresentada na Figura 27, tendo seu término com o bloqueio do interruptor S_6 .

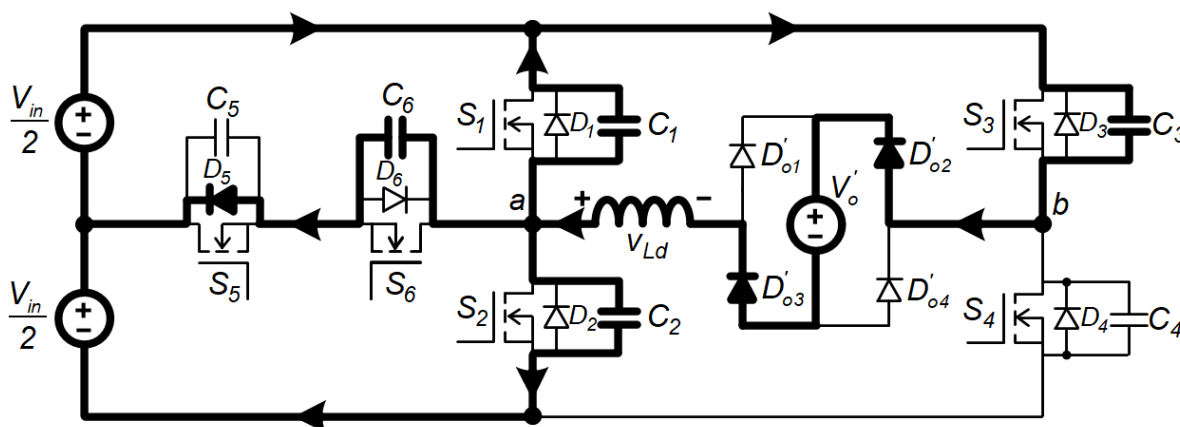
Figura 27 – Sétima etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_7 \leq t \leq t_8$: Denominada de etapa de comutação, assim como na primeira etapa, a oitava etapa inicia-se no instante t_6 , com o bloqueio do interruptor S_6 . Os capacitores C_2 e C_6 se carregam com tensões que vão de $V_{in}/2$ até V_{in} e de zero até $V_{in}/2$, respectivamente. Já o capacitor C_1 se descarrega de $V_{in}/2$ até zero de tensão. Esta etapa que termina quando o capacitor C_1 atinge o nível zero de tensão, é representada pelo circuito da Figura 28.

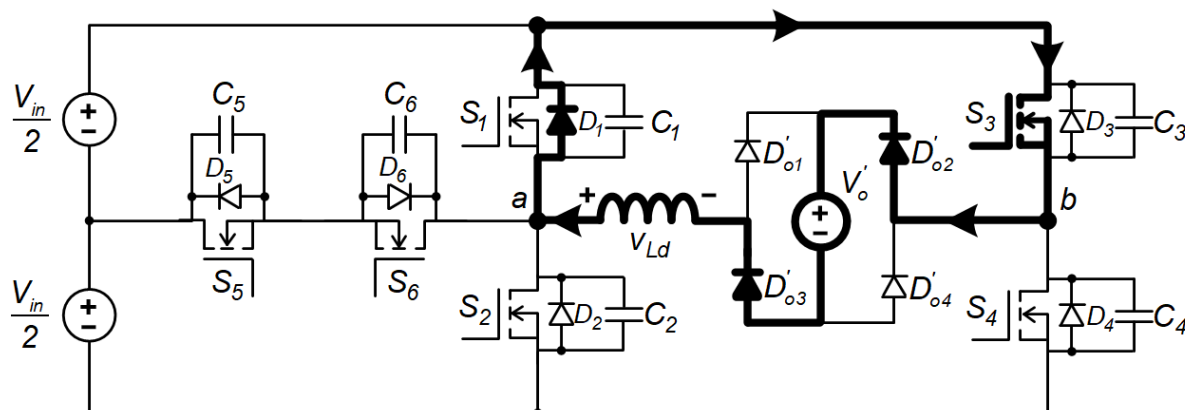
Figura 28 – Oitava etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_8 \leq t \leq t_9$: Na Figura 29 tem-se o circuito representativo da nona etapa, a qual inicia-se no instante t_8 . A corrente i_{Ld} varia linearmente, crescendo de $-I_2^{MCC3}$ até $-I_1^{MCC3}$. Quando a tensão no capacitor C_1 atinge zero, o diodo D_1 entra em condução. Nesta etapa a tensão submetida entre os pontos “a” e “b” é igual a zero. Esta etapa tem seu fim quando o interruptor S_3 é comandado a bloquear.

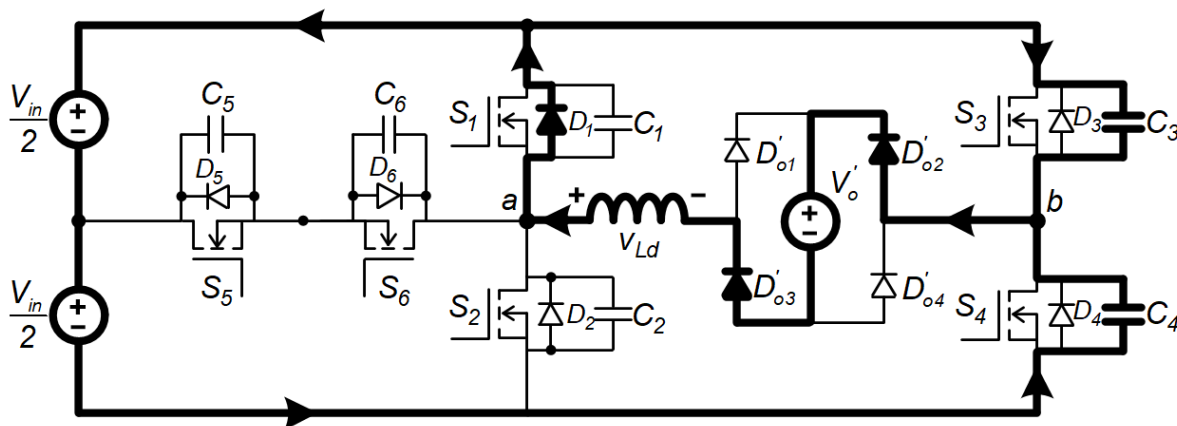
Figura 29 – Nona etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_9 \leq t \leq t_{10}$: No instante t_9 , quando o interruptor S_3 é bloqueado, inicia-se a décima etapa de operação. A tensão v_{C3} varia de zero até V_{in} , enquanto que a tensão v_{C4} varia de V_{in} até zero. Esta etapa é ilustrada pela Figura 30, em que se observa que o diodo D_1 ainda permanece em condução. No final desta etapa o capacitor C_4 estará descarregado completamente, possibilitando a condução do diodo D_4 .

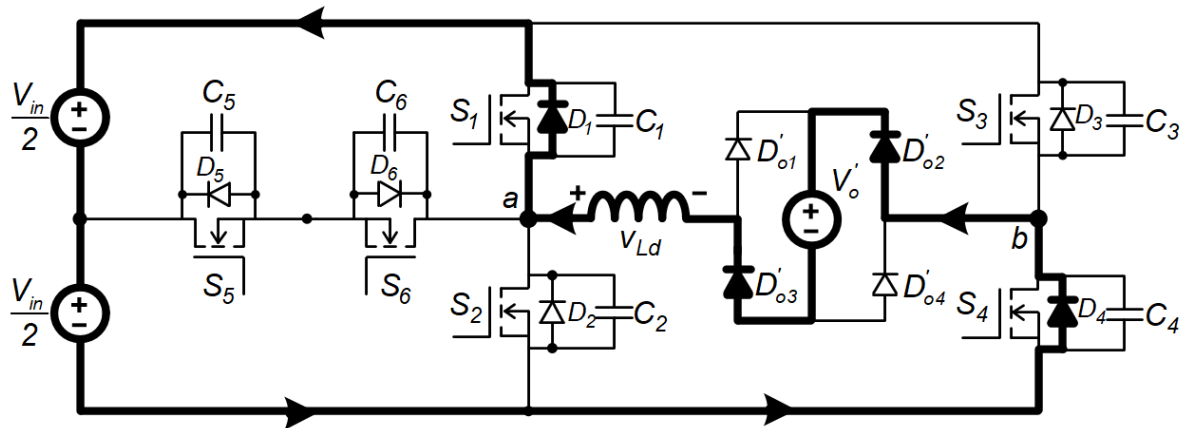
Figura 30 – Décima etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_{10} \leq t \leq t_{11}$: A décima primeira etapa deste modo de operação é representada na Figura 31. Atingindo zero de tensão no capacitor C_4 , o diodo D_4 entra em condução. A corrente i_{Ld} cresce linearmente de $-I_1^{MCC3}$ até zero. Como observa-se no circuito representativo desta etapa, os interruptores S_1 e S_4 podem ser acionados com comutação sob tensão nula (ZVS).

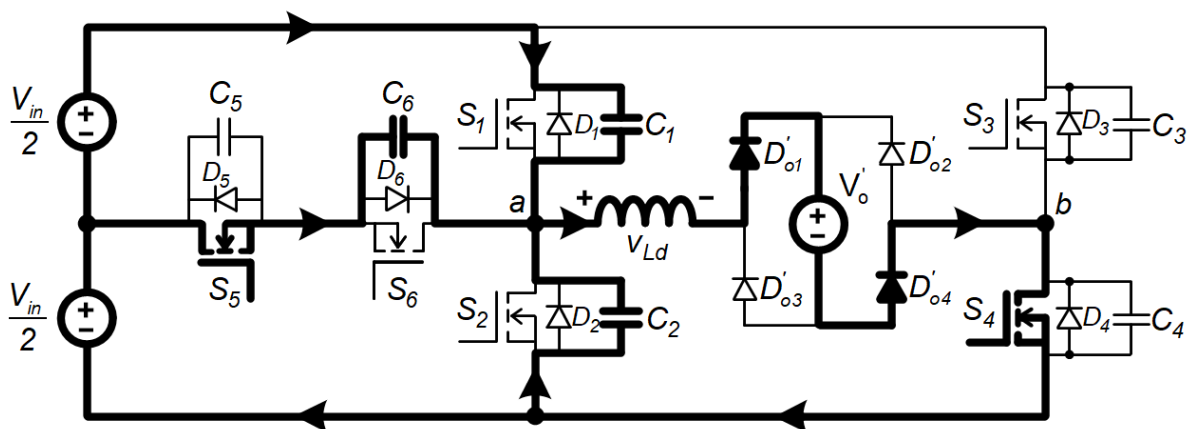
Figura 31 – Décima primeira etapa de operação (MCC3)



Fonte: Autoria própria

- $t_{11} \leq t \leq t_{12}$: Na última etapa de operação do conversor HT²-ZVS-PWM é representada na Figura 32, na qual os capacitores de auxílio a comutação carregam ou descarregam. Os capacitores C_2 e C_6 se descarregam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ até zero, respectivamente, enquanto a tensão v_{C1} excursiona de zero a $V_{in}/2$.

Figura 32 – Décima segunda etapa de operação (MCC3)

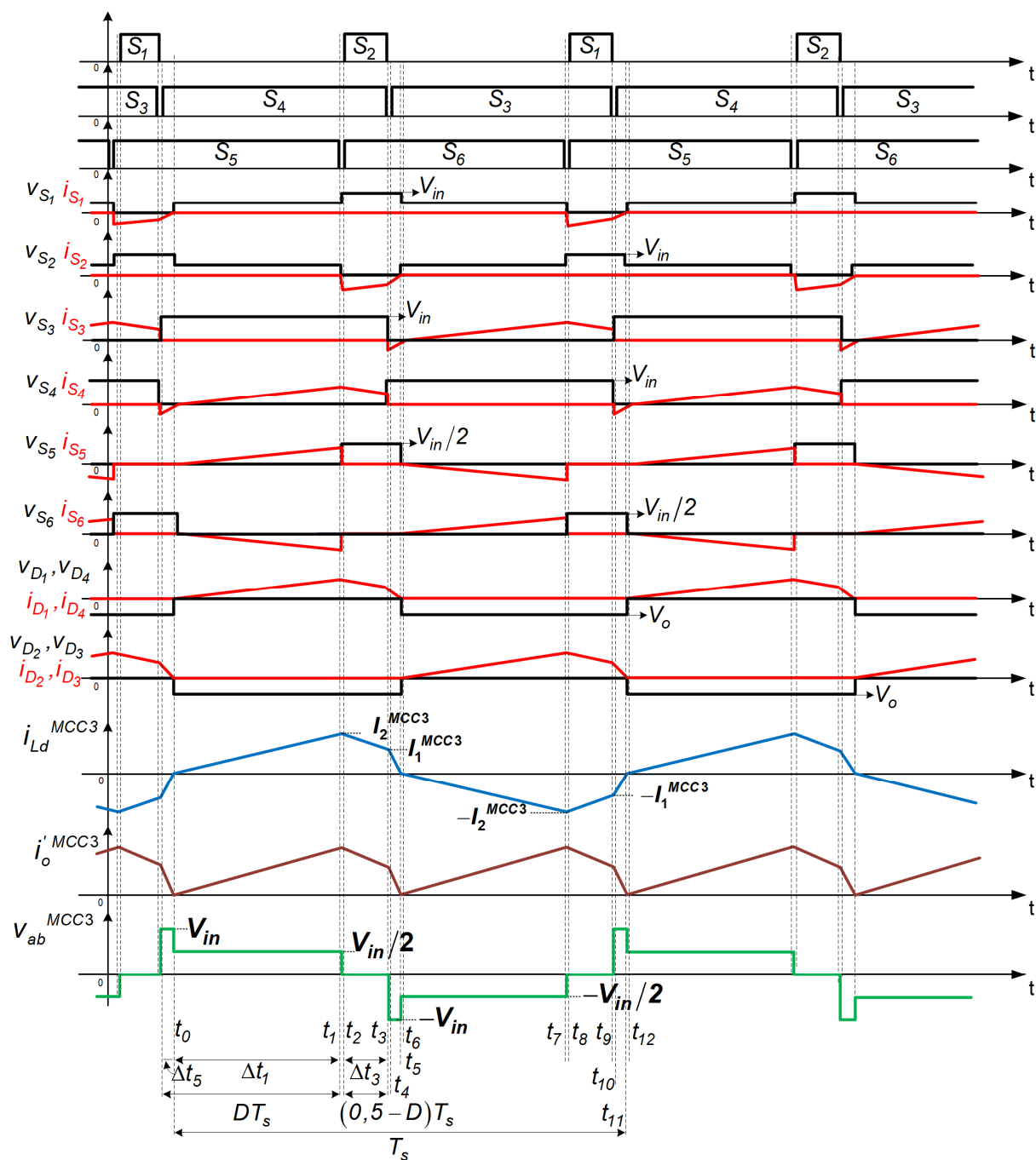


Fonte: Autoria própria

No final desta etapa, com tensão igual a zero no capacitor C_6 , o diodo D_6 é polarizado diretamente, dando-se início a primeira etapa de operação.

As principais formas de onda referentes ao MCC3 são apresentadas na Figura 33.

Figura 33 – Principais formas de onda referentes ao MCC3



Fonte: Autoria própria

3.2.1 Equacionamento do MCC3

Por se tratar de um conversor cuja operação é simétrica, a primeira e segunda metade do ciclo de comutação são linearmente dependentes, havendo apenas a inversão de sentido da corrente em L_d . Das doze etapas de operação deste modo, têm-se seis etapas de transferência de potência para a carga e seis etapas de comutação. Portanto, devido a operação simétrica, somente será necessário equacionar três das seis etapas que transferem potência.

Para a determinação do comportamento da corrente no indutor L_d do conversor HT²-ZVS-PWM é necessário conhecer os valores de tensão e também as condições iniciais de corrente neste componente. Estes valores e condições estão alocados na Tabela 2.

Tabela 2 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCC3

Etapas de operação	Valores de tensão	Condições iniciais
Primeira etapa	$\frac{V_{in} - 2nV_o}{2}$	0
Terceira etapa	$-nV_o$	I_2^{MCC3}
Quinta etapa	$-V_{in} - nV_o$	I_1^{MCC3}

Fonte: Autoria própria

Considerando estes valores de tensão e condições iniciais, obtêm-se as expressões (3.1), (3.2) e (3.3), que representam a primeira, terceira e quinta etapas, respectivamente.

$$I_2^{MCC3} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d} \Delta t_1^{MCC3} \quad (3.1)$$

$$I_1^{MCC3} - I_2^{MCC3} = -\frac{nV_o}{L_d} \Delta t_3^{MCC3} \quad (3.2)$$

$$-I_1^{MCC3} = -\frac{(V_{in} + nV_o)}{L_d} \Delta t_5^{MCC3} \quad (3.3)$$

A razão cíclica com que opera o conversor no modo MCC3 se relaciona com a duração da primeira, terceira e quinta etapas de operação segunda as relações (3.4) e (3.5).

$$\Delta t_1^{MCC3} + \Delta t_5^{MCC3} = DT_s \quad (3.4)$$

$$\Delta t_3^{MCC3} = (0,5 - D)T_s \quad (3.5)$$

A partir das equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5), determina-se um sistema linear com cinco equações linearmente independentes e cinco incógnitas. As manipulações matemáticas para encontrar estas incógnitas não são expostas devido à sua extensão, portanto são apresentadas somente as soluções através das igualdades (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10).

$$I_1^{MCC3} = \frac{(V_{in} + nV_o)(DV_{in} - nV_o)}{3V_{in} L_d f_s} \quad (3.6)$$

$$I_2^{MCC3} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)(2DV_{in} + nV_o)}{6V_{in} L_d f_s} \quad (3.7)$$

$$\Delta t_1^{MCC3} = \frac{2DV_{in} + nV_o}{3V_{in} f_s} \quad (3.8)$$

$$\Delta t_3^{MCC3} = \frac{(1 - 2D)}{f_s} \quad (3.9)$$

$$\Delta t_5^{MCC3} = \frac{DV_{in} - nV_o}{3V_{in} f_s} \quad (3.10)$$

Utilizando-se a definição (2.4) e (2.6), as equações (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10), podem ser parametrizadas, como apresentadas pelas expressões (3.11), (3.12), (3.13), (3.14) e (3.15).

$$\overline{I_1^{MCC3}} = \frac{8}{3}(D - q)(1 + q) \quad (3.11)$$

$$\overline{I_2^{MCC3}} = \frac{4}{3}(1 - 2q)(q + 2D) \quad (3.12)$$

$$\overline{\Delta t_1^{MCC3}} = \frac{(q + 2D)}{3} \quad (3.13)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCC3}} = \frac{(1 - 2D)}{2} \quad (3.14)$$

$$\overline{\Delta t_5^{MCC3}} = \frac{(D - q)}{3} \quad (3.15)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor HT²-ZVS-PWM operando no modo MCC3 é dado pela expressão (3.16).

$$I_o^{MCC3} = \frac{2n}{T_s} \left[\frac{I_2^{MCC3} \Delta t_1^{MCC3} + (I_2^{MCC3} + I_1^{MCC3}) \Delta t_3^{MCC3} + I_1^{MCC3} \Delta t_5^{MCC3}}{2} \right] \quad (3.16)$$

Através da substituição das expressões (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) e (3.10) em (3.16), obtém-se a expressão (3.17).

$$I_o^{MCC3} = \frac{n(4DV_{in}^2 - 4D^2V_{in}^2 - V_{in}nV_o - 2n^2V_o^2)}{12V_{in}L_d f_s} \quad (3.17)$$

A partir da definição (2.5) e da expressão (3.17), tem-se (3.18).

$$\overline{I_o^{MCC3}} = \frac{2}{3}(4D - 4D^2 - q - 2q^2) \quad (3.18)$$

Isolando-se o ganho estático da equação (3.18), obtém-se a equação (3.19), a qual fornece a característica de saída do modo MCC3.

$$q_{MCC3} = -\frac{1}{4} + \frac{1}{4} \sqrt{32D - 32D^2 - 12\overline{I_o^{MCC3}} + 1} \quad (3.19)$$

Para determinar sob que condições de operação o conversor HT²-ZVS-PWM opera no modo MCC3 é necessário obter restrições para a ocorrência de tal modo. Estas restrições são dadas pelas inequações (3.20), (3.21) e (3.22).

$$\Delta t_1^{MCC3} \geq 0 \quad (3.20)$$

$$\Delta t_3^{MCC3} \geq 0 \quad (3.21)$$

$$\Delta t_5^{MCC3} \geq 0 \quad (3.22)$$

Substituindo as equações (3.8), (3.9) e (3.10) nas inequações (3.20), (3.21) e (3.22), respectivamente, obtém-se as restrições quanto à razão cíclica, expressas por (3.23), (3.24) e (3.25).

$$D \geq -\frac{q}{2} \quad (3.23)$$

$$D \leq \frac{1}{2} \quad (3.24)$$

$$D \geq q \quad (3.25)$$

No entanto, não é necessário o uso da restrição (3.23), pois não se têm ganhos estáticos negativos. Substituindo os valores das inequações (3.24) e (3.25) na equação expressa por (3.18), obtém-se as equações que representam as curvas que restringem a região de ocorrência do MCC3. Tais equações são apresentadas por (3.26) e (3.27).

$$\overline{I_o^{restr1}} = \frac{2}{3}(q+1)(1-2q) \quad (3.26)$$

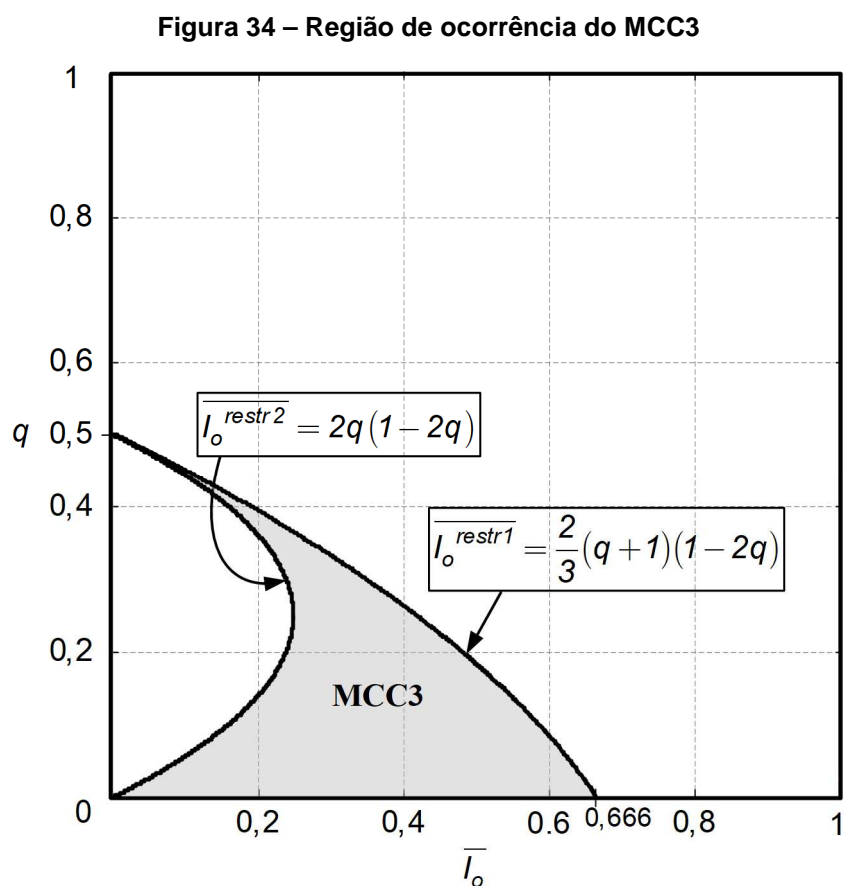
$$\overline{I_o^{restr2}} = 2q(1-2q) \quad (3.27)$$

Portanto, para que o conversor opere no modo MCC3, o ponto de operação deve atender as inequações apresentadas por (3.28) e (3.29).

$$\overline{I_o^{MCC3}} \leq \overline{I_o^{restr1}} \quad (3.28)$$

$$\overline{I_o^{MCC3}} \geq \overline{I_o^{restr2}} \quad (3.29)$$

A Figura 34 apresenta a região de ocorrência do modo de condução contínua três níveis, apresentando as curvas que delimitam tal modo de operação.



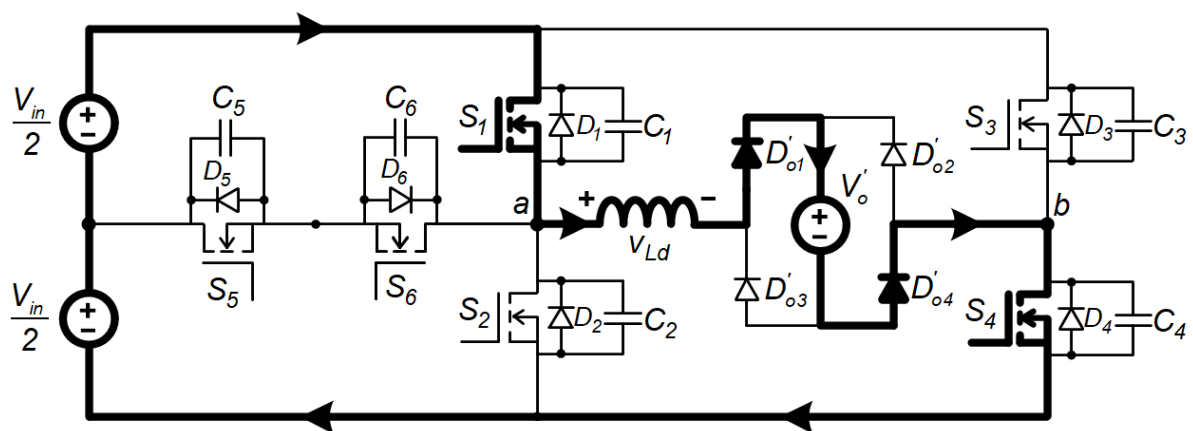
Fonte: Autoria própria

3.3 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE QUATRO NÍVEIS (MCC4)

A segunda possibilidade de operação em condução contínua e com razão cíclica pertencente ao intervalo $0,5 < D \leq 1$ é o MCC4. Os estados topológicos das doze etapas de operação para este modo são apresentados a seguir e as principais formas de onda na Figura 47.

- $t_0 \leq t \leq t_1$: No instante $t = t_0$, os interruptores S_1 e S_4 , foram comandados a conduzir com comutação sob tensão nula (ZVS), pois na etapa anterior, os diodos D_1 e D_4 estavam polarizados diretamente. A corrente i_{Ld} cresce linearmente de 0 a I_1^{MCC4} . A tensão V_{ab} é igual à tensão de entrada V_{in} . Nesta etapa, o interruptor S_5 já está comandado a conduzir, mas devido ao sentido de corrente e ao diodo D_6 , não há circulação da corrente por S_5 . Na Figura 35 tem-se o circuito representativo desta primeira etapa de operação.

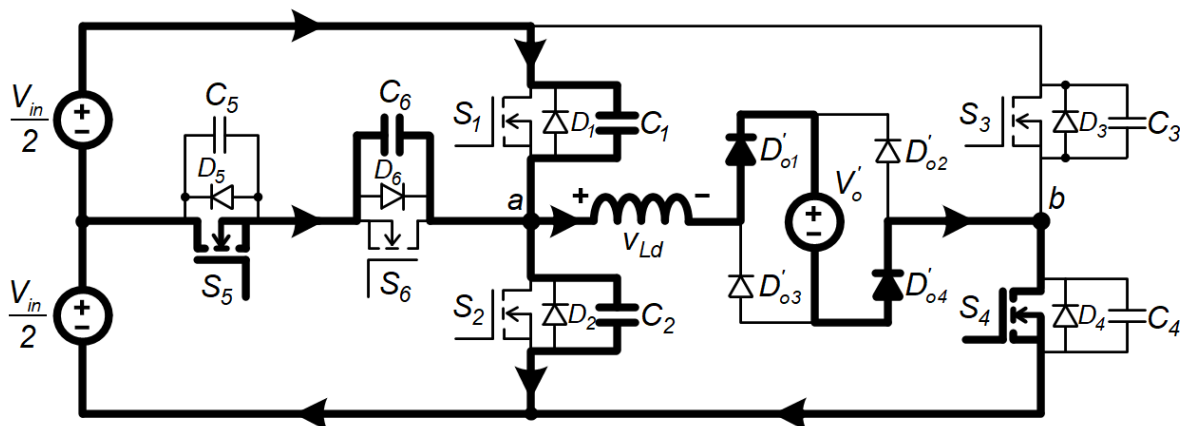
Figura 35 – Primeira etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_1 \leq t \leq t_2$: A Figura 36 representa a segunda etapa de operação, sendo esta denominada de etapa de comutação. Nesta etapa a corrente circula pelo interruptor S_5 e continua circulando pelo interruptor S_4 . Nesta etapa, os capacitores de auxílio à comutação, carregam ou descarregam.

Figura 36 – Segunda etapa de operação (MCC4)

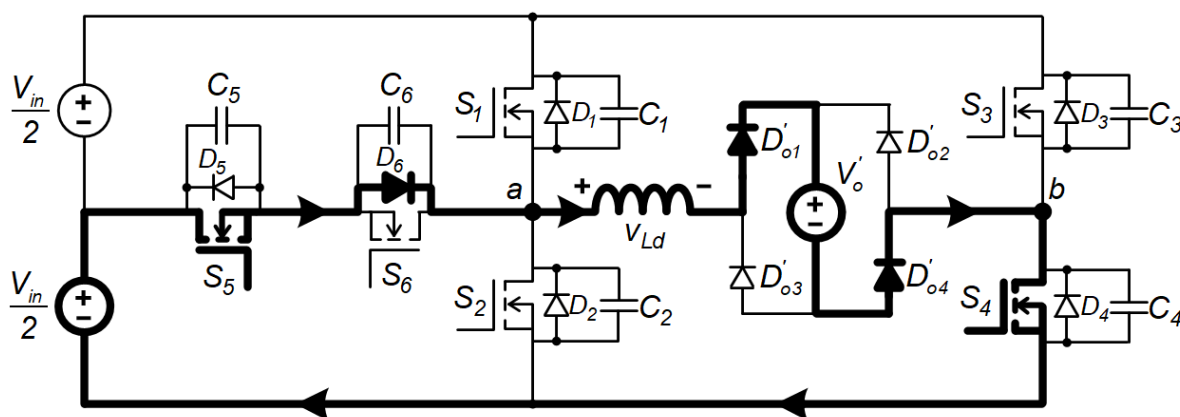


Fonte: Autoria própria

O capacitor C_1 se carrega de zero até $V_{in}/2$, enquanto que os capacitores C_2 e C_6 se descarregam de V_{in} para $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ para zero, respectivamente.

- $t_2 \leq t \leq t_3$: A terceira etapa de operação está representada na Figura 37. Durante esta, a corrente continua crescendo linearmente através dos interruptores S_4 e S_5 , e pelo diodo D_6 . Esta corrente excursiona de I_1^{MCC4} até I_2^{MCC4} . A tensão entre os terminais “a” e “b” é igual a metade da tensão de entrada, ou seja, $V_{in}/2$.

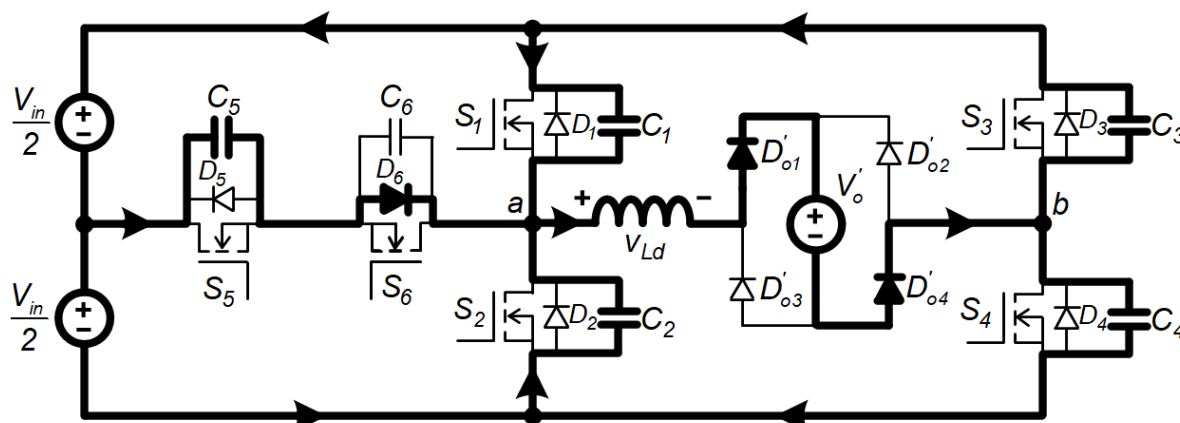
Figura 37 – Terceira etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_3 \leq t \leq t_4$: No instante $t = t_3$, os interruptores S_4 e S_5 são comandados a bloquear, dando-se início a quarta etapa de operação, representada na Figura 38. Nesta etapa de comutação, os capacitores C_1 e C_4 se carregam de $V_{in}/2$ à V_{in} e de zero a $3V_{in}/4$.

Figura 38 – Quarta etapa de operação (MCC4)

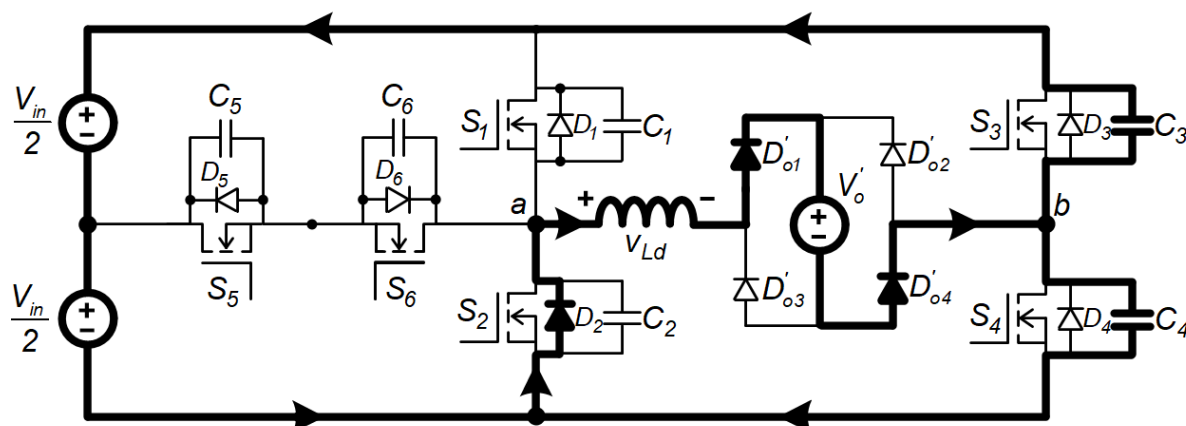


Fonte: Autoria própria

Já o capacitor C_5 se carrega de zero para V_{in} . Enquanto isso, o capacitor C_2 se descarrega de $V_{in}/2$ para zero e o capacitor C_3 se descarrega de V_{in} até $V_{in}/4$. No entanto, quando os capacitores de auxílio a comutação são considerados iguais, o capacitor C_2 se descarrega antes que o capacitor C_3 , dando-se início a quinta etapa de operação.

- $t_4 \leq t \leq t_5$: A quinta etapa de operação do modo MCC4 é apresentada na Figura 39, em que a tensão v_{c2} atingindo zero, faz com que o diodo D_2 conduza. O capacitor C_3 se descarrega completamente de $V_{in}/4$ até zero, enquanto que o capacitor C_4 se carrega de $3V_{in}/4$ até a tensão V_{in} . Esta etapa termina quando os diodos intrínsecos dos interruptores S_2 e S_3 são polarizados diretamente, entrando em condução.

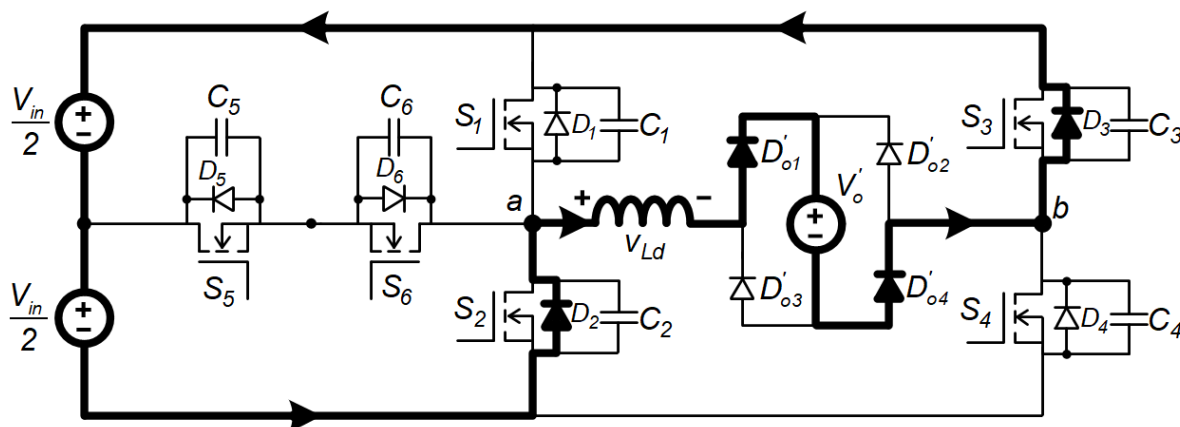
Figura 39 – Quinta etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_5 \leq t \leq t_6$: Quando a tensão nos capacitores C_2 e C_3 são iguais a zero, os diodos D_2 e D_3 estão conduzindo, como ilustrado na Figura 40.

Figura 40 – Sexta etapa de operação (MCC4)

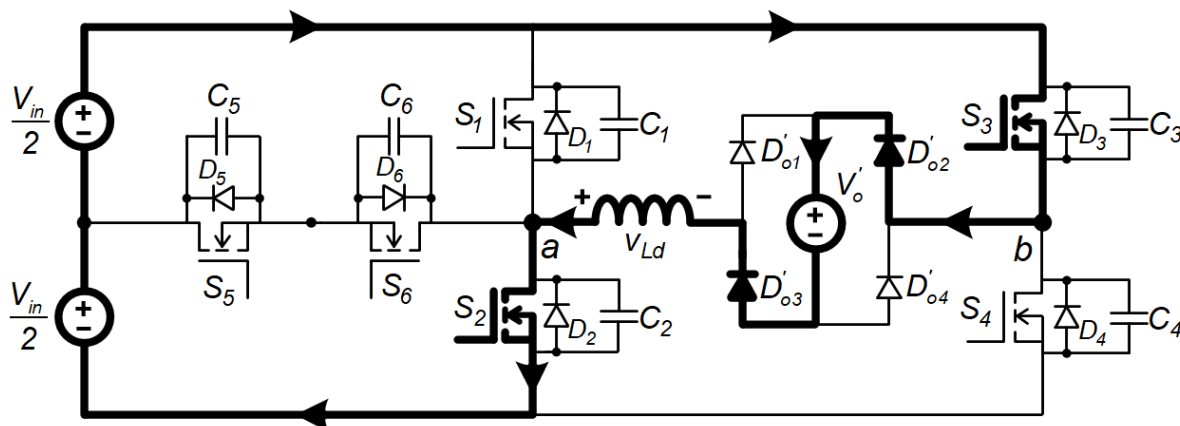


Fonte: Autoria própria

Durante esta etapa, a corrente decresce linearmente de i_{Ld}^{MCC4} para zero, e há transferência de potência para a carga. A tensão entre os terminais “a” e “b” nesta etapa, é igual a $-V_{in}$.

- $t_6 \leq t \leq t_7$: A sétima etapa está ilustrada na Figura 41. No instante t_5 , a corrente i_{Ld} inverte seu sentido, ocorrendo a transferência de potência para a carga através dos interruptores S_2 e S_3 , que entram em condução com comutação sob tensão nula (ZVS). Os diodos D_{o2}' e D_{o3}' da ponte retificadora conduzem.

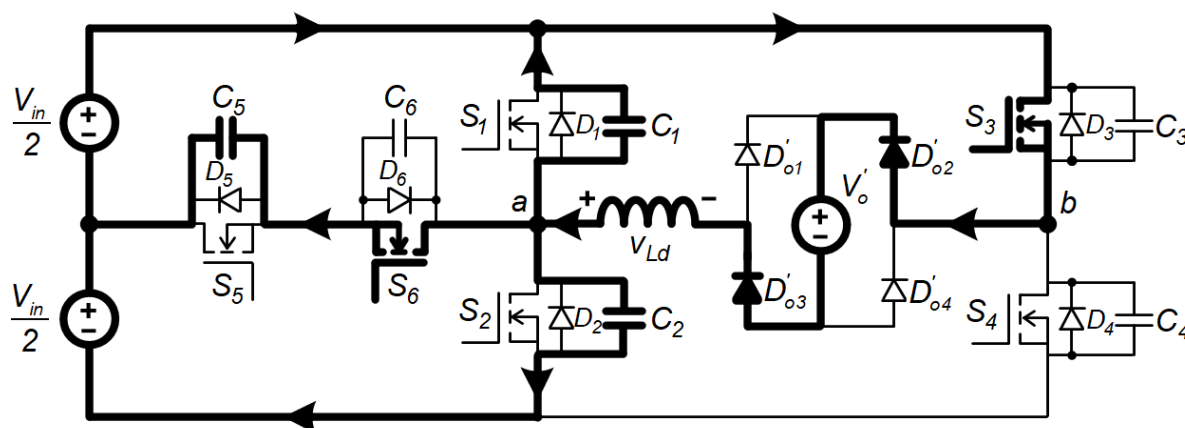
Figura 41 – Sétima etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_7 \leq t \leq t_8$: Em $t = t_8$, o interruptor S_2 é comandado a bloquear, dando-se início a oitava etapa de operação, sendo outra etapa de comutação com circuito representativo dado pela Figura 42. Os capacitores C_1 e C_5 se descarregam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ para zero, respectivamente, enquanto que o capacitor C_2 é carregado de zero até $V_{in}/2$.

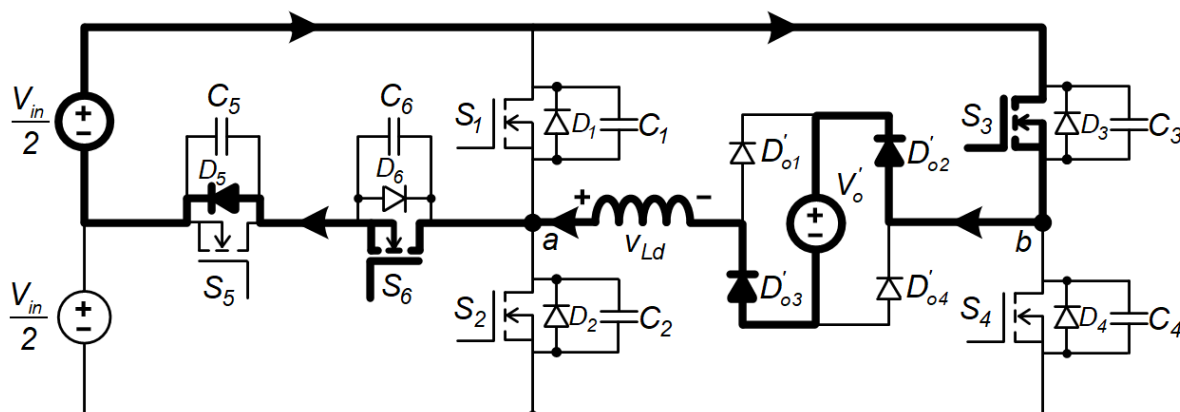
Figura 42 – Oitava etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_8 \leq t \leq t_9$: Na Figura 43 está representada a nona etapa de funcionamento do conversor. Quando a tensão no capacitor C_5 atinge zero, o diodo D_5 entra em condução. A corrente i_{Ld} continua decrescendo linearmente passando pelos interruptores S_3 e S_6 . Nesta etapa, a tensão nos terminais "a" e "b" é igual a $V_{in}/2$.

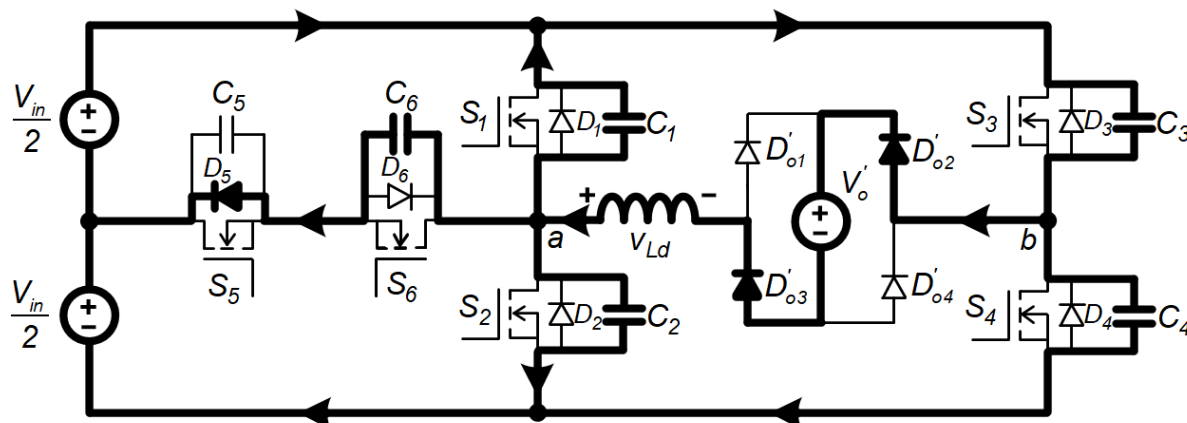
Figura 43 – Nona etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_9 \leq t \leq t_{10}$: No instante $t = t_9$, quando retira-se o comando dos interruptores S_3 e S_6 , dá-se início a décima etapa de operação, representada pela Figura 44. Nesta etapa, os capacitores C_1 e C_4 se descarregam de $V_{in}/2$ até zero e de V_{in} a $V_{in}/4$, respectivamente. Os capacitores C_3 e C_6 se carregam de zero até $3V_{in}/4$ e $V_{in}/2$, respectivamente, enquanto o capacitor C_2 se carrega de $V_{in}/2$ até V_{in} .

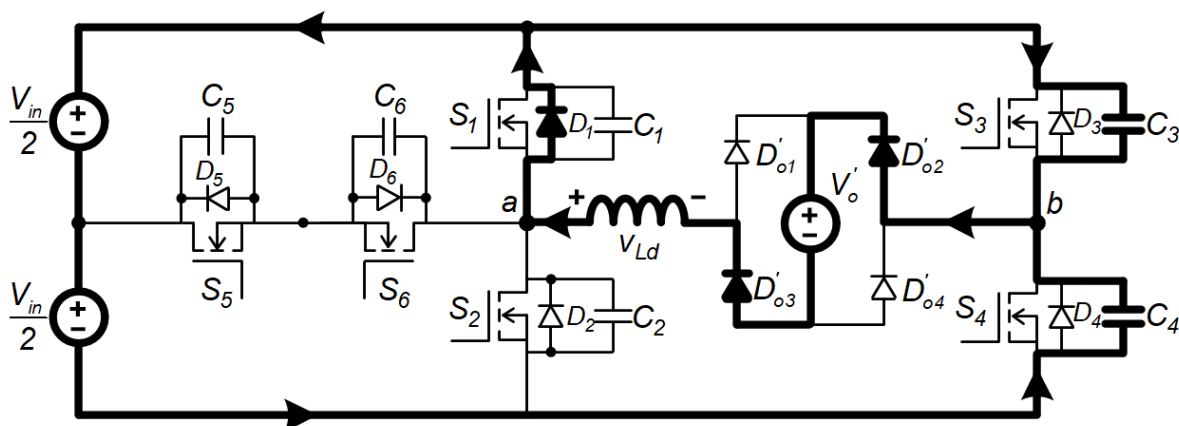
Figura 44 – Décima etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_{10} \leq t \leq t_{11}$: Na Figura 45 tem-se a décima primeira etapa de operação com seu circuito representativo ilustrado. Quando a tensão v_{C1} atinge zero, o diodo D_1 entra em condução. Como os valores dos capacitores de auxílio a comutação foram considerados iguais, primeiramente descarrega-se o capacitor C_1 até zero, e o capacitor C_4 se descarrega de $V_{in}/4$ até zero. Enquanto isso, o capacitor C_3 se carrega de $3V_{in}/4$ a V_{in} .

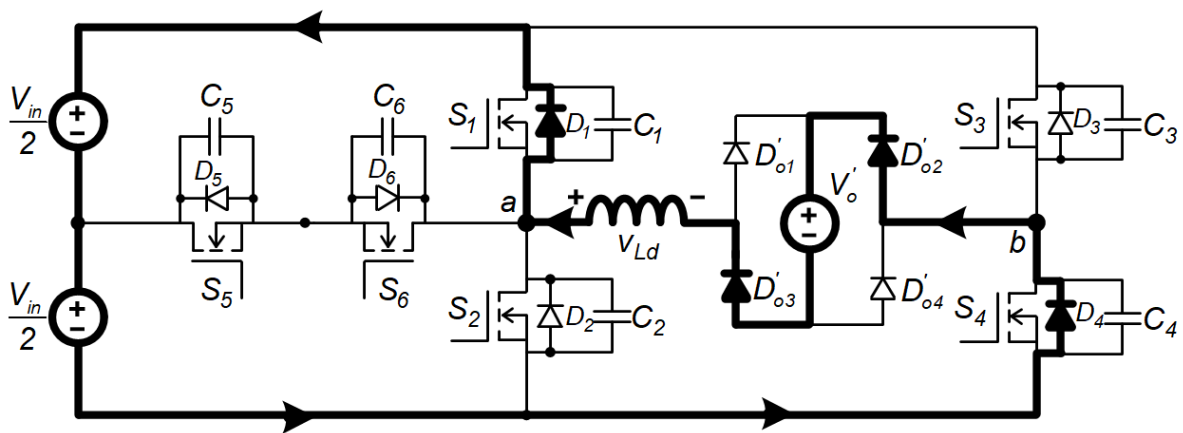
Figura 45 – Décima primeira etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

- $t_{11} \leq t \leq t_{12}$: Na Figura 46 tem-se a representação da décima segunda etapa de operação. Quando a tensão no capacitor C_4 atinge zero de tensão, o diodo D_4 entra em condução, iniciando a décima segunda etapa de operação, em que os diodos D_1 e D_4 conduzem, transferindo potência para a carga. A corrente i_{Ld} cresce linearmente de $-I_2^{MCC4}$ até zero. Esta etapa tem seu fim quando a corrente no indutor inverte seu sentido, circulando pelo canal dos interruptores S_1 e S_4 , os quais são comandados a conduzir com comutação ZVS.

Figura 46 – Décima segunda etapa de operação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

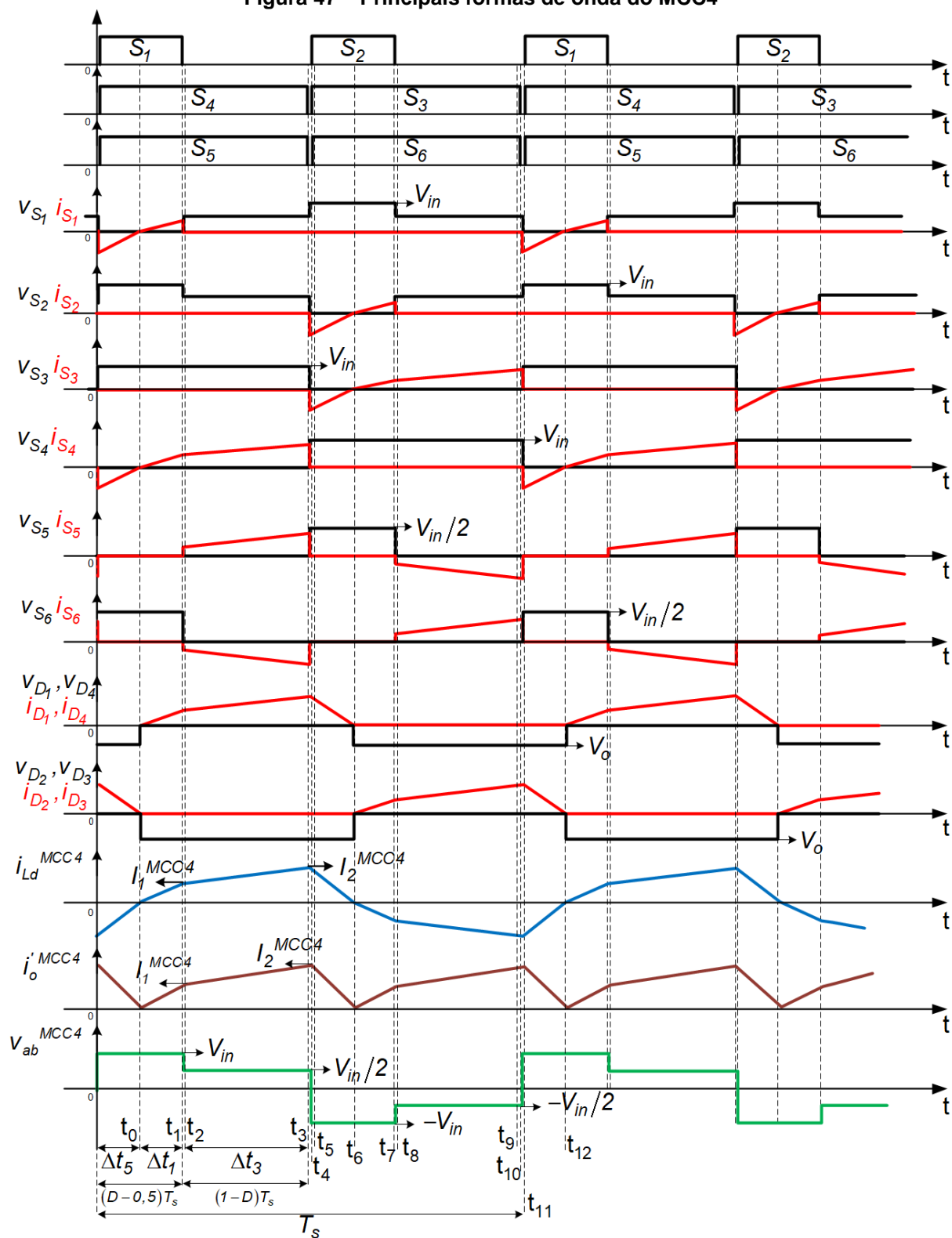
Após toda a análise e descrição das etapas de operação, na Figura 47 apresentam-se as principais formas de onda referentes ao modo de operação MCC4.

3.3.1 Equacionamento do MCC4

Assim como no modo MCC3, no modo de condução contínua quatro níveis (MCC4) há doze etapas de operação, com seis de transferência de potência e seis etapas de comutação.

A Tabela 3 fornece os valores de tensão sobre o indutor L_d e também as condições iniciais de corrente neste componente, para a primeira, terceira e sexta etapas de operação.

Figura 47 – Principais formas de onda do MCC4



Fonte: Autoria própria

Tabela 3 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCC4

Etapas de operação	Valores de tensão	Condições iniciais
Primeira etapa	$V_{in} - nV_o$	0
Terceira etapa	$\frac{V_{in} - 2nV_o}{2}$	I_1^{MCC4}
Sexta etapa	$-V_{in} - nV_o$	I_2^{MCC4}

Fonte: Autoria própria

As funções que regem o comportamento destas etapas de operação, considerando os dados da Tabela anterior, são expressas por (3.30), (3.31) e (3.32).

$$I_1^{MCC4} = \frac{(V_{in} - nV_o)}{L_d} \Delta t_1^{MCC4} \quad (3.30)$$

$$I_2^{MCC4} - I_1^{MCC4} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d} \Delta t_3^{MCC4} \quad (3.31)$$

$$-I_2^{MCC4} = -\frac{(V_{in} + nV_o)}{L_d} \Delta t_5^{MCC4} \quad (3.32)$$

A razão cíclica com que opera o conversor, para o modo MCC4, relaciona-se com as expressões (3.33) e (3.34).

$$\Delta t_1^{MCC4} + \Delta t_5^{MCC4} = (D - 0,5)T_s \quad (3.33)$$

$$\Delta t_3^{MCC4} = (1 - D)T_s \quad (3.34)$$

O sistema linear a ser resolvido da análise do modo MCC4 compõem-se das equações (3.30), (3.31), (3.32), (3.33) e (3.34). As soluções deste sistema são representadas pelas equações (3.35), (3.36), (3.37), (3.38) e (3.39).

$$I_1^{MCC4} = \frac{(V_{in} - nV_o)(nV_o - 2V_{in} + 3DV_{in})}{4V_{in}L_d f_s} \quad (3.35)$$

$$I_2^{MCC4} = \frac{(V_{in} + nV_o)(V_{in}D - nV_o)}{4V_{in}L_d f_s} \quad (3.36)$$

$$\Delta t_1^{MCC4} = \frac{(3DV_{in} - 2V_{in} + nV_o)}{4V_{in}f_s} \quad (3.37)$$

$$\Delta t_3^{MCC4} = \frac{(1 - D)}{f_s} \quad (3.38)$$

$$\Delta t_5^{MCC4} = \frac{DV_{in} - nV_o}{4V_{in}f_s} \quad (3.39)$$

As expressões das correntes I_1^{MCC4} e I_2^{MCC4} anteriormente apresentadas podem ser expressas em função do ganho estático definido por (2.4). Já os tempos Δt_1 , Δt_3 e Δt_5 são expressos em termos da expressão definida por (2.6). Portanto, tais incógnitas são expressas por (3.40), (3.41), (3.42), (3.43) e (3.44).

$$\overline{I_1^{MCC4}} = 2(1-q)(3D-2+q) \quad (3.40)$$

$$\overline{I_2^{MCC4}} = 2(1+q)(D-q) \quad (3.41)$$

$$\overline{\Delta t_1^{MCC4}} = \frac{1}{4}(3D-2+q) \quad (3.42)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCC4}} = (1-D) \quad (3.43)$$

$$\overline{\Delta t_5^{MCC4}} = \frac{1}{4}(D-q) \quad (3.44)$$

A expressão (3.45) fornece o valor médio da corrente de saída do conversor HT²-ZVS-PWM para o MCC4.

$$I_o^{MCC4} = \frac{2n}{T_s} \left[\frac{I_1^{MCC4} \overline{\Delta t_1^{MCC4}} + (I_1^{MCC4} + I_2^{MCC4}) \overline{\Delta t_3^{MCC4}} + I_2^{MCC4} \overline{\Delta t_5^{MCC4}}}{2} \right] \quad (3.45)$$

Substituindo-se (3.35), (3.36), (3.37), (3.38) e (3.39) em (3.45), obtém-se (3.46).

$$I_o^{MCC4} = \frac{n \left[V_{in}^2 (6D - 3D^2 - 2) - n^2 V_o^2 \right]}{4V_{in} L_d f_s} \quad (3.46)$$

Para generalizar a equação (3.46) utiliza-se a definição (2.5), resultando na igualdade (3.47).

$$\overline{I_o^{MCC4}} = 6D - 3D^2 - 2 - q^2 \quad (3.47)$$

Isolando-se o ganho estático q na igualdade (3.47), obtém-se a equação (3.48), a qual fornece a característica de saída do conversor HT²-ZVS-PWM para o modo de operação MCC4.

$$q_{MCC4} = \sqrt{6D - 3D^2 - 2 - \overline{I_o^{MCC4}}} \quad (3.48)$$

Para saber sob quais condições o conversor opera no MCC4, é necessário determinar algumas restrições de operação, representadas por equações. Tais restrições são as mesmas apresentadas no MCC3, que são as inequações (3.20),

(3.21) e (3.22). A partir das igualdades (3.42), (3.43) e (3.44), e destas restrições, determinam-se as equações (3.49), (3.50) e (3.51).

$$\overline{I_o^{restr1}} \geq \frac{2}{3}(q+1)(1-2q) \quad (3.49)$$

$$\overline{I_o^{restr3}} \leq (1-q^2) \quad (3.50)$$

$$\overline{I_o^{restr4}} \geq 2(1-q)(2q-1) \quad (3.51)$$

Para que este modo de operação ocorra devem ser satisfeitas as inequações (3.52), (3.53) e (3.54).

$$\overline{I_o} \geq \overline{I_o^{restr1}} \quad (3.52)$$

$$\overline{I_o} \leq \overline{I_o^{restr3}} \quad (3.53)$$

$$\overline{I_o} \geq \overline{I_o^{restr4}} \quad (3.54)$$

Observa-se que a mesma equação representada por (3.49) que restringe a região do MCC4 também restringe a região do MCC3, a qual já foi obtida em (3.26).

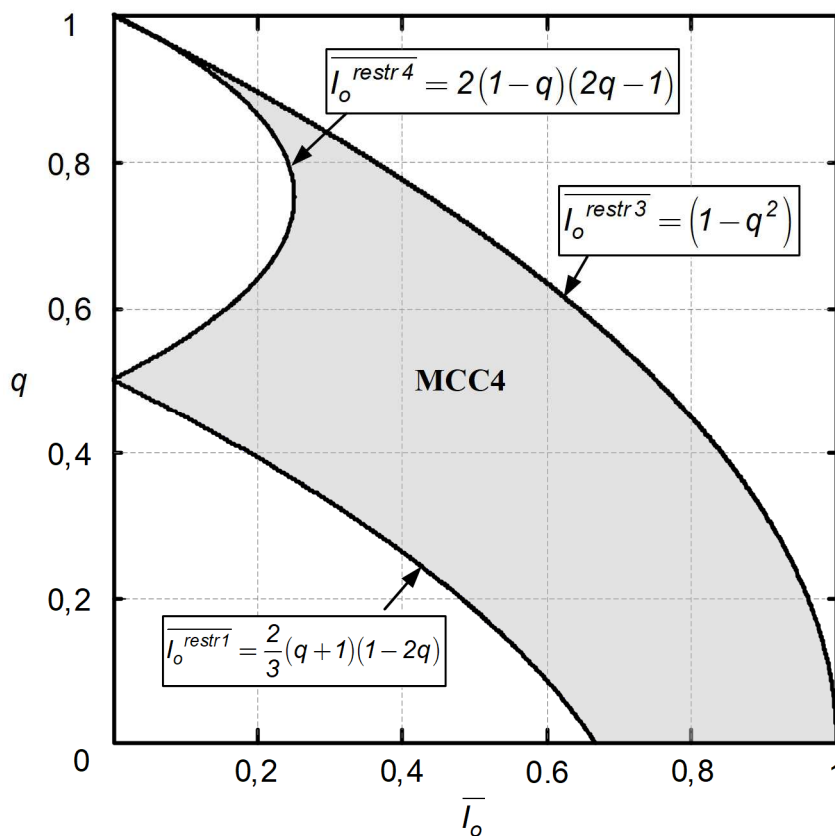
A Figura 48 apresenta a região da ocorrência do MCC4 que é resultado da verificação das inequações (3.52), (3.53) e (3.54).

3.4 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA INCONTROLÁVEL (MCCI)

O conversor HT²-ZVS-PWM apresenta um modo de operação denominado neste trabalho de modo de condução contínua incontrolável (MCCI).

Quando o conversor proposto opera com valores de razão cíclica pertencentes ao intervalo $1/2 < D < 2/3$, existe a possibilidade de a corrente de saída não responder a variações neste parâmetro. Isso acontece porque a retirada do pulso de S_1 enquanto o diodo D_1 conduz (e de S_2 quando D_2 conduz) não altera a topologia do circuito equivalente. É importante ressaltar que, caso o modulador aumente a razão cíclica de operação do conversor, como acontece em malha fechada, o conversor entrará no MCC4 e voltará a responder a variações de razão cíclica. Sendo assim, de modo global, o conversor continua tendo a capacidade de alterar a corrente de saída e controlar a potência fornecida à carga.

Figura 48 – Região de ocorrência do MCC4

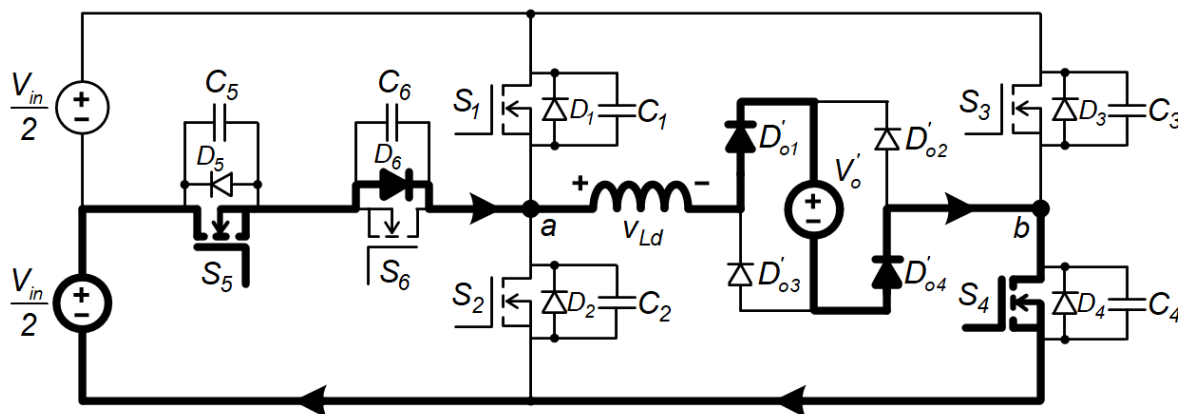


Fonte: Autoria própria

A seguir será apresentada a descrição das etapas que compõem o MCCI.

- $t_0 \leq t \leq t_1$: A primeira etapa de operação do MCCI é similar a primeira etapa do MCC3. O interruptor S_4 é comandado a conduzir com comutação ZVS. A corrente i_{Ld} além de passar por S_4 , circula por S_5 e por D_6 . Esta etapa é representada pela Figura 49.

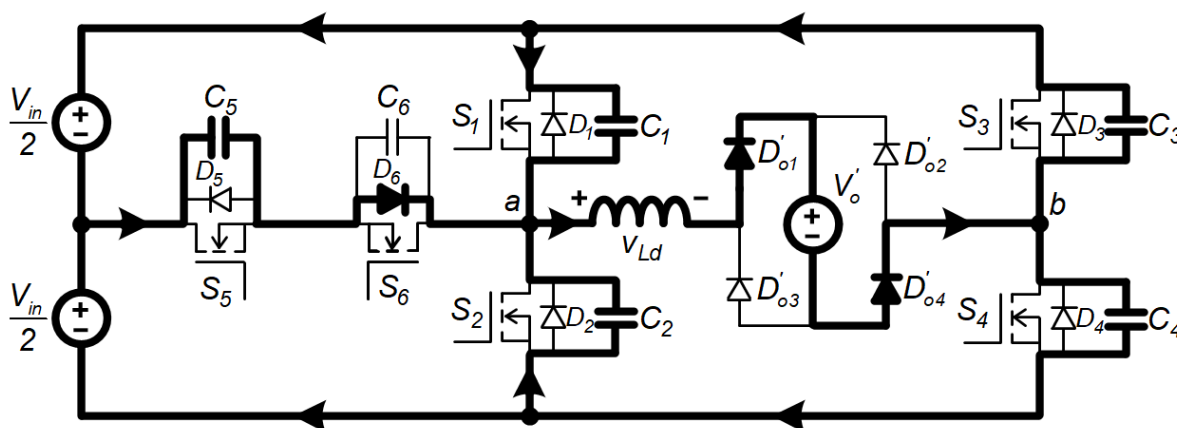
Figura 49 – Primeira etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_1 \leq t \leq t_2$: Quando o interruptor S_4 é comandado a bloquear, inicia-se a segunda etapa de operação, ilustrada na Figura 50. Tal etapa é igual a quarta etapa de operação do conversor no MCC4, ilustrada na Figura 38.

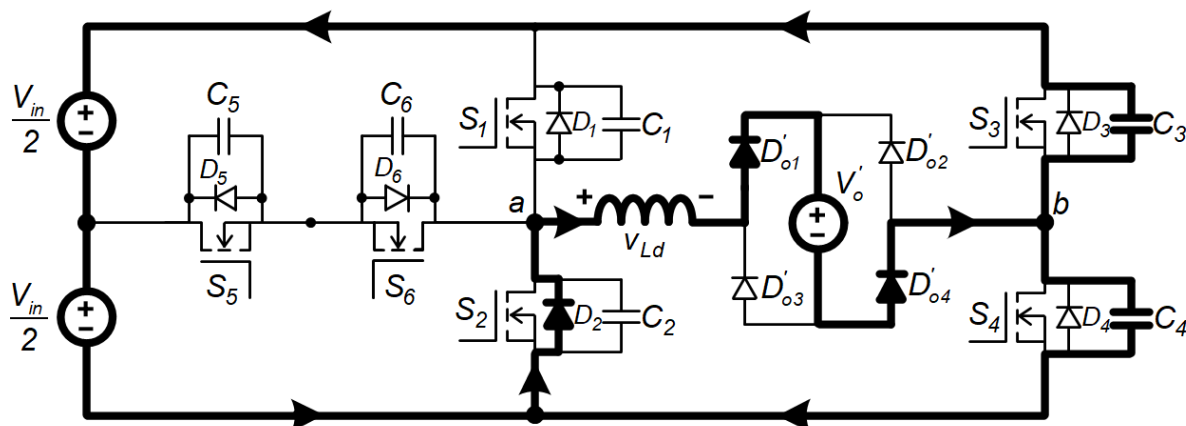
Figura 50 – Segunda etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_2 \leq t \leq t_3$: A terceira etapa de operação do modo MCCI é apresentada na Figura 51, em que a tensão v_{C2} atingindo zero, faz com que o diodo D_2 conduza. Essa etapa é idêntica a quinta etapa de operação do modo MCC4, possuindo o mesmo princípio de funcionamento.

Figura 51 -Terceira etapa de operação (MCCI)

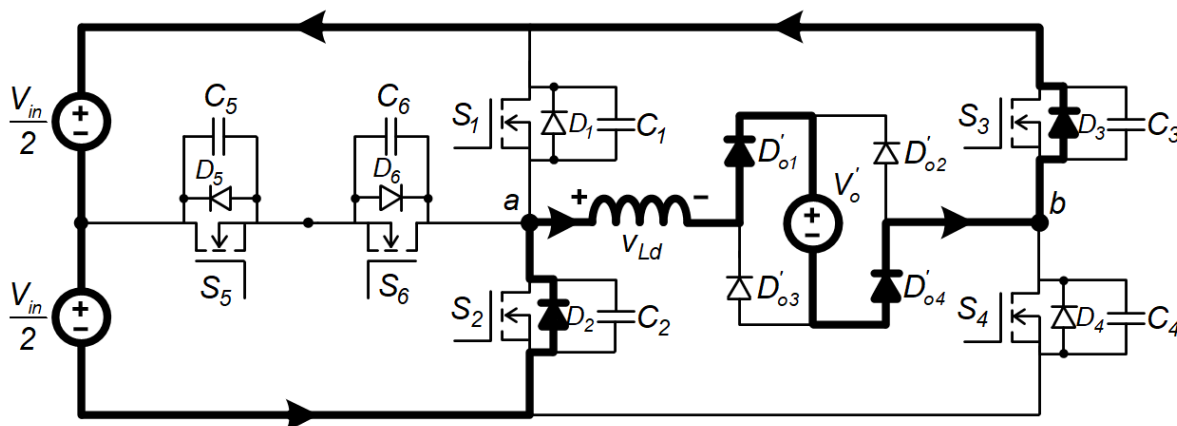


Fonte: Autoria própria

- $t_3 \leq t \leq t_4$: No instante que a tensão nos capacitores C_2 e C_3 são iguais a zero, os diodos D_2 e D_3 conduzem, como ilustrado na Figura 52. Nessa etapa são

dados os pulsos de comando nos interruptores S_3 e S_6 , ambos com comutação sob tensão nula (ZVS), porém devido ao sentido da corrente, esta não circula pelo canal do interruptor S_6 .

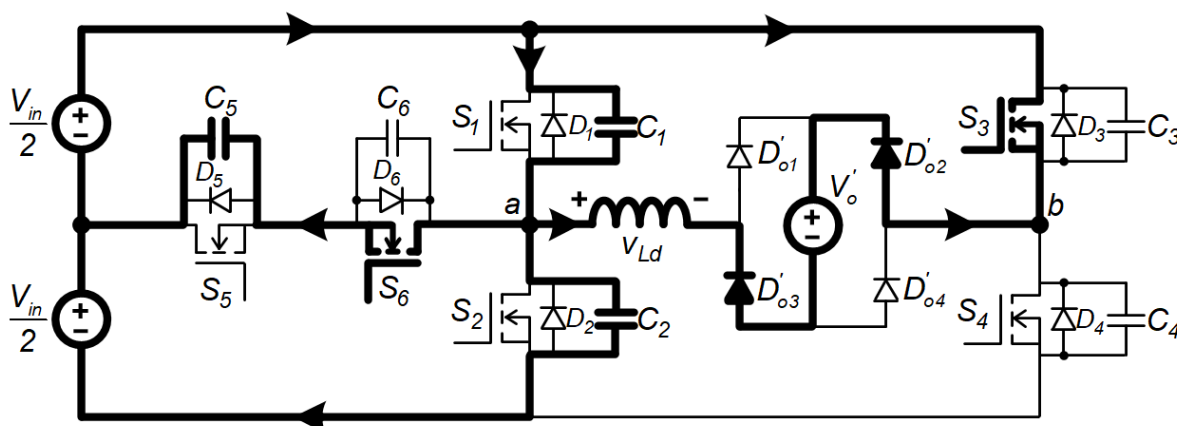
Figura 52 – Quarta etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_4 \leq t \leq t_5$: Mesmo a etapa anterior permitindo a comutação suave ZVS nos interruptores S_2 e S_3 , com a inversão de corrente, inicia-se a quinta etapa de operação representada pela Figura 53. Esta etapa é caracterizada pela carga e descarga dos capacitores de auxílio a comutação, em que o capacitor C_2 se carrega de zero até $V_{in}/2$. Já os capacitores C_1 e C_5 se descarregam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ até zero, respectivamente. A corrente i_{Ld} circula pelos interruptores S_3 e S_6 , já comandados a conduzir anteriormente.

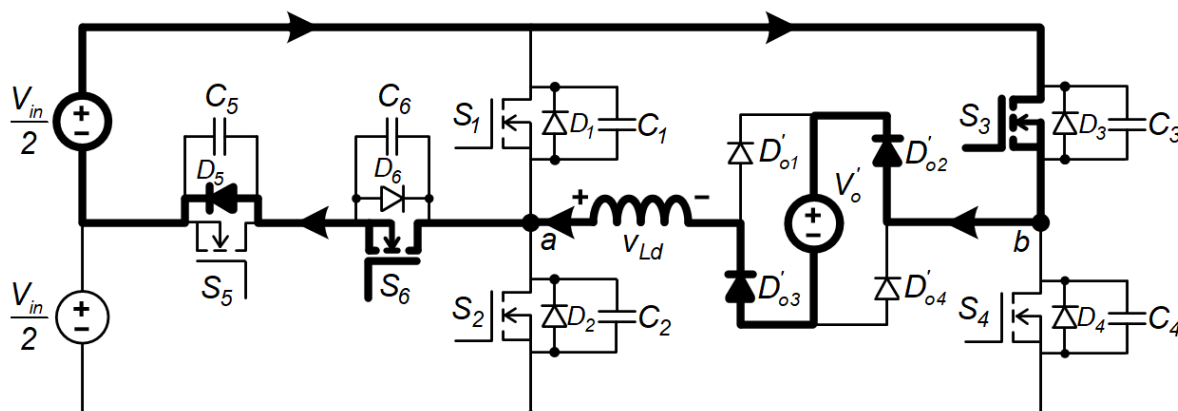
Figura 53 – Quinta etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_5 \leq t \leq t_6$: Na Figura 54 está o circuito representativo da sexta etapa de operação. No instante em que a corrente se anula e inverte seu sentido, esta começa a circular pelos interruptores S_3 e S_6 e pelo diodo D_5 . Os diodos D_{o3}' e D_{o4}' da ponte retificadora começam a conduzir nesta etapa.

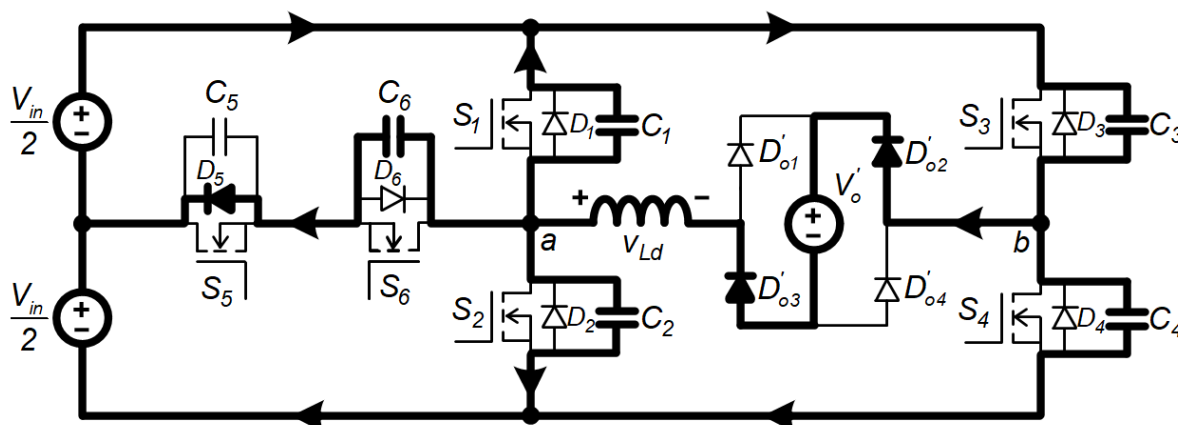
Figura 54 – Sexta etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_6 \leq t \leq t_7$: Retirando-se o pulso de comando dos interruptores S_3 e S_6 , dá-se início a oitava etapa de operação, representada na Figura 55. Durante tal etapa, os capacitores C_1 e C_4 se descarregam de $V_{in}/2$ até zero e de V_{in} até zero, respectivamente. Os capacitores C_3 e C_6 se carregam de zero até V_{in} e $V_{in}/2$, respectivamente, enquanto o capacitor C_2 se carrega de $V_{in}/2$ até V_{in} .

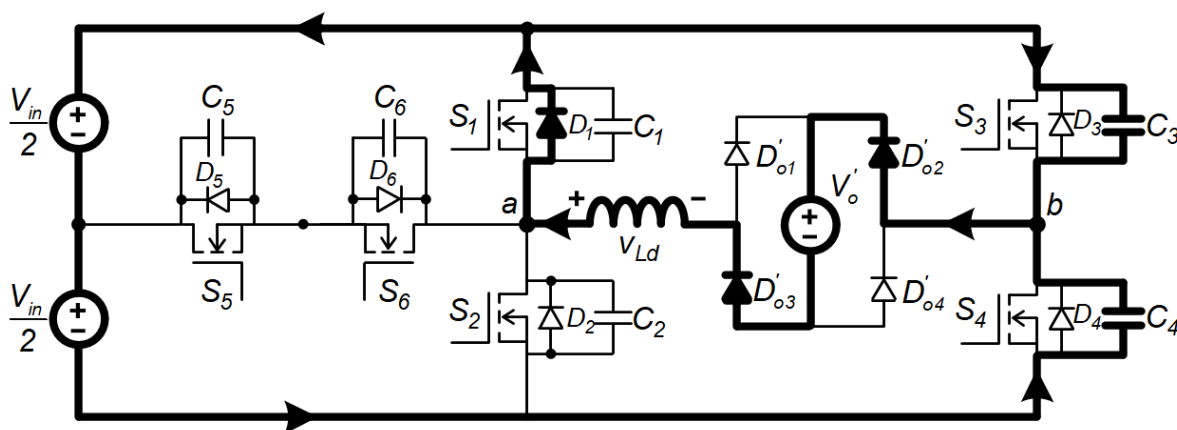
Figura 55 – Sétima etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_7 \leq t \leq t_8$: Na tem-se a oitava etapa de operação com seu circuito representativo ilustrado. Quando a tensão v_{C1} atinge zero, o diodo D_1 entra em condução. Como os valores dos capacitores de auxílio a comutação foram considerados iguais, primeiramente descarrega-se o capacitor C_1 até zero, e o capacitor C_4 se descarrega de $V_{in}/4$ até zero. Enquanto isso, o capacitor C_3 se carrega de $3V_{in}/4$ a V_{in} .

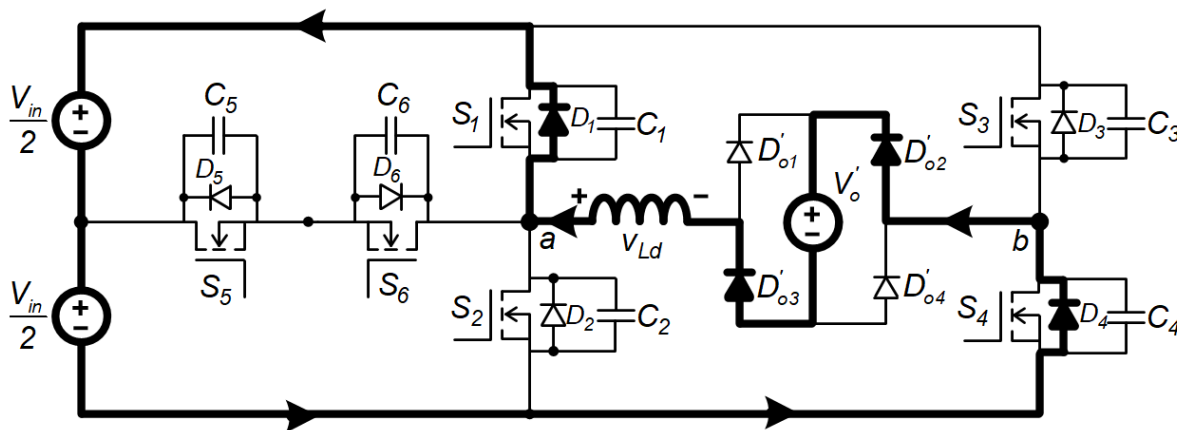
Figura 56 – Oitava etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_8 \leq t \leq t_9$: Quando as tensões nos capacitores C_1 e C_4 atingem zero, os diodos D_1 e D_4 entram em condução, e a corrente i_{Ld} cresce linearmente de $-I_1^{MCCI}$ até zero, finalizando o ciclo de operação do conversor no modo MCCI. A nona etapa de operação é representada pela Figura 57.

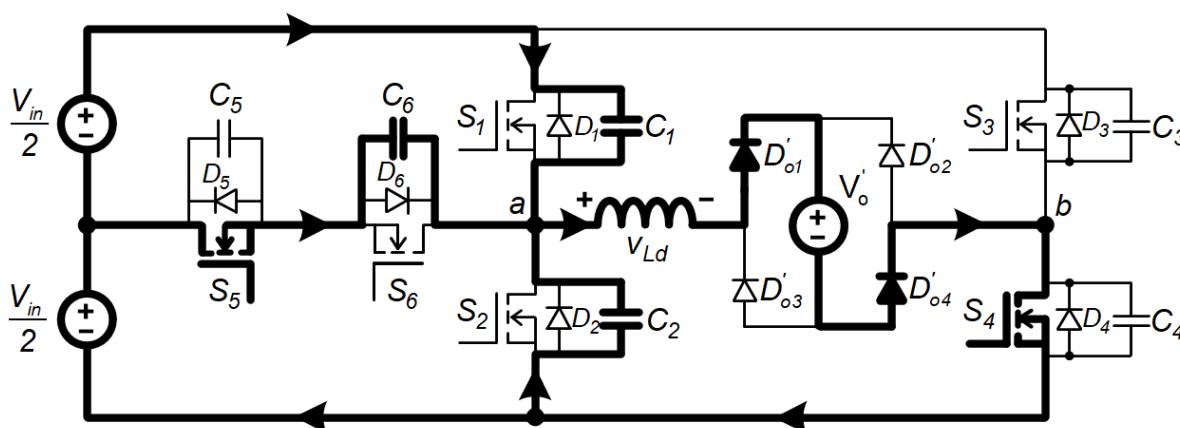
Figura 57 – Nona etapa de operação (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- $t_9 \leq t \leq t_{10}$: A décima e última etapa de operação do conversor no modo MCCI é ilustrada na Figura 58. Nesta etapa, os capacitores C_2 e C_6 se descarregam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ até zero, respectivamente, enquanto que o capacitor C_1 se carrega de zero até o nível $V_{in}/2$ de tensão. Esta etapa tem seu fim quando a tensão no capacitor C_6 atinge zero, dando-se início a um novo ciclo de operação.

Figura 58 – Décima etapa de operação (MCCI)



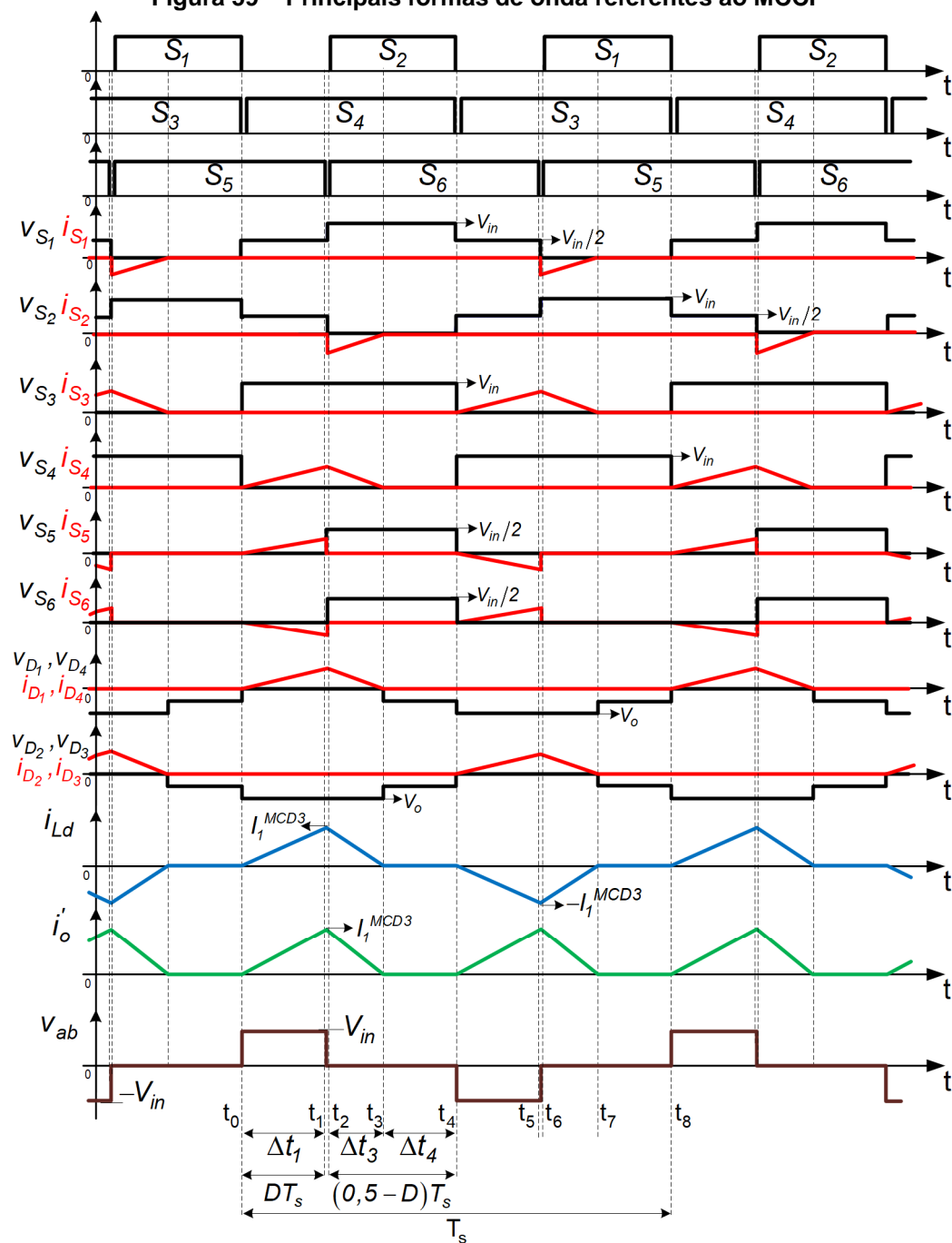
Fonte: Autoria própria

Os comandos dos interruptores e as formas de onda da corrente no indutor de dispersão, da corrente de saída refletida ao primário e da tensão entre os pontos “a” e “b” constituem as principais formas de onda referentes ao MCCI e são apresentadas na Figura 59.

3.4.1 Equacionamento do MCCI

A Tabela 4 fornece os valores de tensão sobre o indutor L_d e também as condições iniciais de corrente neste componente para a primeira e quarta etapas de operação. Valores estes, necessários ao equacionamento do MCCI.

Figura 59 – Principais formas de onda referentes ao MCCI



Fonte: Autoria própria

Tabela 4 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCCI

Etapas de operação	Valores de tensão	Condições iniciais
Primeira etapa	$\frac{V_{in} - 2nV_o}{2}$	0
Quarta etapa	$-V_{in} - nV_o$	I_1^{MCCI}

Fonte: Autoria própria

Considerando os valores da Tabela 4, determinam-se as funções (3.55) e (3.56) que regem o comportamento de tais etapas do modo de condução contínua incontrolável.

$$I_1^{MCCI} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d} \Delta t_1^{MCCI} \quad (3.55)$$

$$-I_1^{MCCI} = -\frac{(V_{in} + nV_o)}{L_d} \Delta t_3^{MCCI} \quad (3.56)$$

Pela análise das etapas de operação e equações, constata-se as igualdades (3.57) e (3.58).

$$\Delta t_1^{MCCI} = \Delta t_4^{MCCI} \quad (3.57)$$

$$\Delta t_3^{MCCI} = \Delta t_6^{MCCI} \quad (3.58)$$

A equação do modulador não é expressa em função da razão cíclica para o modo MCCI, sendo representada, portanto, pela expressão (3.59).

$$\Delta t_1^{MCCI} + \Delta t_3^{MCCI} = \frac{T_s}{2} \quad (3.59)$$

Portanto, obtém-se um sistema linear composto pelas equações (3.55), (3.56) e (3.59). Com manipulações matemáticas para a solução deste sistema que não estão sendo expostas devido à sua extensão, encontram-se as soluções apresentadas pelas igualdades (3.60), (3.61) e (3.62).

$$I_1^{MCCI} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)(V_{in} + nV_o)}{6V_{in} L_d f_s} \quad (3.60)$$

$$\Delta t_1^{MCCI} = \frac{V_{in} + nV_o}{3V_{in} f_s} \quad (3.61)$$

$$\Delta t_3^{MCCI} = \frac{V_{in} - 2nV_o}{6V_{in} f_s} \quad (3.62)$$

A partir das definições (2.4) e (2.6) as equações (3.60), (3.61) e (3.62) podem ser reescritas por (3.63), (3.64) e (3.65).

$$\overline{I_1^{MCCI}} = \frac{4(1-2q)(1+q)}{3} \quad (3.63)$$

$$\overline{\Delta t_1^{MCCI}} = \frac{(1+q)}{3} \quad (3.64)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCCI}} = \frac{(1-2q)}{6} \quad (3.65)$$

O valor médio da corrente de saída do conversor operando no modo MCC I é dado pela equação (3.66).

$$I_o^{MCCI} = \frac{2n}{T_s} \left[\frac{I_1^{MCCI} \Delta t_1^{MCCI} + I_1^{MCCI} \Delta t_3^{MCCI}}{2} \right] \quad (3.66)$$

Através da substituição de (3.60), (3.61) e (3.62) em (3.66) obtém-se (3.67).

$$I_o^{MCCI} = \frac{n(V_{in} - 2nV_o)(V_{in} + nV_o)}{12V_{in} L_d f_s} \quad (3.67)$$

Com a definição (2.5) a equação (3.67) pode ser representada em termos do ganho estático pela expressão (3.68). Esta equação, já obtida anteriormente, representada uma transição entre os modos de operação MCC3 e MCC4.

$$\overline{I_o^{MCCI}} = \frac{2}{3}(1 - 2q)(1 + q) \quad (3.68)$$

Através da manipulação matemática da equação (3.68) é possível determinar a expressão do ganho estático que fornece a característica de saída do conversor HT²-ZVS-PWM para o modo MCC I, conforme apresentado em (3.69).

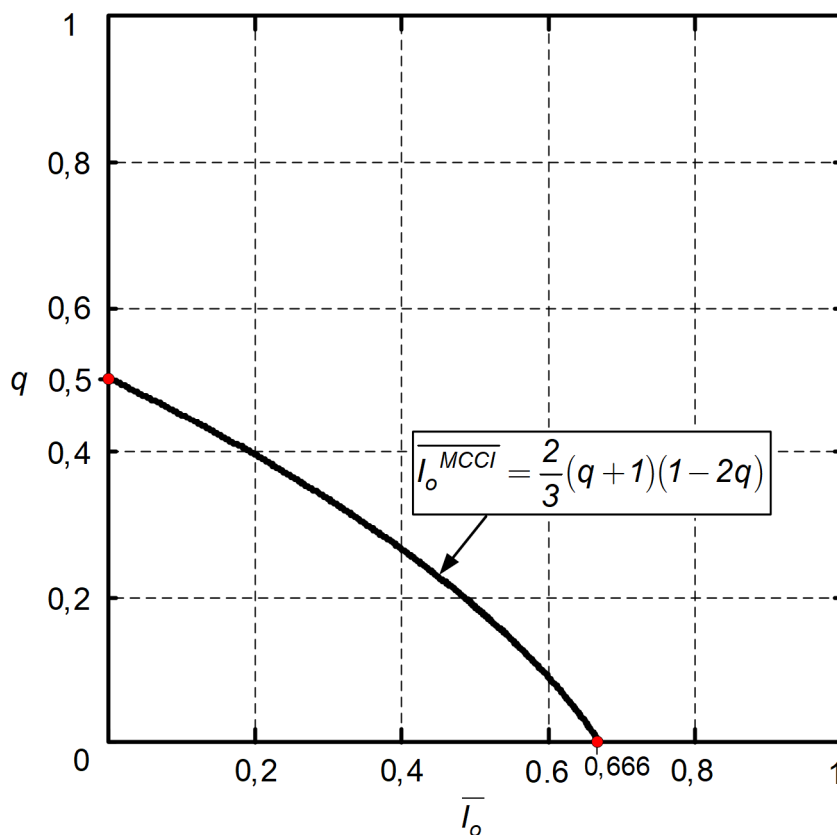
$$q_{MCCI} = -\frac{1}{4} + \frac{1}{4} \sqrt{9 - 12\overline{I_o^{MCCI}}} \quad (3.69)$$

A Figura 60 apresenta a linha sobre a qual o modo de condução contínua incontrolável ocorre. Constata-se que este modo de operação do conversor, representa a transição do modo de condução contínua de três níveis (MCC3) para o modo de condução contínua de quatro níveis (MCC4).

3.5 INTRODUÇÃO: MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Quando o conversor HT²-ZVS-PWM opera no modo de condução descontínua, a corrente no indutor L_d em determinado instante, se anula, sendo o capacitor de saída responsável por alimentar a carga. No modo de condução descontínua, o conversor proposto apresenta as modulações de três níveis e de quatro níveis e muitas de suas etapas são iguais as já apresentadas nos modos contínuos de operação.

Figura 60 – Linha de ocorrência do MCCI



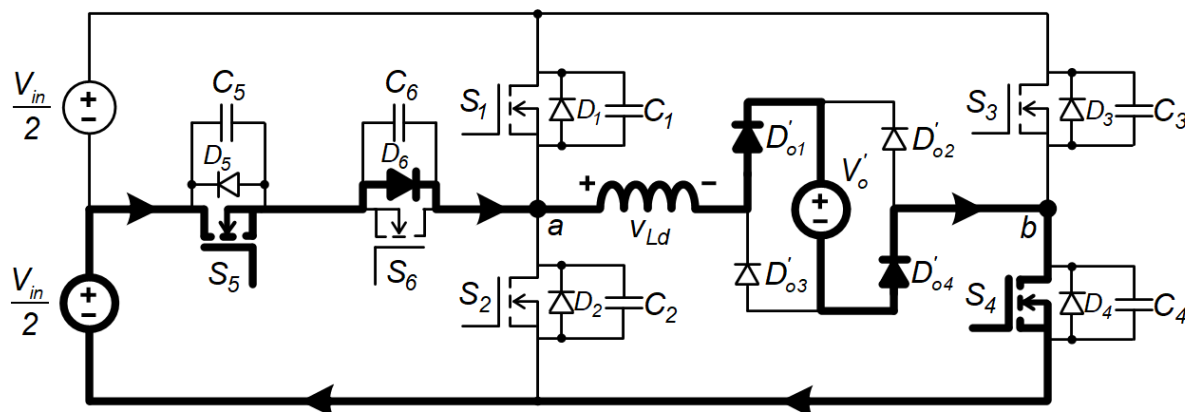
Fonte: Autoria própria

3.6 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA DE TRÊS NÍVEIS (MCD3)

A seguir são apresentados os oito estados topológicos do conversor no modo de condução descontínua de três níveis, denominado neste trabalho de MCD3.

- $t_0 \leq t \leq t_1$: O primeiro estágio topológico no modo de condução descontínua de três níveis é apresentado na Figura 61. A operação desta etapa segue o mesmo princípio da primeira etapa do modo de condução contínua (MCC3). No entanto, no instante t_0 , o interruptor S_4 é comandado a conduzir. Além de S_4 , o interruptor S_5 e o diodo D_6 conduzem a corrente i_{Ld} , transferindo potência para a carga. O nível de tensão que entre os pontos 'a' e 'b' é igual a $V_{in}/2$. Esta etapa de operação é apresentada na Figura 61.

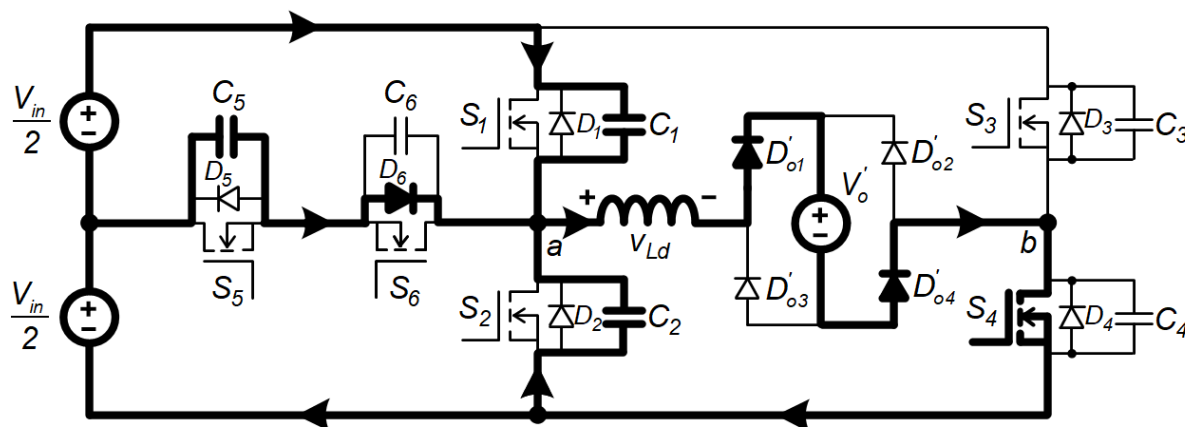
Figura 61 – Primeira etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_1 \leq t \leq t_2$: No instante t_1 , o interruptor S_5 é comandado a bloquear, iniciando a segunda etapa de operação, ilustrada na Figura 62. Nesta etapa, os capacitores C_2 e C_5 se carregam $V_{in}/2$ até V_{in} e de zero até $V_{in}/2$, respectivamente. Enquanto isso, o capacitor C_2 se descarrega de $V_{in}/2$ para zero de tensão.

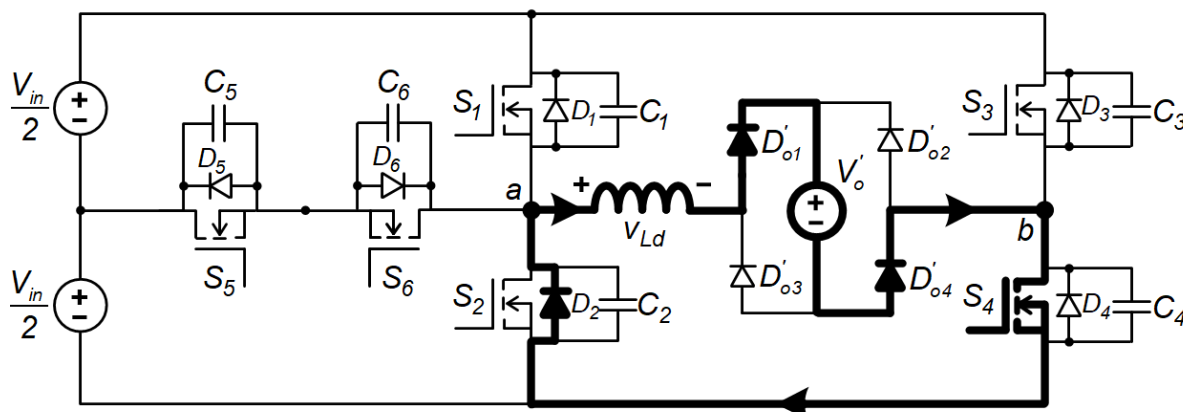
Figura 62 – Segunda etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_2 \leq t \leq t_3$: Na Figura 63 tem-se o circuito representativo da terceira etapa do MCD3. Nesta etapa, a corrente i_{Ld} circula pelo diodo D_2 e pelo interruptor S_4 , decrescendo linearmente de I_1^{MCD3} até zero. Além disso, no instante t_2 , o interruptor S_5 é comandado a conduzir com comutação ZVS.

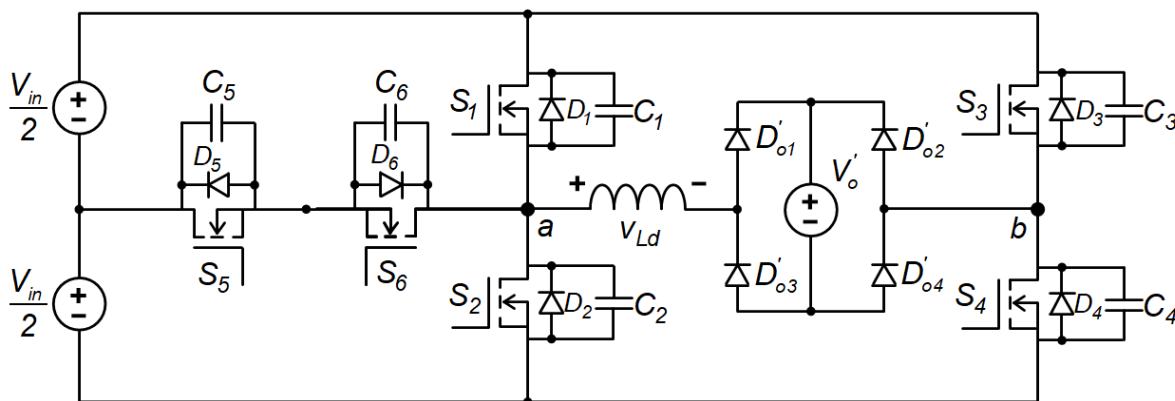
Figura 63 – Terceira etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_3 \leq t \leq t_4$: Quando a corrente no indutor de dispersão L_d torna-se nula, tem-se a quarta etapa de operação que caracteriza o modo de condução descontínua. Nessa etapa, que é apresentada na Figura 64, o capacitor de saída alimenta a carga.

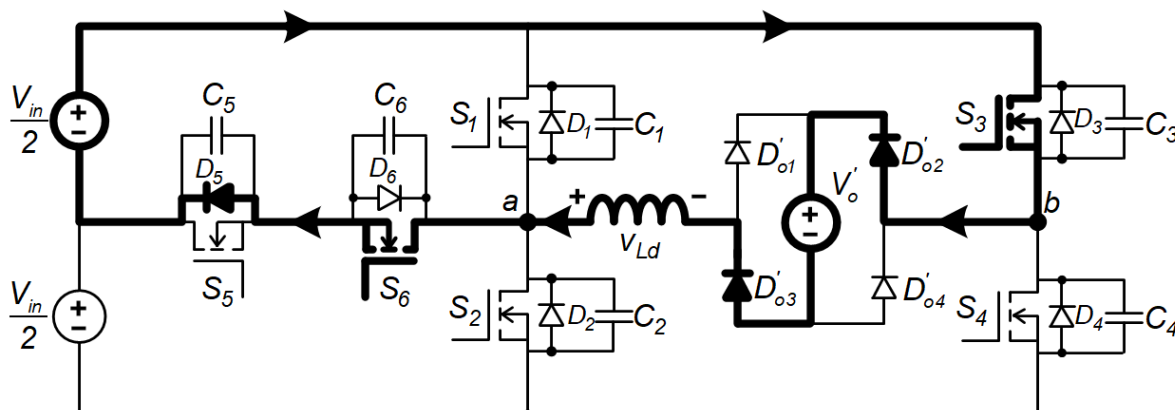
Figura 64 – Quarta etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_4 \leq t \leq t_5$: A quinta etapa de funcionamento está representada na Figura 65. No instante $t = t_4$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir, porém, sem comutação ZVS. Além do interruptor S_3 , a corrente circula pelo interruptor S_6 , já comandado a conduzir desde a primeira etapa, e pelo diodo D_5 .

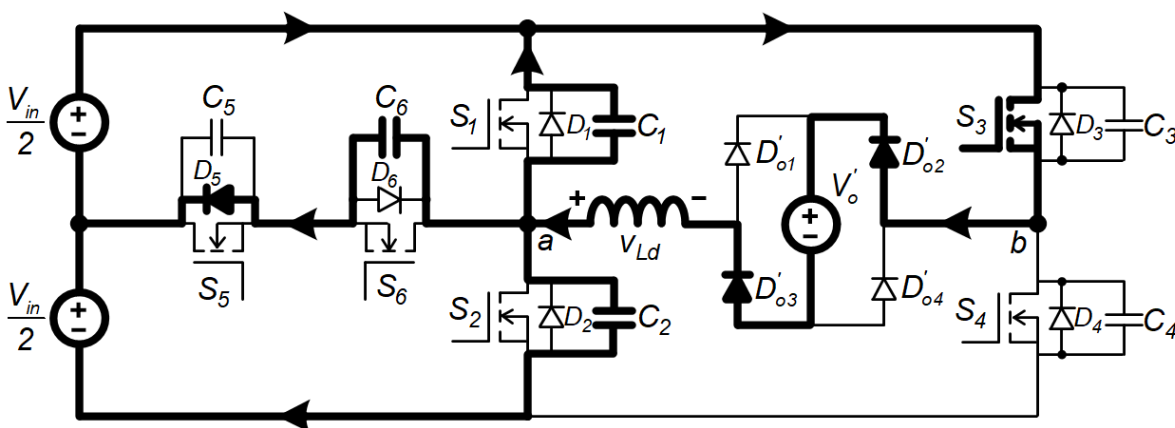
Figura 65 – Quinta etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_5 \leq t \leq t_6$: A sexta etapa de operação inicia-se com a retirada do pulso de comando do interruptor S_6 . Nesta etapa de comutação, em que o interruptor S_3 e o diodo D_5 continuam em condução, os capacitores C_2 e C_6 se carregam de $V_{in}/2$ até V_{in} e de zero até $V_{in}/2$, respectivamente. Já o capacitor C_1 se descarrega de $V_{in}/2$ até o nível zero de tensão. A Figura 66 é o circuito representativo desta etapa de operação.

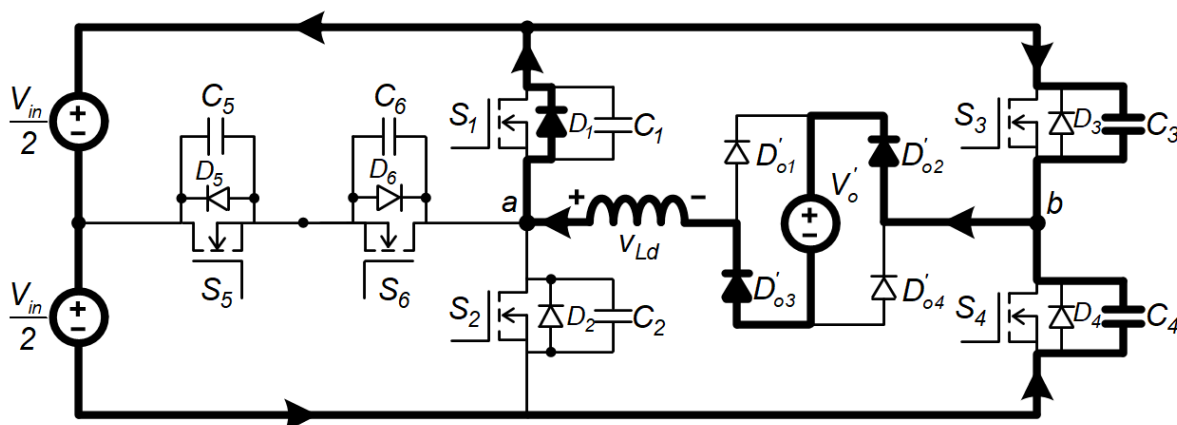
Figura 66 – Sexta etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_6 \leq t \leq t_7$: No instante em que a tensão no capacitor C_1 atinge valor nulo, o diodo D_1 entra em condução. A corrente i_{Ld} que também passa pelo interruptor S_3 , cresce linearmente de I_1^{MCD3} até zero. Na Figura 67 esta etapa descrita está representada.

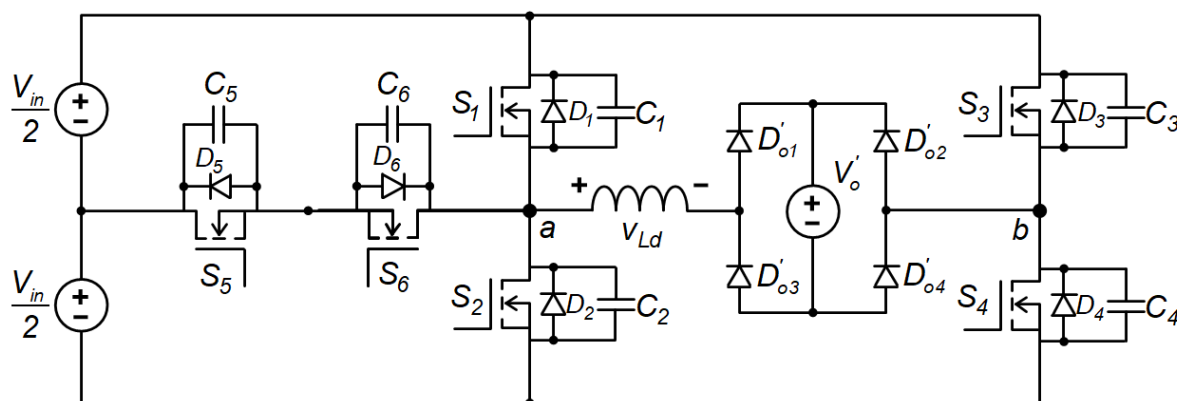
Figura 67 – Sétima etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

- $t_7 \leq t \leq t_8$: Assim como na quarta etapa deste modo de operação, a corrente i_{Ld} é nula, fazendo com que o capacitor de saída alimente a carga. Na Figura 68 está o circuito que representa a oitava e última etapa de operação no modo MCD3.

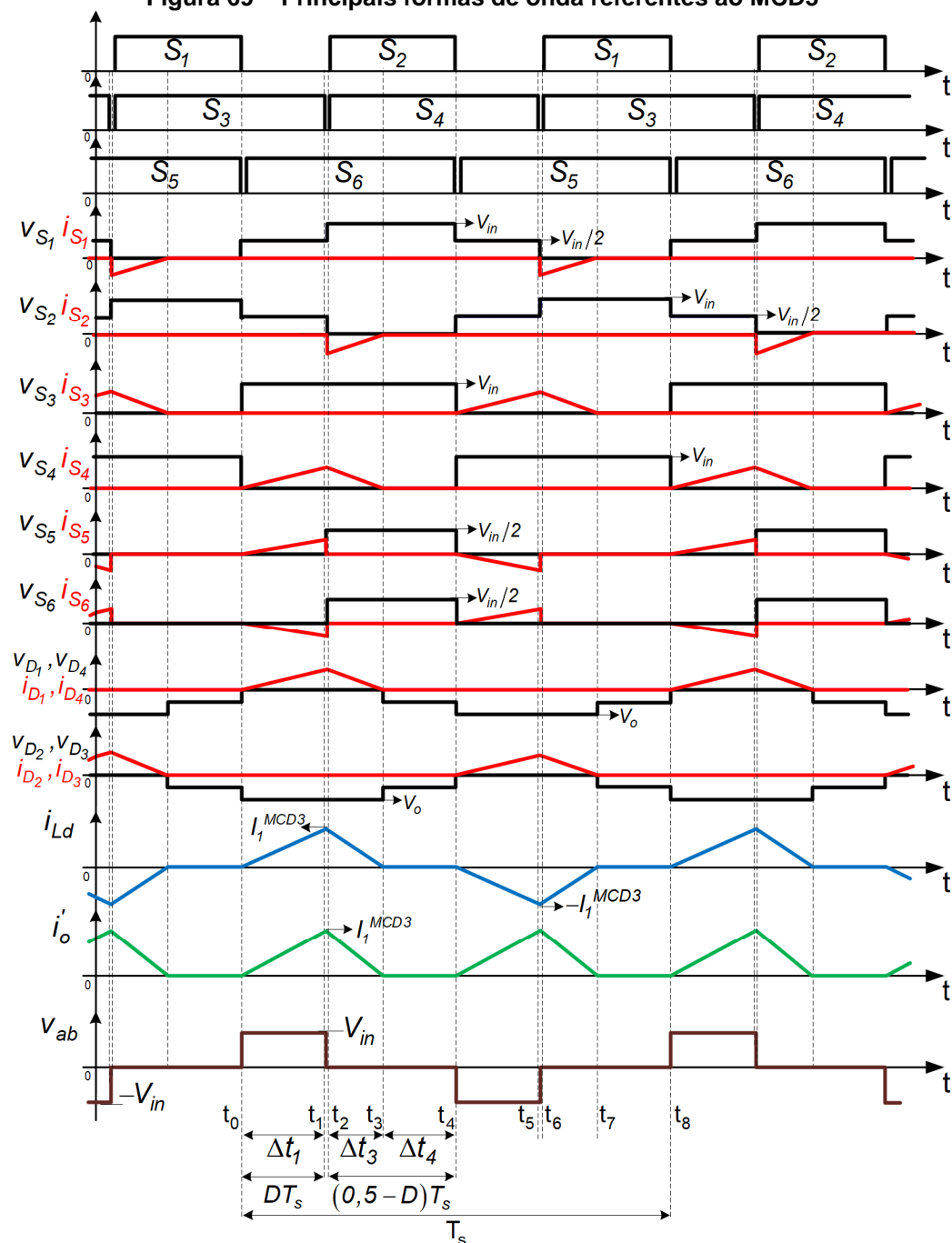
Figura 68 – Oitava etapa de operação (MCD3)



Fonte: Autoria própria

Na Figura 69 são apresentadas as principais formas de onda referentes ao modo de condução descontínua com modulação de três níveis (MCD3).

Figura 69 – Principais formas de onda referentes ao MCD3



Fonte: Autoria própria

3.6.1 Equacionamento do MCD3

O conversor HT²-ZVS-PWM operando no modo de condução descontínua e modulação três níveis (MCD3) como apresentado, possui oito etapas de operação. Das oito etapas, seis delas são de transferência de potência, sendo que destas seis, duas etapas em que o capacitor de saída alimenta a carga. As duas etapas de

operação restantes são etapas denominadas de comutação. Portanto, será necessário equacionar somente duas etapas de transferência de potência, pelo fato do conversor possuir operação simétrica.

A Tabela 5 apresenta os valores de tensão e condições iniciais de corrente do indutor L_d . Tais valores determinam o comportamento do conversor durante as etapas de operação.

Tabela 5 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCD3

Etapas de operação	Valores de tensão	Condições iniciais
Primeira etapa	$\frac{V_{in} - 2nV_o}{2}$	0
Terceira etapa	$-nV_o$	I_1^{MCD3}

Fonte: Autoria própria

A partir dos valores alocados na Tabela 5, obtêm-se as expressões (3.70) e (3.71) que representam a primeira e terceira etapas de operação, respectivamente.

$$I_1^{MCD3} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d} \Delta t_1^{MCD3} \quad (3.70)$$

$$-I_1^{MCD3} = -\frac{nV_o}{L_d} \Delta t_3^{MCD3} \quad (3.71)$$

No MCD3, a razão cíclica relaciona-se de acordo com as expressões (3.72) e (3.73).

$$\Delta t_1^{MCD3} = DT_s \quad (3.72)$$

$$\Delta t_3^{MCD3} + \Delta t_4^{MCD3} = (0,5 - D)T_s \quad (3.73)$$

Para a obtenção das correntes I_1^{MCD3} e dos tempos Δt_1 , Δt_3 e Δt_4 , em função de parâmetros de projeto, tem-se um sistema linear composto das equações (3.70), (3.71), (3.72) e (3.73). Resolvendo-se tal sistema, obtêm-se as igualdades (3.74), (3.75), (3.76) e (3.77).

$$I_1^{MCD3} = \frac{D(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d f_s} \quad (3.74)$$

$$\Delta t_1^{MCD3} = \frac{D}{f_s} \quad (3.75)$$

$$\Delta t_3^{MCD3} = \frac{D \left(\frac{V_{in}}{2nV_o} - 1 \right)}{f_s} \quad (3.76)$$

$$\Delta t_4^{MCD3} = \frac{\left(1 - \frac{DV_{in}}{nV_o} \right)}{2f_s} \quad (3.77)$$

Com o intuito de simplificar e generalizar as equações (3.74), (3.75), (3.76) e (3.77), utilizam-se as definições (2.4) e (2.6), obtendo-se desta forma as expressões (3.78), (3.79), (3.80) e (3.81), em termos do ganho estático.

$$\overline{I_1^{MCD3}} = 4D(1 - 2q) \quad (3.78)$$

$$\overline{\Delta t_1^{MCD3}} = D \quad (3.79)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCD3}} = D \left(\frac{1}{2q} - 1 \right) \quad (3.80)$$

$$\overline{\Delta t_4^{MCD3}} = \left(\frac{1}{2} - \frac{D}{2q} \right) \quad (3.81)$$

O valor médio da corrente de saída I_o é calculado pela expressão dada por (3.82).

$$I_o^{MCD3} = \frac{2n}{T_s} \left(\frac{I_1^{MCD3} \overline{\Delta t_1^{MCD3}} + I_1^{MCD3} \overline{\Delta t_3^{MCD3}}}{2} \right) \quad (3.82)$$

Substituindo-se as equações (3.74), (3.79) e (3.80) na (3.82), determina-se a expressão para o cálculo da corrente média de saída do conversor, dada por (3.83).

$$I_o^{MCD3} = \frac{D^2 (V_{in}^2 - 2V_{in} nV_o)}{4nV_o L_d f_s} \quad (3.83)$$

Pela definição dada por (2.5), a equação (3.83) pode ser reescrita pela equação (3.84).

$$\overline{I_o^{MCD3}} = \frac{2D^2(1 - 2q)}{q} \quad (3.84)$$

Para a determinação da expressão que representa a característica de saída do MCD3, basta isolar o ganho estático da expressão (3.84), obtendo-se a igualdade (3.85).

$$q_{MCD3} = \frac{2D^2}{4D^2 + \overline{I_o^{MCD3}}} \quad (3.85)$$

Resta ainda determinar sob que condições de operação o conversor HT²-ZVS-PWM opera no MCD3. As restrições para a ocorrência deste modo são dadas pelas inequações (3.86), (3.87) e (3.88).

$$\Delta t_1^{MCD3} \geq 0 \quad (3.86)$$

$$\Delta t_3^{MCD3} \geq 0 \quad (3.87)$$

$$\Delta t_4^{MCD3} \geq 0 \quad (3.88)$$

Substituindo-se as igualdades (3.79), (3.80) e (3.81) nas inequações (3.86), (3.87) e (3.88), respectivamente, obtém-se as restrições (3.89) e (3.90), quanto a razão cíclica.

$$D > 0 \quad (3.89)$$

$$D \leq q \quad (3.90)$$

Pelo fato de na prática a razão cíclica nunca ser igual a zero, substituindo-se a restrição dada por (3.90) na equação (3.84), obtém-se a equação (3.91), que delimita a região de ocorrência do MCD3.

$$\overline{I_o^{restr2}} = 2q(1 - 2q) \quad (3.91)$$

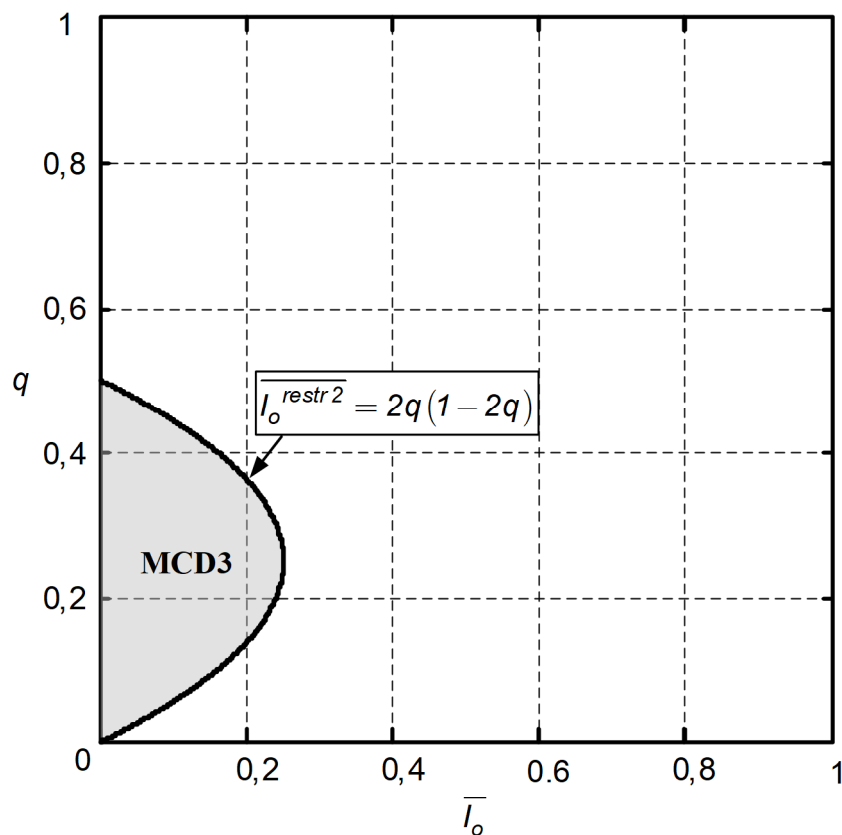
Portanto, a Figura 70 ilustra a região de ocorrência do modo de condução descontínua com modulação três níveis (MCD3), o qual ocorre quando satisfeita a inequação (3.92).

$$\overline{I_o} \leq \overline{I_o^{restr2}} \quad (3.92)$$

3.7 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA DE QUATRO NÍVEIS (MCD4)

O modo de condução descontínua com modulação de quatro níveis ocorre quando a razão cíclica está compreendida entre o intervalo $0,5 < D < 1$. Além disso, para que a corrente no indutor se anule, caracterizando a etapa descontínua, é necessário que a tensão de saída aumente, ou seja, a carga seja reduzida. As principais formas de onda referentes a este modo de operação são apresentadas na Figura 79.

Figura 70 – Região de ocorrência do MCD3

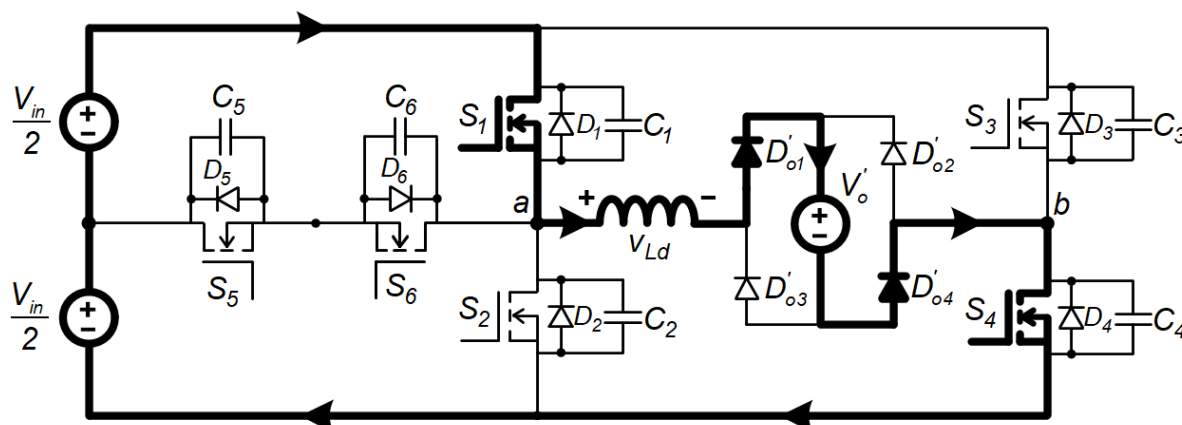


Fonte: Autoria própria

A seguir são apresentadas as descrições e circuitos representativos das oito etapas de operação do conversor HT²-ZVS-PWM que compõem a operação no modo de condução descontínua com modulação de quatro níveis.

- $t_0 \leq t \leq t_1$: No primeiro estado topológico do MCD4 é apresentado na Figura 71. Os interruptores S_1 e S_4 são comandados a conduzir, em que a corrente i_{Ld} cresce linearmente de zero até I_1^{MCD4} . Os diodos D_{o1}' e D_{o4}' da ponte retificadora conduzem.

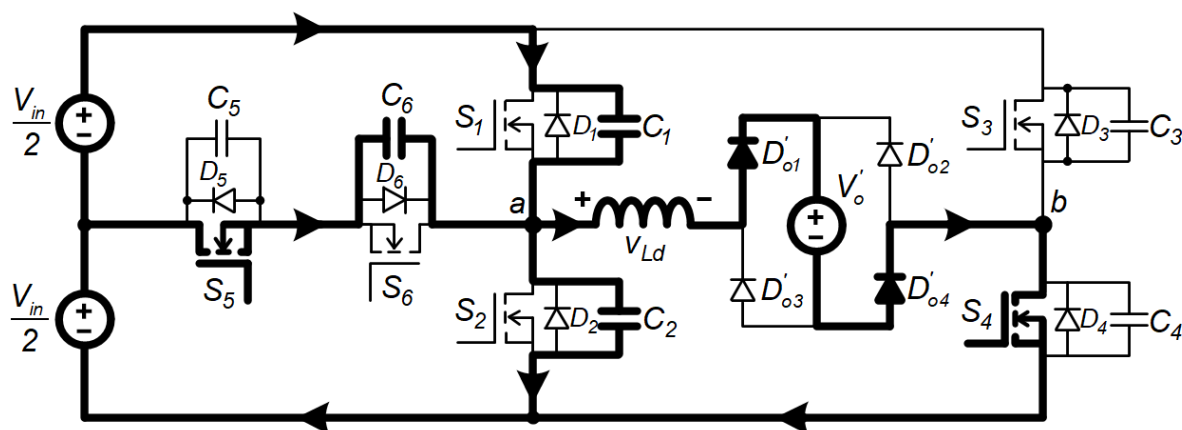
Figura 71 – Primeira etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_1 \leq t \leq t_2$: Quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear, inicia-se a segunda etapa de operação. A tensão v_{C1} varia de zero até $V_{in}/2$, enquanto que as tensões v_{C2} e v_{C6} variam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de V_{in} até zero, respectivamente. Esta etapa, denominada de etapa de comutação é apresentada na Figura 72.

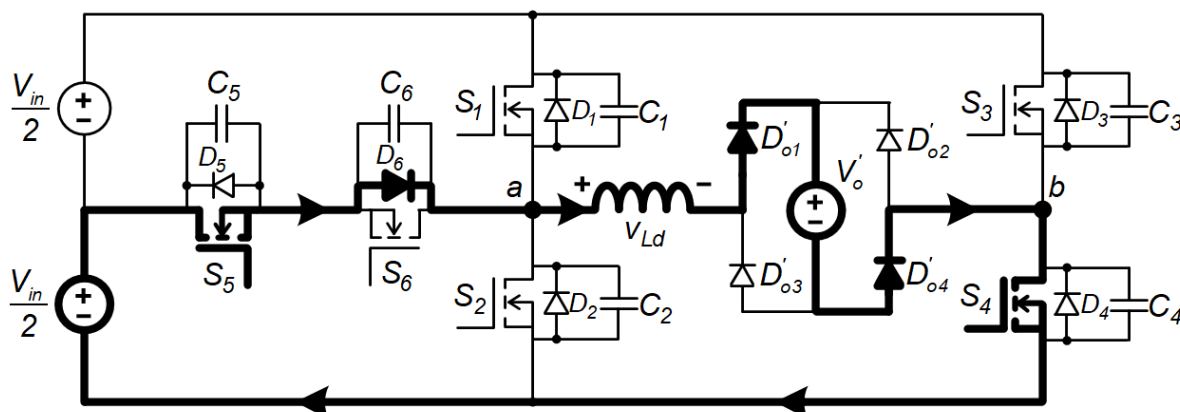
Figura 72 – Segunda etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_2 \leq t \leq t_3$: No instante t_2 , quando a tensão no capacitor C_6 atinge zero, o diodo D_6 entra em condução. A corrente continua circulando pelos interruptores S_5 e S_4 . Esta terceira etapa de operação é apresentada na Figura 73.

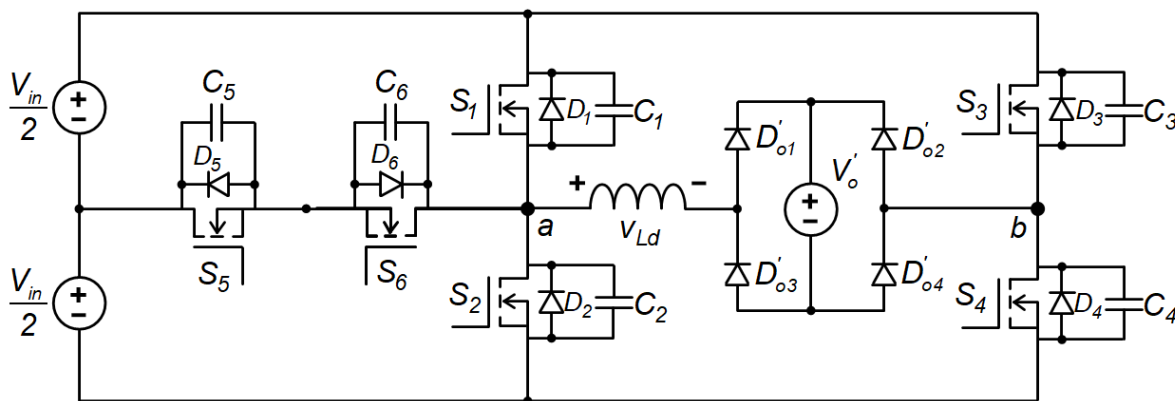
Figura 73 – Terceira etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_3 \leq t \leq t_4$: Quando a corrente no indutor torna-se nula, tem-se o circuito representativo apresentado na Figura 74, em que o capacitor C_o alimenta a carga.

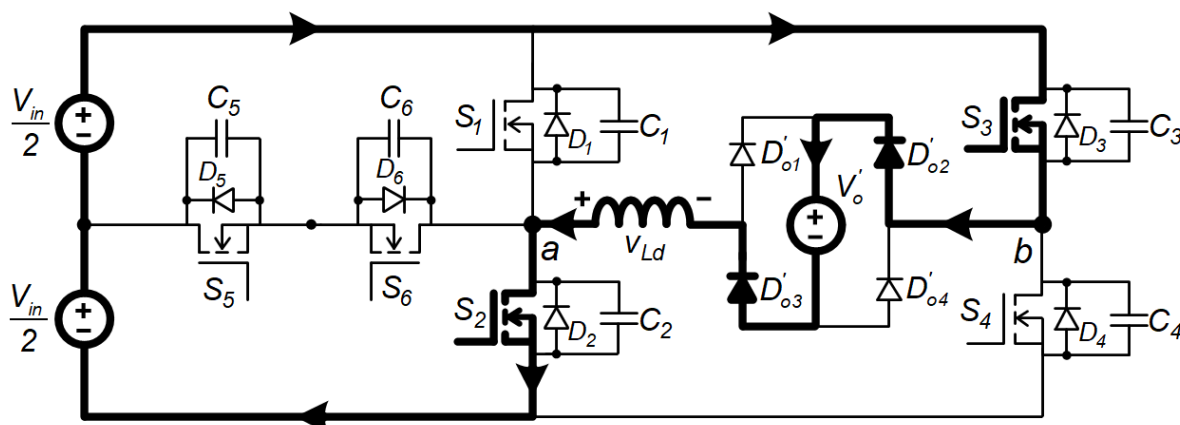
Figura 74 – Quarta etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_4 \leq t \leq t_5$: No instante t_4 , os interruptores S_2 , S_3 e S_6 são comandados a conduzir. Como a corrente i_{Ld} tem seu sentido da direita para a esquerda de L_d , ela não passa pelo interruptor S_6 devido ao diodo D_5 . O único caminho da corrente é como ilustrado na Figura 75.

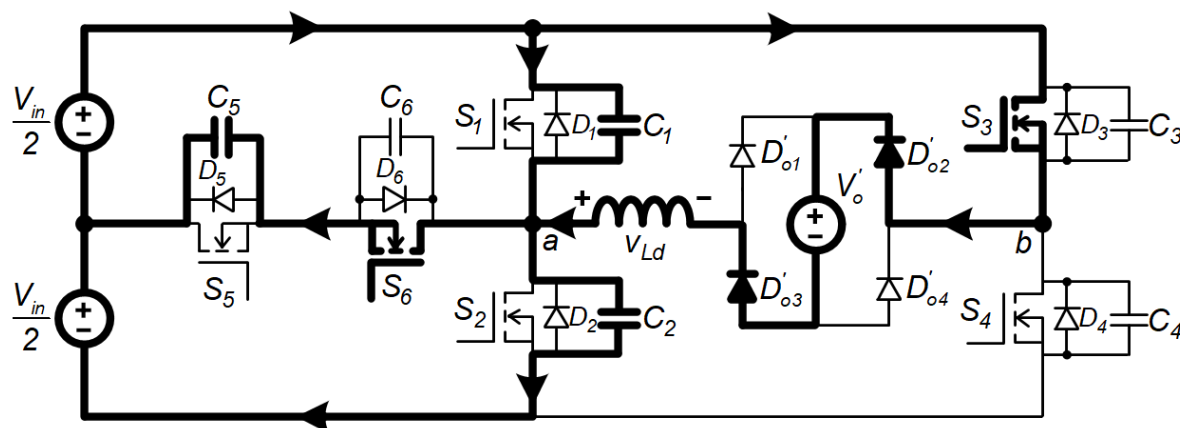
Figura 75 – Quinta etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_5 \leq t \leq t_6$: Retirado o pulso de comando do interruptor S_2 no instante t_5 , dá-se início a sexta etapa de operação, representada na Figura 76. Durante esta etapa, os capacitores C_1 e C_5 se descarregam de V_{in} até $V_{in}/2$ e de $V_{in}/2$ até zero, enquanto que o capacitor C_2 se carrega de zero até $V_{in}/2$.

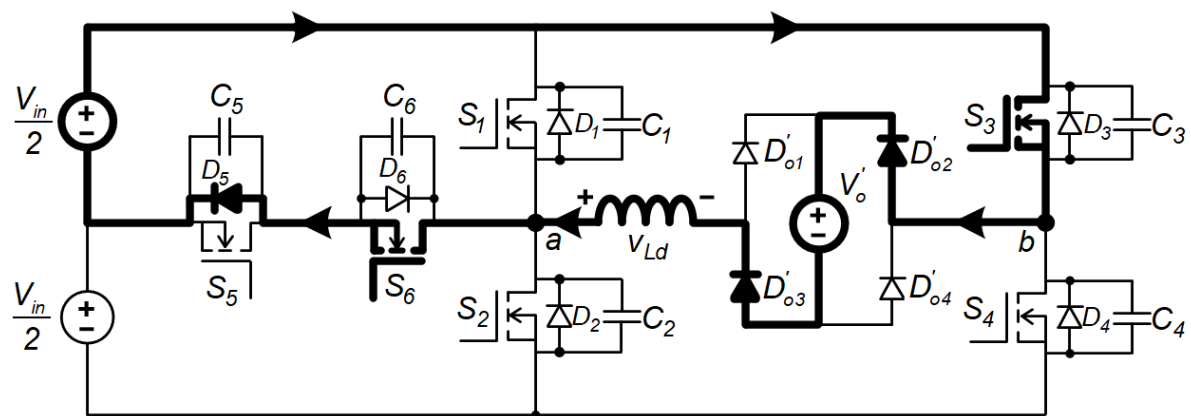
Figura 76 – Sexta etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_6 \leq t \leq t_7$: Atingindo o nível zero de tensão no capacitor C_5 , o diodo D_5 entra em condução. Os interruptores S_3 e S_6 continuam conduzindo até que a corrente i_{Ld} torna-se nula, caracterizando o fim da sétima e começo da última etapa de operação do conversor. A sétima etapa de operação é representada pela Figura 77.

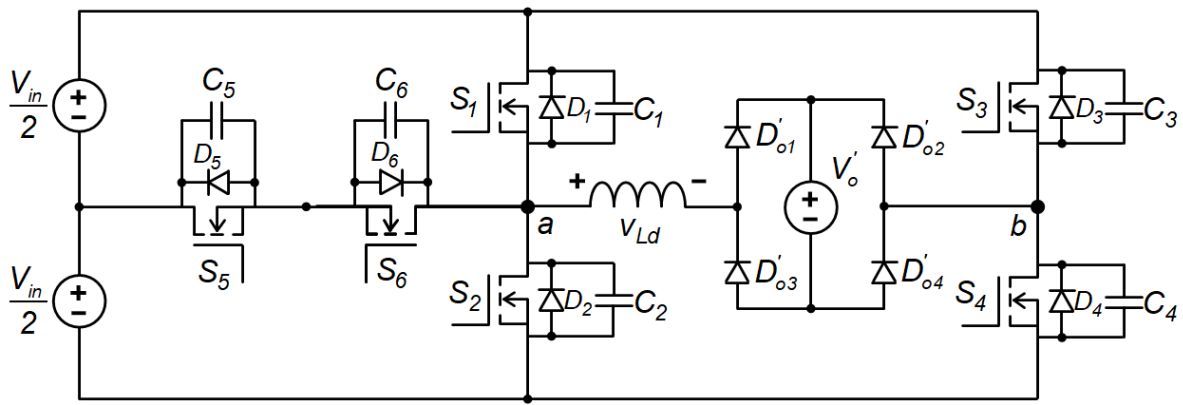
Figura 77 – Sétima etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

- $t_7 \leq t \leq t_8$: Quando a corrente i_{Ld} é nula, inicia-se a oitava etapa, em que o capacitor de saída alimenta a carga. Esta etapa de operação do conversor é representada na Figura 78.

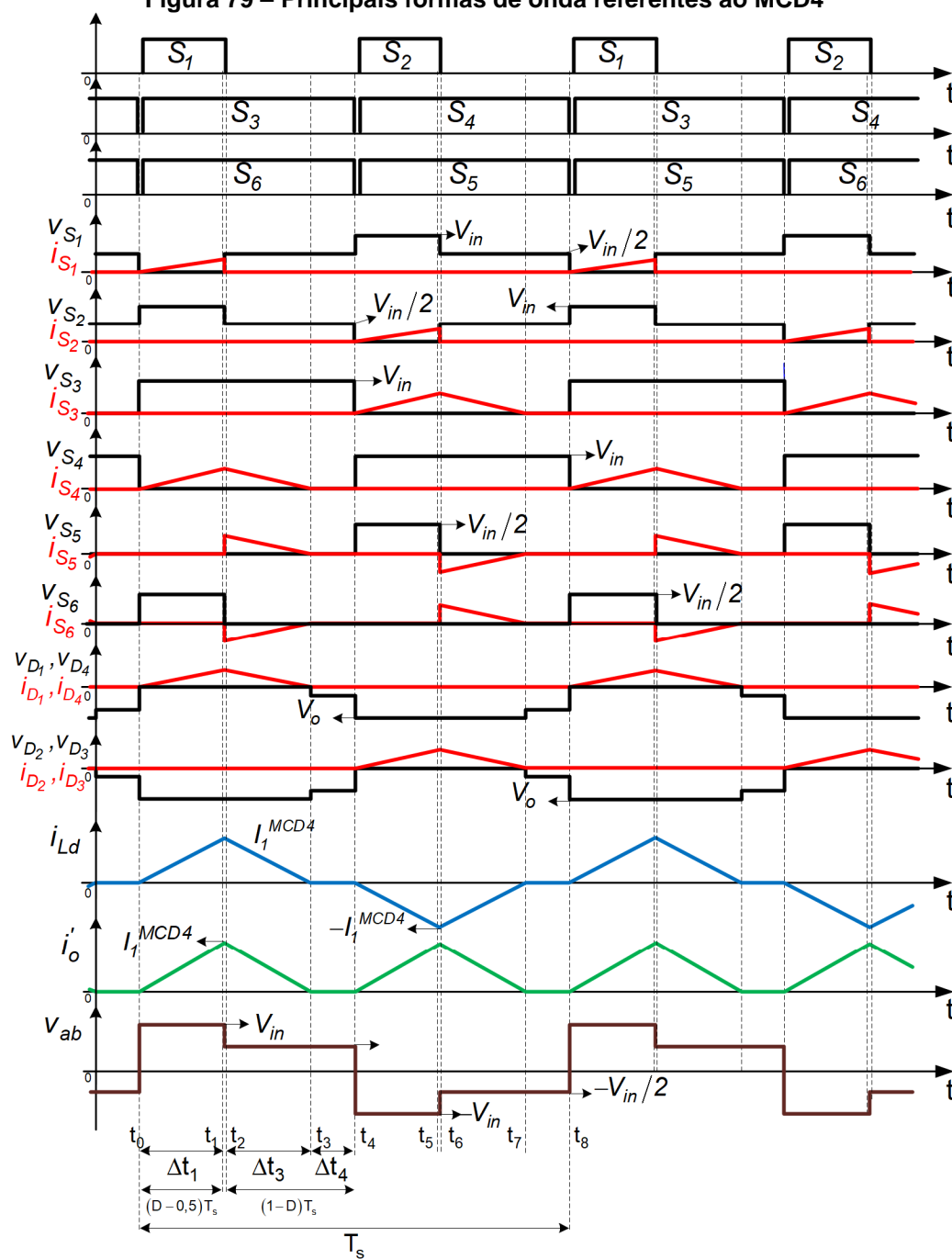
Figura 78 – Oitava etapa de operação (MCD4)



Fonte: Autoria própria

A Figura 79 apresenta as principais formas de onda quando o conversor HT²-ZVS-PWM opera no modo MCD4.

Figura 79 – Principais formas de onda referentes ao MCD4



Fonte: Autoria própria

3.7.1 Equacionamento do MCD4

Utilizando-se a mesma metodologia de equacionamento do MCD3, encontram-se as equações referentes ao MCD4. Com o mesmo número de etapas necessárias a serem equacionadas, a Tabela 6 apresenta os valores de tensão e de correntes iniciais presentes no comportamento do indutor L_d .

A partir da análise das etapas de operação deste modo, constata-se as igualdades (3.93) e (3.94).

Tabela 6 – Valores de tensão e de corrente inicial no indutor L_d nas principais etapas de operação no MCD4

Etapas de operação	Valores de tensão	Condições iniciais
Primeira etapa	$V_{in} - nV_o$	0
Terceira etapa	$\frac{V_{in} - 2nV_o}{2}$	I_1^{MCD4}

Fonte: Autoria própria

$$\Delta t_1^{MCD4} = \Delta t_6^{MCD4} \quad (3.93)$$

$$\Delta t_3^{MCD4} = \Delta t_8^{MCD4} \quad (3.94)$$

As funções que regem o comportamento da primeira e terceira etapa são (3.95) e (3.96), respectivamente.

$$I_1^{MCD4} = \frac{(V_{in} - nV_o)}{L_d} \Delta t_1^{MCD4} \quad (3.95)$$

$$-I_1^{MCD4} = \frac{(V_{in} - 2nV_o)}{2L_d} \Delta t_3^{MCD4} \quad (3.96)$$

As igualdades que gerem a modulação quatro níveis no modo descontínuo de operação são apresentadas pelas equações (3.97) e (3.98).

$$\Delta t_1^{MCD4} = (D - 0,5)T_s \quad (3.97)$$

$$\Delta t_3^{MCD4} + \Delta t_4^{MCD4} = (1 - D)T_s \quad (3.98)$$

Com as equações (3.95), (3.96), (3.97) e (3.98), tem-se um sistema linear com as quatro incógnitas, sendo elas: I_1^{MCD4} , Δt_1 , Δt_3 e Δt_4 . Aplicando-se manipulações matemáticas obtêm-se estas incógnitas representadas por (3.99), (3.100), (3.101) e (3.102).

$$I_1^{MCD4} = \frac{(2DV_{in} - 2DnV_o - V_{in} + nV_o)}{2L_d f_s} \quad (3.99)$$

$$\Delta t_1^{MCD4} = \frac{(D - 0,5)}{f_s} \quad (3.100)$$

$$\Delta t_3^{MCD4} = \frac{V_{in} - nV_o - 2DV_{in} + 2DnV_o}{f_s (V_{in} - 2nV_o)} \quad (3.101)$$

$$\Delta t_4^{MCD4} = \frac{nV_o - DV_{in}}{f_s(V_{in} - 2nV_o)} \quad (3.102)$$

Aplicando-se as definições (2.4) e (2.6) nas igualdades (3.99), (3.100), (3.101) e (3.102), obtêm-se equações generalizadas representadas por (3.103), (3.104), (3.105) e (3.106).

$$\overline{I_1^{MCD4}} = 4(2D - 2Dq - 1 + q) \quad (3.103)$$

$$\overline{\Delta t_1^{MCD4}} = D - \frac{1}{2} \quad (3.104)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCD4}} = \frac{(1 - q - 2D + 2Dq)}{(1 - 2q)} \quad (3.105)$$

$$\overline{\Delta t_4^{MCD4}} = \frac{(D - q)}{(1 - 2q)} \quad (3.106)$$

A expressão (3.107) representa o valor médio da corrente de saída do MCD4.

$$I_o^{MCD4} = \frac{2n}{T_s} \left[\frac{I_1^{MCD4} \overline{\Delta t_1^{MCD4}} + I_1^{MCD4} \overline{\Delta t_3^{MCD4}}}{2} \right] \quad (3.107)$$

Substituindo-se as igualdades (3.99), (3.100), (3.101) e (3.102) na expressão (3.107), obtêm-se a equação para o cálculo do valor médio da corrente de saída I_o , representada por (3.108).

$$I_o^{MCD4} = \frac{nV_{in}(2D - 1)^2(nV_o - V_{in})}{4L_d f_s (V_{in} - nV_o)} \quad (3.108)$$

Novamente, para generalizar a equação (3.108), é aplicada a definição dada por (2.5), obtendo-se a expressão (3.109).

$$\overline{I_o^{MCD4}} = \frac{(2D - 1)^2(q - 1)}{(1 - 2q)} \quad (3.109)$$

A obtenção da equação da característica de saída é feita isolando-se a incógnita "q" na equação (3.109), obtendo-se desta forma a expressão (3.110)

$$q_{MCD4} = \frac{4D^2 - 4D + \overline{I_o^{MCD4}} + 1}{4D^2 - 4D + 2\overline{I_o^{MCD4}} + 1} \quad (3.110)$$

Para finalizar, basta determinar as restrições para a ocorrência do MCD4. Tais restrições são dadas pelas inequações (3.111), (3.112) e (3.113).

$$\overline{\Delta t_1^{MCD4}} \geq 0 \quad (3.111)$$

$$\overline{\Delta t_3^{MCD4}} \geq 0 \quad (3.112)$$

$$\overline{\Delta t_4^{MCD4}} \geq 0 \quad (3.113)$$

Realizando-se a substituição das igualdades (3.104), (3.105) e (3.106) em (3.111), (3.112) e (3.113), respectivamente, obtém-se duas restrições em relação a razão cíclica e ganho estático, representadas por (3.114) e (3.115).

$$D \geq \frac{1}{2} \quad (3.114)$$

$$D \geq q \quad (3.115)$$

Quando o valor D da restrição (3.114) é substituído na expressão (3.109), obtém-se que $\bar{I}_o = 0$. Já o valor de D da restrição (3.115), ao ser substituído na expressão (3.109), resulta na equação representada por (3.116).

$$\overline{I_o^{restr4}} = 2(1-q)(2q-1) \quad (3.116)$$

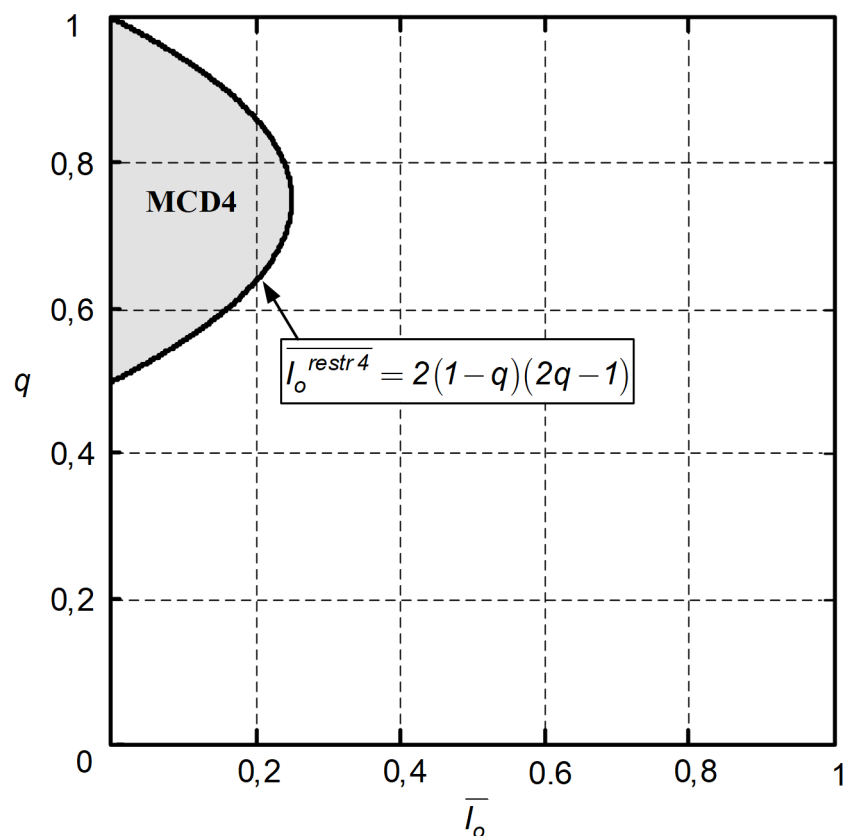
Ao ser satisfeita a inequação (3.117) gera a região da característica de saída do conversor destacada no gráfico da Figura 80, a qual é a região de ocorrência do MCD4.

$$\bar{I}_o \leq \overline{I_o^{restr4}} \quad (3.117)$$

3.8 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA DO CONVERSOR HT²-ZVS-PWM

A partir das expressões (3.19), (3.48), (3.69), (3.85) e (3.110) é possível traçar o gráfico da característica de saída do conversor para os cinco modos de operação abordados nas seções anteriores, estando este ilustrado na Figura 81. Este gráfico apresenta as regiões de ocorrência dos modos MCC3, MCC4, MCC1, MCD3 e MCD4, assim como as linhas que representam o ganho estático em função da corrente de saída parametrizada. O presente gráfico completo da característica de saída do conversor fornece uma visão geral acerca do funcionamento estático do conversor, sendo uma ferramenta importante para o entendimento e projeto do mesmo.

Figura 80 – Região de ocorrência do MCD4



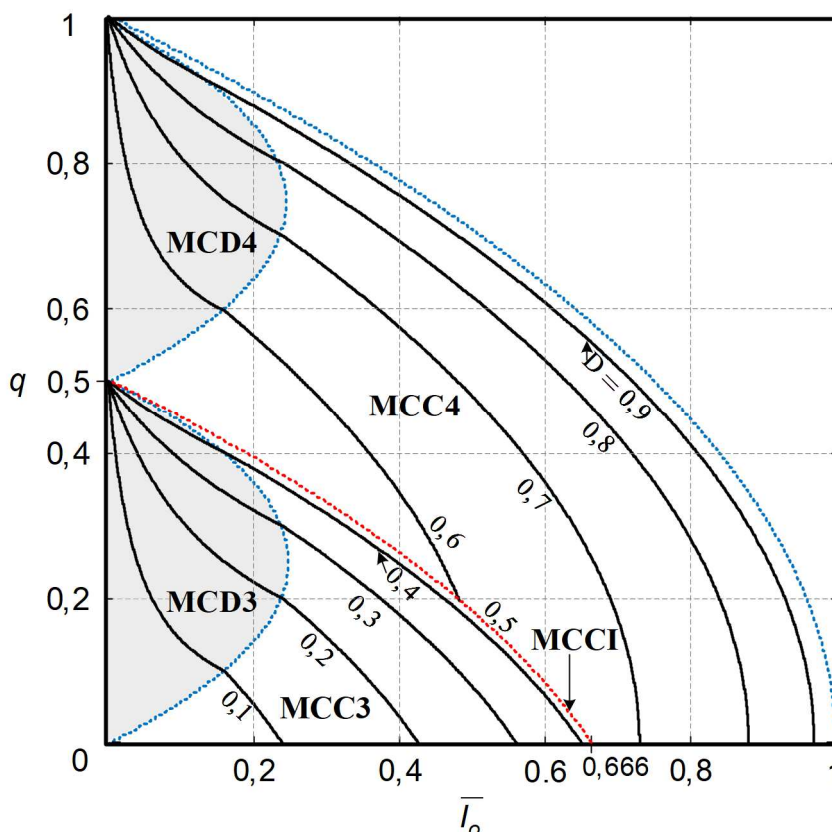
Fonte: Autoria própria

3.9 ANÁLISE DE ESFORÇOS

No Apêndice A são apresentadas as análises e expressões para os cálculos dos esforços nos componentes do conversor HT²-ZVS-PWM, para todos os cinco modos de operação. Tais análises e equacionamentos são essenciais para o projeto do conversor, com a correta escolha e construção destes componentes. Além do mais, os resultados aqui expostos fornecem a base para uma eventual otimização no projeto do conversor, uma vez que a estimativa das perdas nos componentes do circuito depende desta informação.

Para a análise dos esforços do conversor HT²-ZVS-PWM, são necessários o valor máximo, médio e eficaz das correntes que circulam pelos interruptores e diodos. Além do mais, a tensão aplicada sobre os mesmos. Tais valores são necessários para a escolha de componentes comerciais para o projeto físico do conversor.

Figura 81 – Característica de saída completa do conversor HT²-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

Para o dimensionamento dos capacitores de barramento e o capacitor de saída é preciso obter os valores de corrente eficaz, ondulação de tensão e tensão máxima sobre os mesmos.

As expressões para cada componente do conversor são apresentadas, as quais já estão em termos do ganho estático, ou seja, parametrizadas em função das expressões (2.4) e (2.5). As formas de onda de corrente que circulam pelos semicondutores já foram apresentadas nas seções anteriores, porém, são mostradas novamente com maiores detalhes para melhor compreensão.

Observa-se pelas análises realizadas que, por imposição do circuito, os valores máximo, médio e eficaz de corrente são equivalentes para os pares de interruptores S_1 e S_2 , S_3 e S_4 , S_5 e S_6 . Salienta-se também que os valores máximo, médio e eficaz nos diodos da ponte retificadora devem ser referenciados ao secundário do transformador, ou seja, são multiplicados pela relação de transformação do transformador.

3.10 CONCLUSÃO

Da análise estática realizada no presente capítulo acerca do conversor CC-CC isolado HT²-ZVS-PWM, as seguintes características foram observadas:

- O transformador fica submetido a uma tensão simétrica de três ou quatro níveis, evitando a saturação do núcleo magnético, não necessitando a adição de um capacitor em série;
- Existe a possibilidade de se obter comutação suave em todos os interruptores da topologia nos modos de condução contínua;
- A máxima tensão submetida nos terminais dos interruptores S_5 e S_6 é igual a metade da tensão de entrada, sendo possível utilizar MOSFETs de menor tensão de bloqueio e menor resistência dreno-fonte;
- O conversor apresenta o modo de condução contínua incontrolável, que pertence ao intervalo de razão cíclica $1/2 < D < 2/3$. Neste modo existe a possibilidade de a corrente de saída não responder a variações de razão cíclica neste intervalo.

4 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

4.1 INTRODUÇÃO

A operação com comutação suave, seja ela do tipo ZVS ou ZCS, pode ser de grande interesse no projeto de conversores. Esta característica possibilita o aumento da frequência de comutação e a redução das perdas, tendo como consequência a possibilidade de um maior rendimento e um menor peso e volume da estrutura. Além disso, com a comutação suave, os níveis de interferência eletromagnética conduzida e irradiada pela topologia são reduzidos (AGOSTINI JUNIOR, 2012).

Uma das características evidenciadas do conversor HT²-ZVS-PWM é a possibilidade de operação com comutação suave em todos os interruptores comandados da topologia, nos modos de condução contínua e em somente alguns (S_1 , S_2 , S_5 e S_6) no modo de condução descontínua.

Neste capítulo são analisados os processos de comutação dos seis interruptores da topologia para os modos de condução contínua.

4.2 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO NOS MODOS DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

No decorrer desta seção são analisados e descritos os princípios da comutação nos modos de condução contínua. Os resultados obtidos possibilitam fornecer as condições necessárias para a obtenção da comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores comandados do conversor HT²-ZVS-PWM. Primeiramente, constata-se que a comutação dos pares de interruptores S_1 e S_2 , S_3 e S_4 , S_5 e S_6 são iguais entre si, portanto, ao analisar, por exemplo o interruptor S_1 , já se obtém a análise da comutação para o interruptor S_2 .

Nos modos de condução contínua, há corrente circulando pelo indutor de dispersão L_d durante todas as comutações, em um ciclo de operação. Se esta energia armazenada no indutor L_d for suficiente para a transição de tensão e tendo-se um tempo morto adequado, é possível obter-se comutação suave ZVS em todos os interruptores da topologia.

Para a análise dos circuitos equivalentes das etapas de comutação dos modos de operação do conversor, considera-se a igualdade (4.1).

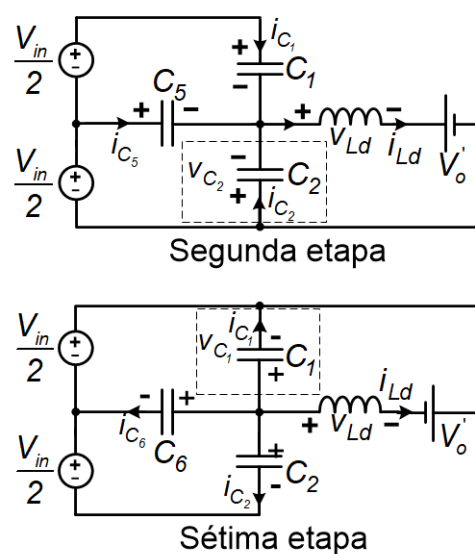
$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_s \quad (4.1)$$

4.2.1 Análise da Comutação no Modo MCC3

a) Comutação dos interruptores S_1 e S_2

Quando o interruptor S_5 é comandado a bloquear, inicia-se uma etapa de comutação em que o capacitor C_2 se descarrega de $V_{in}/2$ até zero. Esta etapa foi apresentada na Figura 22. A sétima etapa de operação, em que o interruptor S_6 é comandado a bloquear possui os mesmos princípios da segunda etapa, porém, com o capacitor C_1 se descarregando de $V_{in}/2$ até o nível zero de tensão. Esta etapa foi ilustrada na Figura 28, tendo seu circuito equivalente apresentado também na Figura 82.

Figura 82 – Circuitos equivalentes da segunda e sétima etapas de operação referentes ao MCC3



Fonte: Autoria própria

A partir da análise estática do conversor operando no modo MCC3, obtém-se as correntes e tensões no início destas etapas de comutação, dadas pelas igualdades (4.2), (4.3) e (4.4).

$$i_{L_d}^{2^a \text{ etapa}}(0) = I_2 = \frac{4(1-2q)(q+2D)}{3} \quad (4.2)$$

$$i_{L_d}^{7^a \text{ etapa}}(0) = -I_2 = \frac{4(1-2q)(q+2D)}{3} \quad (4.3)$$

$$v_{C_1}(0) = v_{C_2}(0) = \frac{V_{in}}{2} \quad (4.4)$$

Com a análise das etapas, obtém-se que as derivadas de primeira ordem das tensões v_{C_1} e v_{C_2} se relacionam com as respectivas correntes i_{L_d} iniciais da segunda e sétima etapas, de acordo com (4.5).

$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{I_2^{MCC3}}{3C_s} \quad (4.5)$$

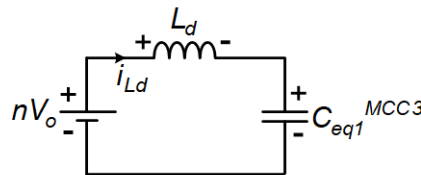
Analisando-se os circuitos equivalentes das etapas, obtém-se uma equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente da associação dos capacitores em paralelo aos interruptores S_1 e S_2 , representada por (4.6).

$$\frac{d^2 v_{C_{eq1}^{MCC3}}(t)}{dt^2} + \frac{v_{C_{eq1}^{MCC3}}}{3L_d C_s} = \frac{nV_o}{3L_d C_s} \quad (4.6)$$

Com a equação (4.6), é possível obter um circuito equivalente simplificado dos circuitos da Figura 82, conforme ilustrado na Figura 83. A capacitância equivalente é dada por (4.7).

$$C_{eq1}^{MCC3} = 3C_s \quad (4.7)$$

Figura 83 – Circuito equivalente simplificado da segunda e sétima etapa (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Considerando-se as condições iniciais dos circuitos equivalentes e resolvendo a equação diferencial (4.6), obtém-se a equação (4.8), que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente dos circuitos da Figura 82.

$$v_{C_{eq1}^{MCC3}}(t) = A \sin(\omega_0 t) + B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.8)$$

Em que:

$$A = -I_2^{MCC3} \sqrt{\frac{L_d}{3C_s}} \quad (4.9)$$

$$B = \left(\frac{V_{in}}{2} - nV_o \right) \quad (4.10)$$

$$C = nV_o \quad (4.11)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3L_d C_s}} \quad (4.12)$$

Uma das condições que fornecem a comutação suave nestes interruptores é caso a condição expressa por (4.13) seja satisfeita, a qual tem como resultado a inequação (4.14).

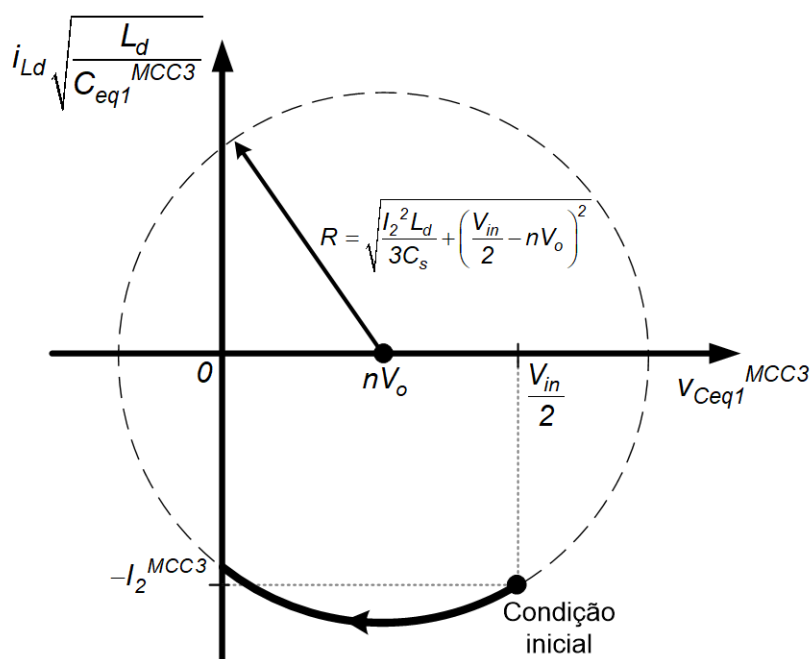
$$B \geq C \quad (4.13)$$

$$q \leq \frac{1}{4} \quad (4.14)$$

Isto significa que, caso o conversor opere com ganho estático menor do que $\frac{1}{4}$, sempre haverá comutação suave, independentemente do valor do capacitor C_s . Caso o conversor opere acima do valor apresentado em (4.14), é necessário que a restrição (4.15) seja atendida.

A Figura 84 apresenta o diagrama de fase que relaciona a corrente i_{Ld} no indutor ressonante e a tensão sobre a capacitância equivalente C_{eq1} .

Figura 84 – Diagrama de fase de v_{Ceq1} (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Para que a energia armazenada no indutor L_d seja suficiente para anular as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 , o raio R deve ser suficientemente grande para que o círculo tracejado englobe a origem do gráfico. Isto ocorre caso a restrição (4.15) seja atendida.

$$C_s \leq \frac{4I_2^2 L_d}{3V_{in}(4nV_o - V_{in})} \quad (4.15)$$

O intervalo de tempo necessário para que a tensão v_{Ceq1}^{MCC3} se anule é dado pela equação (4.16), obtido através da equação (4.8).

$$\Delta t_{dt1}^{MCC3} = 2\sqrt{3L_d C_s} \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{2I_2 \sqrt{\frac{3L_d}{C_s}} + \sqrt{\frac{12L_d(I_2^{MCC3})^2}{C_s} + 9V_{in}^2 - 36V_o n V_{in}}}{3V_{in} - 12V_o n} \right] \quad (4.16)$$

b) Comutação dos interruptores S_3 e S_4

Na quarta etapa de operação do modo MCC3, que se inicia com o bloqueio do interruptor S_4 , os capacitores de auxílio a comutação C_3 e C_4 , descarrega e carrega, respectivamente. Neste caso, a tensão v_{C3} excursiona de V_{in} até o nível zero de tensão. Já a nona etapa de operação, tendo seu início com o bloqueio do interruptor S_3 , é a vez do capacitor C_4 se descarregar de V_{in} para zero.

Na Figura 85, apresentam-se a quarta e nona etapas de operação, representadas por seus respectivos circuitos equivalentes.

Da análise estática do modo MCC3 do conversor, tem-se as correntes e tensões no início destas etapas de comutação, dadas pelas igualdades (4.17), (4.18) e (4.19).

$$i_{L_d}^{4^a \text{ etapa}}(0) = I_1 = \frac{8(D-q)(1+q)}{3} \quad (4.17)$$

$$i_{L_d}^{9^a \text{ etapa}}(0) = -I_1 = -\frac{8(D-q)(1+q)}{3} \quad (4.18)$$

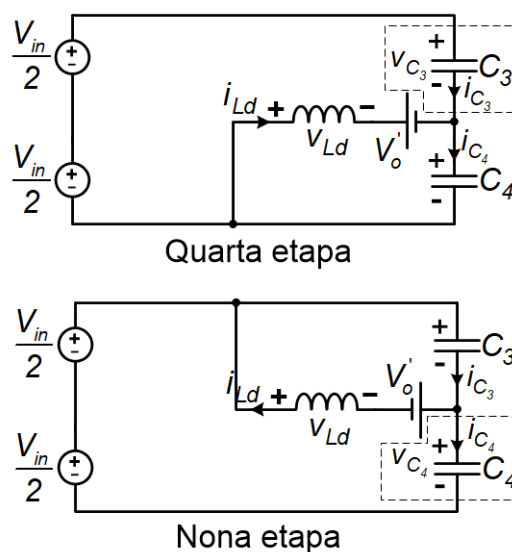
$$v_{C_3}(0) = v_{C_4}(0) = V_{in} \quad (4.19)$$

As derivadas de primeira ordem das tensões v_{C_3} e v_{C_4} se relacionam com as respectivas correntes i_{L_d} iniciais de suas etapas, de acordo com (4.20).

$$\frac{dv_{C_3}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_4}(t)}{dt} - \frac{I_1}{2C_s} \quad (4.20)$$

Com a análise de malhas dos circuitos equivalentes encontra-se uma equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente dos capacitores em paralelo aos interruptores S_3 e S_4 , representada por (4.21).

Figura 85 – Circuitos equivalentes da quarta e nona etapas de operação referentes ao MCC3



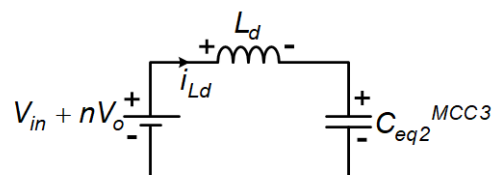
Fonte: Autoria própria

$$\frac{d^2 v_{C_{eq2}}^{MCC3}(t)}{dt^2} + \frac{v_{C_{eq2}}^{MCC3}}{2L_d C_s} = \frac{(V_{in} + V_o')}{2L_d C_s} \quad (4.21)$$

A partir da equação (4.21) obtém-se um circuito equivalente simplificado ilustrado na Figura 86, das etapas representadas na Figura 85, tendo a capacitância equivalente dada por (4.22).

$$C_{eq2}^{MCC3} = 2C_s \quad (4.22)$$

Figura 86 – Circuito equivalente simplificado da quarta e nona etapas (MCC3)



Fonte: Autoria própria

A partir das condições iniciais (4.17), (4.18) e (4.19), determina-se a solução da equação (4.21) representada por (4.23).

$$V_{Ceq2}^{MCC3}(t) = A \sin(\omega_0 t) + B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.23)$$

Em que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2L_d C_s}} \quad (4.24)$$

$$A = -I_1^{MCC3} \sqrt{\frac{L_d}{2C_s}} \quad (4.25)$$

$$B = -nV_o \quad (4.26)$$

$$C = V_{in} + nV_o \quad (4.27)$$

Para que haja comutação suave nos interruptores S_3 e S_4 , deve ser atendida a inequação apresentada por (4.28), o que resulta na inequação (4.29), ou seja, nunca B será maior do que C , sendo necessário do termo A .

$$B \geq C \quad (4.28)$$

$$q \leq -\frac{1}{2} \quad (4.29)$$

Neste caso, é necessário que a restrição representada em (4.30), seja atendida para que a energia armazenada no indutor L_d seja suficiente para anular as tensões sobre os interruptores S_3 e S_4 .

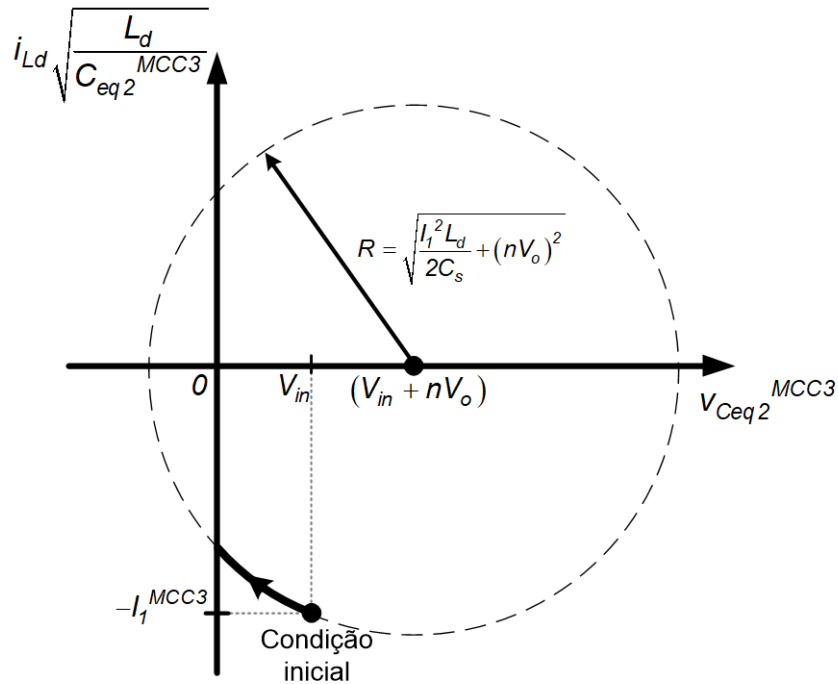
$$C_s \leq \frac{(I_1^{MCC3})^2 L_d}{2(V_{in}^2 + 2V_{in}nV_o)} \quad (4.30)$$

O diagrama de fase da relação entre a corrente no indutor L_d e a tensão sobre o capacitor equivalente é apresentado na Figura 87.

O tempo necessário para que a tensão sobre os interruptores S_3 e S_4 se anule, é calculado a partir da expressão (4.31).

$$\Delta t_{dt2}^{MCC3} = 2\sqrt{2L_d C_s} \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{I_1^{MCC3} \sqrt{\frac{2L_d}{C_s}} - \sqrt{\frac{2(I_1^{MCC3})^2}{C_s} - 8V_{in}nV_o - 4V_{in}^2}}{2(V_{in} + 2nV_o)} \right] \quad (4.31)$$

Figura 87 – Diagrama de fase de v_{Ceq2} (MCC3)



Fonte: Autoria própria

c) Comutação dos interruptores S_5 e S_6

Na sexta e décima segunda etapas de operação do MCC3, ocorrem a descarga dos capacitores C_5 e C_6 , respectivamente. Estas etapas que já foram apresentadas na Figura 26 e Figura 32, possuem seus circuitos equivalentes apresentados na Figura 88.

Com a análise estática do modo MCC3 do conversor, constata-se que a corrente inicial do indutor e tensões iniciais nos capacitores C_5 e C_6 , nestas etapas de operação são representadas por (4.32) e (4.33), respectivamente.

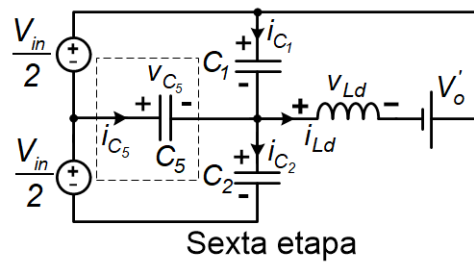
$$i_{Ld}^{6^a \text{ etapa}}(0) = i_{Ld}^{12^a \text{ etapa}}(0) = 0 \quad (4.32)$$

$$v_{C_5}(0) = v_{C_6}(0) = \frac{V_{in}}{2} \quad (4.33)$$

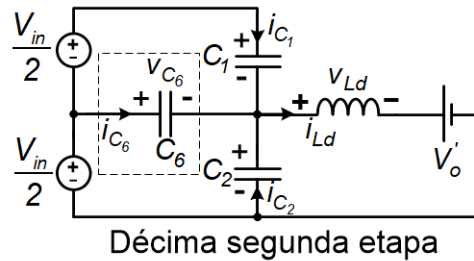
A derivada de primeira ordem das tensões v_{C_5} e v_{C_6} se relacionam com a corrente i_{Ld} inicial, de acordo com (4.34).

$$\frac{dv_{C_5}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_6}(t)}{dt} = 0 \quad (4.34)$$

Figura 88 – Circuitos equivalentes da sexta e décima segunda etapas de operação referentes ao MCC3



Sexta etapa



Décima segunda etapa

Fonte: Autoria própria

Analisando-se os circuitos equivalentes e utilizando-se das malhas em que se encontram as variáveis que se deseja obter, obtém-se de ambos circuitos, a equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente obtida dos circuitos da Figura 88, dada por (4.35).

$$\frac{d^2 v_{Ceq3}^{MCC3}}{dt^2} + \frac{v_{Ceq3}^{MCC3}}{3L_d C_s} = \frac{nV_o - V_{in}/2}{3L_d C_s} \quad (4.35)$$

Aplicando-se as condições iniciais e resolvendo a equação diferencial (4.35), determina-se a equação (4.36).

$$v_{Ceq3}^{MCC3}(t) = B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.36)$$

Em que:

$$B = V_{in} - nV_o \quad (4.37)$$

$$C = nV_o - \frac{V_{in}}{2} \quad (4.38)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3L_d C_s}} \quad (4.39)$$

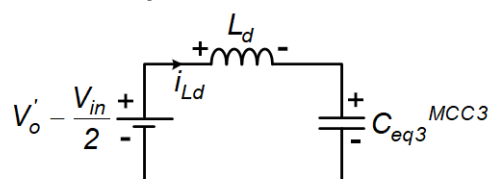
A condição em que $B \geq C$ indica que há comutação suave nos interruptores S_5 e S_6 , resultando na inequação (4.40).

$$q \leq \frac{3}{4} \quad (4.40)$$

Isto significa que, quando o conversor operar com ganho estático abaixo de 0,75, haverá comutação suave ZVS nestes interruptores. Da análise, constata-se que não há o termo A em função da capacitância C_s , o que significa que sempre haverá comutação suave, independente do valor de capacitor conectado em paralelo aos interruptores S_5 e S_6 .

Utilizando-se a equação diferencial (4.35), obtém-se o circuito equivalente simplificado ilustrado na Figura 89, que representa os circuitos da Figura 88.

Figura 89 – Circuito equivalente simplificado da sexta e décima segunda etapas (MCC3)



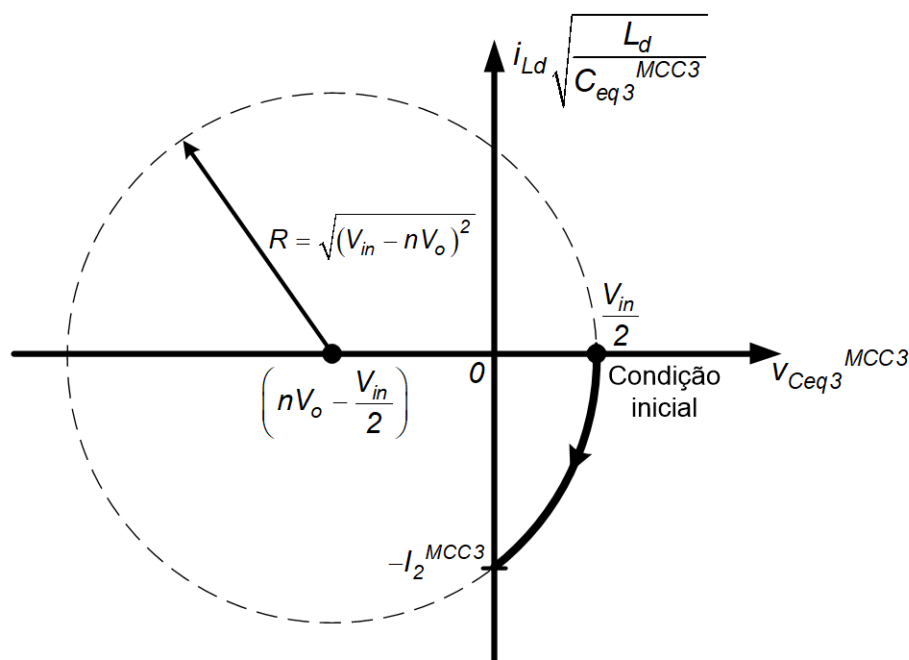
Fonte: Autoria própria

Sendo que a capacitância equivalente é dada por (4.41).

$$C_{eq3}^{MCC3} = 3C_s \quad (4.41)$$

O diagrama de fase que representa o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente C_{eq3} é apresentado na Figura 90.

Figura 90 – Diagrama de fase de v_{Ceq3} (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Para que se garanta a comutação suave na entrada em condução dos interruptores S_5 e S_6 , o valor de tempo morto deverá ser maior que o resultado da equação (4.42).

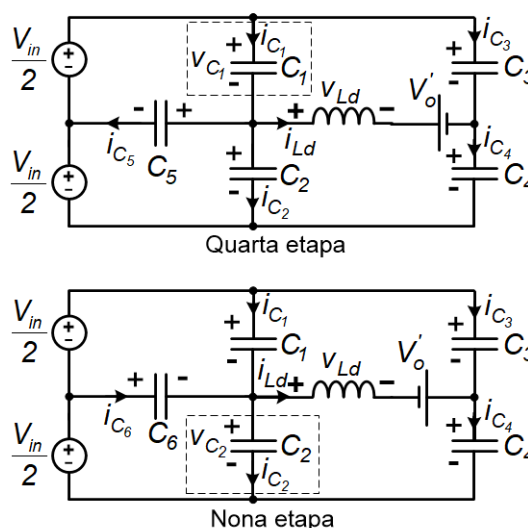
$$\Delta t_{dt3}^{MCC3} = \sqrt{3L_d C_s} \left[\pi + \cos^{-1} \left(\frac{nV_o - V_{in}/2}{V_{in} - nV_o} \right) \right] \quad (4.42)$$

4.2.2 Análise da Comutação no Modo MCC4

a) Comutação dos interruptores S_1 e S_2

Na comutação dos interruptores S_1 e S_2 , que ocorrem na quarta e nona etapas, respectivamente, as tensões v_{C1} e v_{C2} excursionam de $V_{in}/2$ até zero. Estas etapas que foram apresentadas na Figura 38 e Figura 43 possuem seus circuitos equivalentes apresentados na Figura 91.

Figura 91 – Circuitos equivalentes da quarta e nona etapas de operação referentes ao MCC4



Fonte: Autoria própria

As correntes e tensões no início da quarta e nona etapas de operação são expressas em (4.43), (4.44) e (4.45). Para a obtenção da equação que rege o comportamento da tensão nos capacitores C_1 e C_2 é necessário conhecer a condição inicial de tensão nos capacitores C_3 e C_4 , dada por (4.46).

$$i_{Ld}^{4^a \text{ etapa}}(0) = I_2^{MCC4} = 2(1+q)(D-q) \quad (4.43)$$

$$i_{L_d}^{9^a \text{ etapa}}(0) = -I_2^{MCC4} = -2(1+q)(D-q) \quad (4.44)$$

$$v_{C_1}(0) = v_{C_2}(0) = \frac{V_{in}}{2} \quad (4.45)$$

$$v_{C_3}(0) = v_{C_4}(0) = V_{in} \quad (4.46)$$

Analisando as malhas e nós dos circuitos equivalentes das etapas, têm-se as igualdades apresentadas em (4.47).

$$\begin{aligned} i_{L_d}^{4^a \text{ etapa}} &= -3i_{C_2} = -2i_{C_3} \\ i_{L_d}^{9^a \text{ etapa}} &= 3i_{C_1} = 2i_{C_4} \end{aligned} \quad (4.47)$$

Substituindo-se a fórmula da corrente nos capacitores e aplicando-se integral indefinida nas equações de (4.47), obtém-se as equações apresentadas em (4.48), que representam as tensões v_{C_3} e v_{C_4} em função das tensões v_{C_2} e v_{C_1} , respectivamente.

$$\begin{aligned} v_{C_3}(t) &= \frac{3}{2}v_{C_2} + \frac{1}{4}V_{in} \\ v_{C_4}(t) &= \frac{3}{2}v_{C_1} + \frac{1}{4}V_{in} \end{aligned} \quad (4.48)$$

A partir das correntes iniciais das etapas, determinam-se as equações diferenciais de primeira ordem das tensões v_{C_1} e v_{C_2} , apresentada por (4.49)

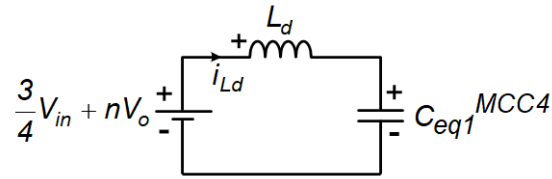
$$\frac{dv_{C_1}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = -\frac{I_2^{MCC4}}{3C_s} \quad (4.49)$$

Analisando-se os circuitos equivalentes, obtém-se de ambos circuitos, a equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente da associação de capacitores dos circuitos da Figura 91, dada em (4.50)

$$\frac{d^2 v_{C_{eq1}^{MCC4}}}{dt^2} + \frac{5}{6L_d C_s} v_{C_{eq1}^{MCC4}} = \frac{3/4 V_{in} + V_o n}{3L_d C_s} \quad (4.50)$$

A Figura 92 apresenta o circuito equivalente simplificado dos circuitos da Figura 91, o qual pode ser obtido a partir da equação (4.50). A capacitância equivalente C_{eq1}^{MCC4} é dada por (4.51).

Figura 92 – Circuito equivalente simplificado da quarta e nona etapas (MCC4)



Fonte: Autoria própria

$$C_{eq1}^{MCC4} = \frac{6}{5}C_s \quad (4.51)$$

Novamente, aplicando-se as condições iniciais e procedimentos para resolução de equações diferenciais, a partir de (4.50) obtém-se a sua solução dada por (4.52).

$$v_{C_{eq1}^{MCC4}}(t) = A \operatorname{sen}(\omega_0 t) + B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.52)$$

Em que:

$$A = -I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{2L_d}{15C_s}} \quad (4.53)$$

$$B = \frac{V_{in} - 2nV_o}{5} \quad (4.54)$$

$$C = \frac{3}{10}V_{in} + \frac{2}{5}nV_o \quad (4.55)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{5}{6L_d C_s}} \quad (4.56)$$

Do mesmo modo que nas outras análises, a condição para haver comutação suave, sem a necessidade do termo (4.53) que contém a variável do capacitor C_s , é a condição em que o valor do termo B dado por (4.54) seja maior ou igual ao valor do termo C , representado por (4.55). A partir desta condição, obtém-se (4.57).

$$q \leq -\frac{1}{8} \quad (4.57)$$

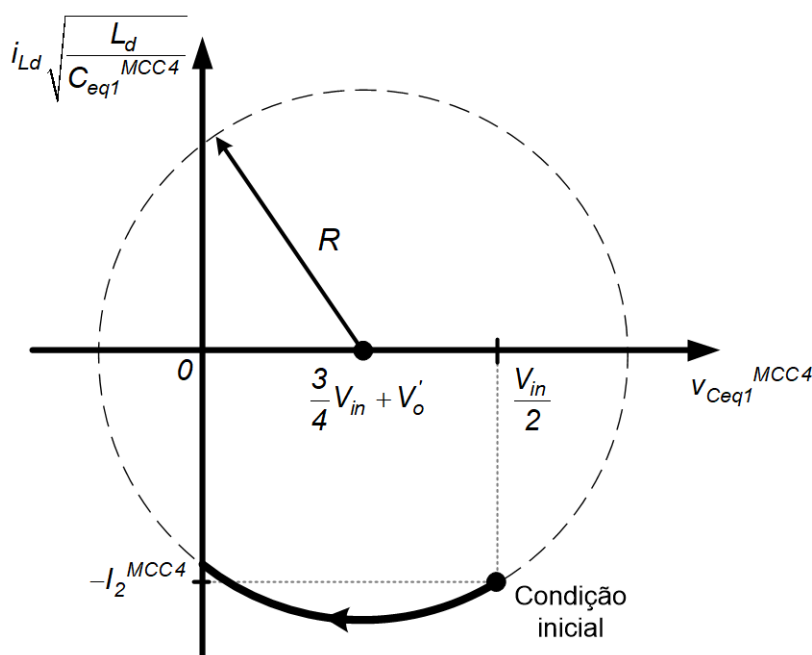
Como não é possível a operação do conversor com ganhos estáticos negativos, para que a energia armazenada no indutor L_d seja suficiente para anular as tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 , a inequação (4.58) deve ser satisfeita.

$$C_s \leq \frac{8L_d (I_2^{MCC4})^2}{3V_{in} (8nV_o + V_{in})} \quad (4.58)$$

Na Figura 93 é apresentado o diagrama de fase que relaciona a corrente no indutor L_d e a tensão sobre a capacitância equivalente para este caso, em que o raio R do círculo tracejado é dado pela expressão (4.59)

$$R = \sqrt{\frac{2(I_2^{MCC4})^2}{15C_s} + \left(\frac{V_{in} - 2nV_o}{5}\right)^2} \quad (4.59)$$

Figura 93 – Diagrama de fase de v_{Ceq1} (MCC4)



Fonte: Autoria própria

Para garantir a comutação suave na entrada em condução dos interruptores S_5 e S_6 , o valor de tempo morto deverá ser maior que o resultado da equação (4.60).

$$\Delta t_{dt1}^{MCC4} = 2 \operatorname{tg}^{-1} \left[\frac{\sqrt{\frac{120(I_2^{MCC4})^2 L_d}{C_s} - 360V_{in}nV_o - 45V_{in}^2 - 2I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{30L_d}{C_s}}}}{3V_{in} + 24nV_o} \right] \quad (4.60)$$

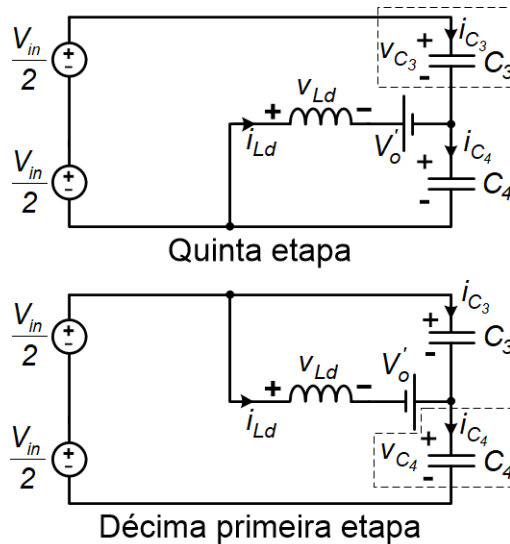
b) Comutação dos interruptores S_3 e S_4

A comutação dos interruptores S_3 e S_4 ocorrem na quinta e décima primeira etapas de operação, apresentadas pela Figura 39 e Figura 45, respectivamente.

Como os capacitores de auxílio a comutação são considerados iguais, no modo MCC4, o capacitor C_1 se descarrega antes que o C_4 na quarta etapa de operação, e o capacitor C_2 se descarrega antes que o capacitor C_3 na décima etapa de operação. Caso estes capacitores fossem de diferentes valores, isto não aconteceria, comutando os pares de interruptores S_1, S_4 e S_2, S_3 em apenas uma etapa de operação.

Na Figura 94, são apresentados os circuitos equivalentes referentes a quinta e décima etapas de operação do modo MCC4, em que ocorre a comutação dos interruptores S_3 e S_4 , respectivamente.

Figura 94 – Circuitos equivalentes da quinta e décima etapas de operação referentes ao MCC4



Fonte: Autoria própria

As condições iniciais para ambas etapas são iguais as condições finais da quarta e nona etapas de operação, sendo assim apresentadas por

$$i_{L_d}^{5^{\text{a etapa}}}(0) = i_{L_d}^{4^{\text{a etapa}}}(\Delta t_{dt1}) = -K_1 \quad (4.61)$$

$$i_{L_d}^{10^{\text{a etapa}}}(0) = i_{L_d}^{9^{\text{a etapa}}}(\Delta t_{dt1}) = K_1 \quad (4.62)$$

$$v_{C_3}(0) = v_{C_4}(0) = \frac{V_{in}}{4} \quad (4.63)$$

Sendo que:

$$K_1 = -\frac{C_s}{\sqrt{L_d C_s}} \left[\begin{array}{l} I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{L_d}{C_s}} \cos(\omega_{01} \Delta t_{dt1}^{MCC4}) \\ + \frac{\sqrt{30}}{10} \text{sen}(\omega_{01} \Delta t_{dt1}^{MCC4}) (V_{in} - 2nV_o) \end{array} \right] \quad (4.64)$$

$$\Delta t_{dt1}^{MCC4} = 2tg^{-1} \left[\frac{\sqrt{\frac{120(I_2^{MCC4})^2 L_d}{C_s} - 360V_{in}nV_o - 45V_{in}^2 - 2I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{30L_d}{C_s}}}}{3V_{in} + 24nV_o} \right] \quad (4.65)$$

$$\omega_{01} = \sqrt{\frac{5}{6L_d C_s}} \quad (4.66)$$

As equações diferenciais de primeira ordem de v_{C3} e v_{C4} são apresentadas na equação (4.67).

$$\frac{dv_{C_3}(t)}{dt} = \frac{dv_{C_4}(t)}{dt} = K_2 \quad (4.67)$$

Sendo que:

$$K_2 = -\frac{1}{2\sqrt{L_d C_s}} \left[\begin{aligned} & I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{L_d}{C_s}} \cos(\omega_{01} \Delta t_{dt1}^{MCC4}) \\ & + \frac{\sqrt{30}}{10} (V_{in} - 2nV_o) \text{sen}(\omega_{01} \Delta t_{dt1}^{MCC4}) \end{aligned} \right] \quad (4.68)$$

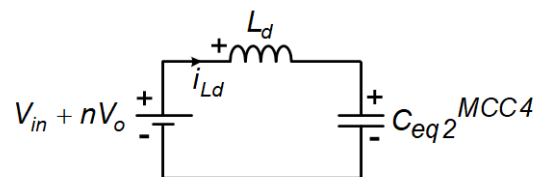
Com a análise dos circuitos equivalentes das etapas apresentadas na Figura 94, obtém-se a equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente da associação de capacitores C_3 e C_4 , dada por (4.69).

$$\frac{d^2 v_{C_{eq2}}^{MCC4}(t)}{dt^2} + \frac{v_{C_{eq2}}^{MCC4}}{2C_s L_d} = \frac{V_{in} + nV_o}{2C_s L_d} \quad (4.69)$$

Um circuito equivalente simplificado pode ser obtido a partir da equação diferencial (4.69), o qual é apresentado na Figura 95, em que a capacitância equivalente é dada por (4.70).

$$C_{eq2}^{MCC4} = 2C_s \quad (4.70)$$

Figura 95 – Circuito equivalente simplificado da quinta e décima etapas (MCC4)



Fonte: Autoria própria

Com as condições iniciais e resolvendo a equação (4.69), determina-se a expressão que descreve o comportamento da tensão sobre a capacitância C_{eq2}^{MCC4} representada em (4.71).

$$v_{Ceq2}^{MCC4}(t) = A \operatorname{sen}(\omega_0 t) + B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.71)$$

Sendo que:

$$A = -\frac{\sqrt{2}}{2} \left[\begin{aligned} & I_2^{MCC4} \sqrt{\frac{L_d}{C_s}} \cos\left(\frac{\sqrt{30}}{6\sqrt{L_d C_s}} \Delta t_{dt1}^{MCC4}\right) + \\ & + \frac{\sqrt{30}}{10} \operatorname{sen}\left(\frac{1}{\sqrt{L_d C_s}} \Delta t_{dt1}^{MCC4}\right) (V_{in} - 2nV_o) \end{aligned} \right] \quad (4.72)$$

$$B = -\left(\frac{3}{4} V_{in} + nV_o\right) \quad (4.73)$$

$$C = V_{in} + nV_o \quad (4.74)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2L_d C_s}} \quad (4.75)$$

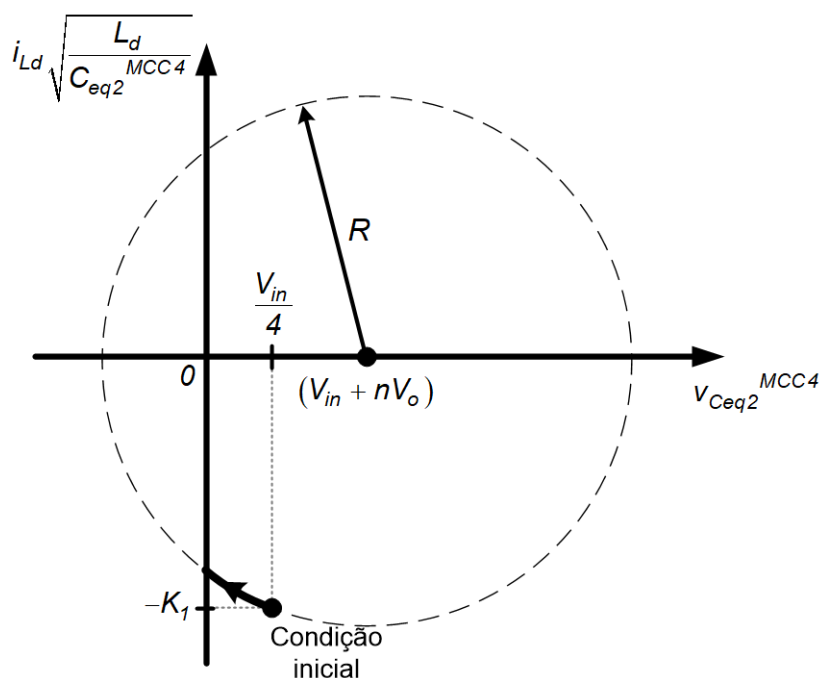
Com a condição $B \geq C$, tem-se comutação suave independente do termo A . Esta condição tem como resultado a inequação (4.76).

$$q \leq -\frac{7}{8} \quad (4.76)$$

Com esta inequação conclui-se que, sendo impossível ter-se um valor de ganho estático negativo, sempre haverá a necessidade do termo (4.72) para a ocorrência da comutação suave nos interruptores S_3 e S_4 .

O diagrama de fase que relaciona a corrente no indutor L_d e a tensão v_{Ceq2}^{MCC4} , é ilustrada na Figura 96, sendo que o raio R é dado pela expressão (4.77).

$$R = \sqrt{\left(\frac{3}{2} K_2 \sqrt{2L_d C_s}\right)^2 + \left(-\frac{3}{4} V_{in} - nV_o\right)^2} \quad (4.77)$$

Figura 96 – Diagrama de fase de v_{Ceq2} (MCC4)

Fonte: Autoria própria

c) Comutação de S_5 e S_6

As etapas de comutação do modo MCC4, em que ocorrem as comutações dos interruptores S_5 e S_6 foram apresentadas pelas Figura 36 e Figura 42, respectivamente. Estas etapas têm seus circuitos equivalentes representativos ilustrados na Figura 97. Na segunda etapa, o capacitor C_6 se descarrega de $V_{in}/2$ até zero, do mesmo modo que o capacitor C_5 na sétima etapa de operação.

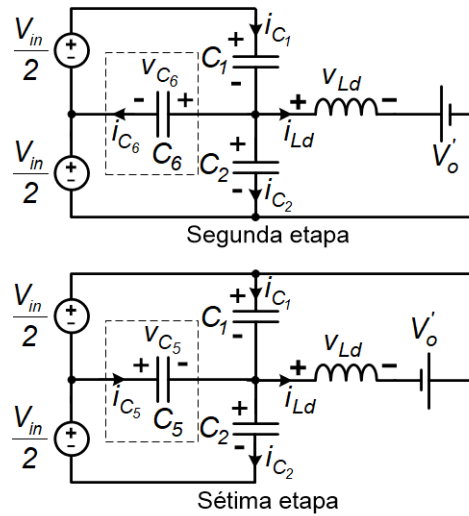
Com a análise estática do modo MCC4 do conversor, obtém-se as correntes e tensões no início da segunda e sétima etapas de comutação, dadas pelas igualdades (4.78), (4.79) e (4.80).

$$i_{L_d}^{2^a \text{ etapa}}(0) = I_1^{MCC4} = 2(1-q)(3D-2+q) \quad (4.78)$$

$$i_{L_d}^{7^a \text{ etapa}}(0) = -I_1^{MCC4} = -2(1-q)(3D-2+q) \quad (4.79)$$

$$v_{C_5}(0) = v_{C_6}(0) = \frac{V_{in}}{2} \quad (4.80)$$

Figura 97 – Circuitos equivalentes da segunda e sétima etapas de operação referentes ao MCC4



Fonte: Autoria própria

A partir das correntes iniciais das etapas, determinam-se as equações diferenciais de primeira ordem das tensões v_{C5} e v_{C6} , mostradas em (4.81) e (4.82).

$$\frac{dv_{C5}(0)}{dt} = -\frac{I_1}{3C_s} \tag{4.81}$$

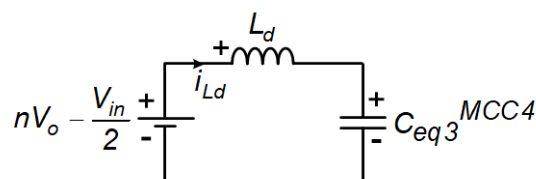
$$\frac{dv_{C6}(0)}{dt} = \frac{I_1}{3C_s} \tag{4.82}$$

Analisando-se os circuitos equivalentes, utilizando-se das malhas em que se encontram as variáveis que se deseja obter, obtém-se de ambos circuitos, a equação diferencial que rege o comportamento da tensão sobre a capacitância equivalente da associação dos capacitores de auxílio a comutação, dada por (4.83).

$$\frac{d^2 v_{Ceq3}^{MCC4}(t)}{dt^2} + \frac{v_{Ceq3}^{MCC4}}{3L_d C_s} = \frac{V_o' - \frac{V_{in}}{2}}{3L_d C_s} \tag{4.83}$$

Com a equação (4.83), é possível obter um circuito equivalente simplificado referente aos circuitos da Figura 97, que é ilustrado na Figura 98.

Figura 98 – Circuito equivalente simplificado da segunda e sétima etapas (MCC4)



Fonte: Autoria própria

Resolvendo a equação diferencial (4.83), obtém-se a equação que rege o comportamento da tensão $V_{C_{eq3}^{MCC4}}$, representada por (4.84).

$$V_{C_{eq3}^{MCC4}}(t) = A \operatorname{sen}(\omega_0 t) + B \cos(\omega_0 t) + C \quad (4.84)$$

Em que:

$$A = -I_1^{MCC4} \sqrt{\frac{L_d}{3C_s}} \quad (4.85)$$

$$B = (V_{in} - nV_o) \quad (4.86)$$

$$C = nV_o - \frac{V_{in}}{2} \quad (4.87)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3L_d C_s}} \quad (4.88)$$

Novamente, aplicando-se a condição dada por (4.89) em que se tem certeza da ocorrência da comutação suave, obtém-se a inequação representada em (4.90).

$$B \geq C \quad (4.89)$$

$$q \leq \frac{3}{4} \quad (4.90)$$

Portanto, caso o conversor opere abaixo de 0,75 de valor de ganho estático, haverá a possibilidade da comutação suave do tipo ZVS nos interruptores S_5 e S_6 .

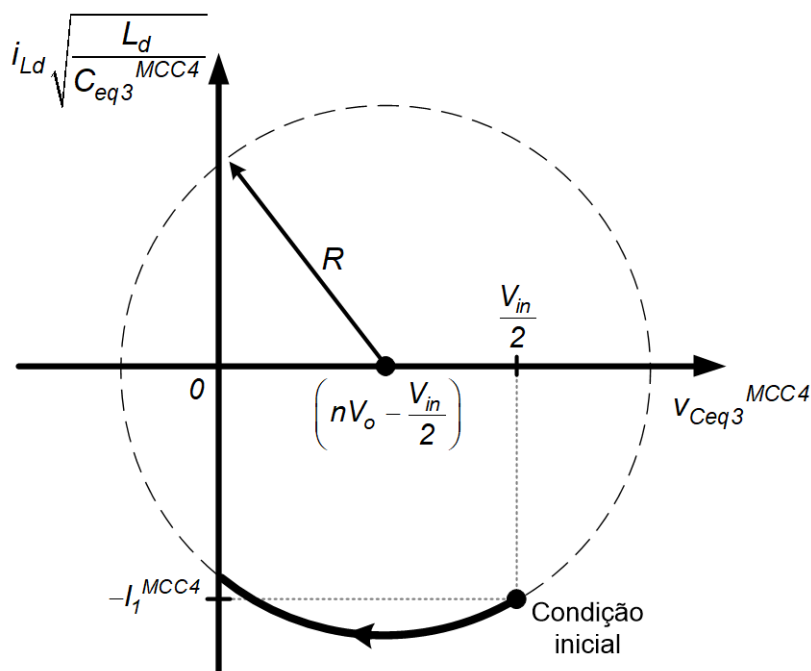
A restrição (4.91) deve ser satisfeita para que a energia armazenada no indutor L_d seja suficiente para anular as tensões impostas nos interruptores S_5 e S_6 .

$$C_s \leq \frac{4L_d (I_1^{MCC4})^2}{3V_{in} (4nV_o - 3V_{in})} \quad (4.91)$$

O diagrama de fase que ilustra o comportamento da tensão no capacitor equivalente C_{eq3}^{MCC4} é mostrado na Figura 99, sendo que o raio R equivale a expressão (4.92).

$$R = \sqrt{\left(-I_1^{MCC4} \sqrt{\frac{L_d}{3C_s}}\right)^2 + (V_{in} - nV_o)^2} \quad (4.92)$$

Figura 99 – Diagrama de fase de $v_{Ceq3}(MCC4)$



Fonte: Autoria própria

Observa-se no diagrama de fase que, o raio R do círculo tracejado é suficiente para englobar a origem do gráfico.

4.3 CONCLUSÃO

As comutações em todos os interruptores da topologia foram analisadas e descritas neste capítulo, para os modos de condução contínua com modulações de três e quatro níveis.

Como apresentado, constatou-se que é possível obter comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores do conversor, desde que sejam satisfeitas as condições básicas e parâmetros de operação. As restrições obtidas podem auxiliar na escolha adequada dos capacitores de comutação e dos tempos mortos para o processo de comutação dos interruptores.

Das análises realizadas, conclui-se que os primeiros interruptores a perderem comutação suave caso o ponto de operação esteja no modo descontínuo, são os interruptores S_3 e S_4 , sendo considerados críticos, e que devem ser monitorados constantemente na implementação prática.

5 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR HT²-ZVS-PWM

5.1 INTRODUÇÃO

O objetivo da análise dinâmica da topologia consiste em determinar funções de transferência que forneçam o comportamento dinâmico da tensão V_o , para os casos em que a estrutura opere com modulações de três ou quatro níveis. Estas funções de transferência possibilitam a realização do projeto de controle da tensão na carga do conversor HT²-ZVS-PWM, ou seja, tal controle irá compensar as variações de carga com o ajuste da razão cíclica.

Esta análise dinâmica da topologia é realizada a partir da técnica de transformação fasorial (RIM; CHO, 1990) utilizando-se da metodologia apresentada por Agostini Junior (2012), para a obtenção de todas as equações desta seção.

5.2 ANÁLISE ESTÁTICA APROXIMADA DO CONVERSOR HT²-ZVS-PWM

Primeiramente é necessário realizar uma análise estática aproximada da operação do conversor no modo de condução contínua, em que se considera as componentes fundamentais das grandezas envolvidas entre os estágios inversor e retificador. O circuito de potência do conversor com alguns pontos de interesse em destaque ('a', 'b', 'c' e 'd') é apresentado na Figura 100.

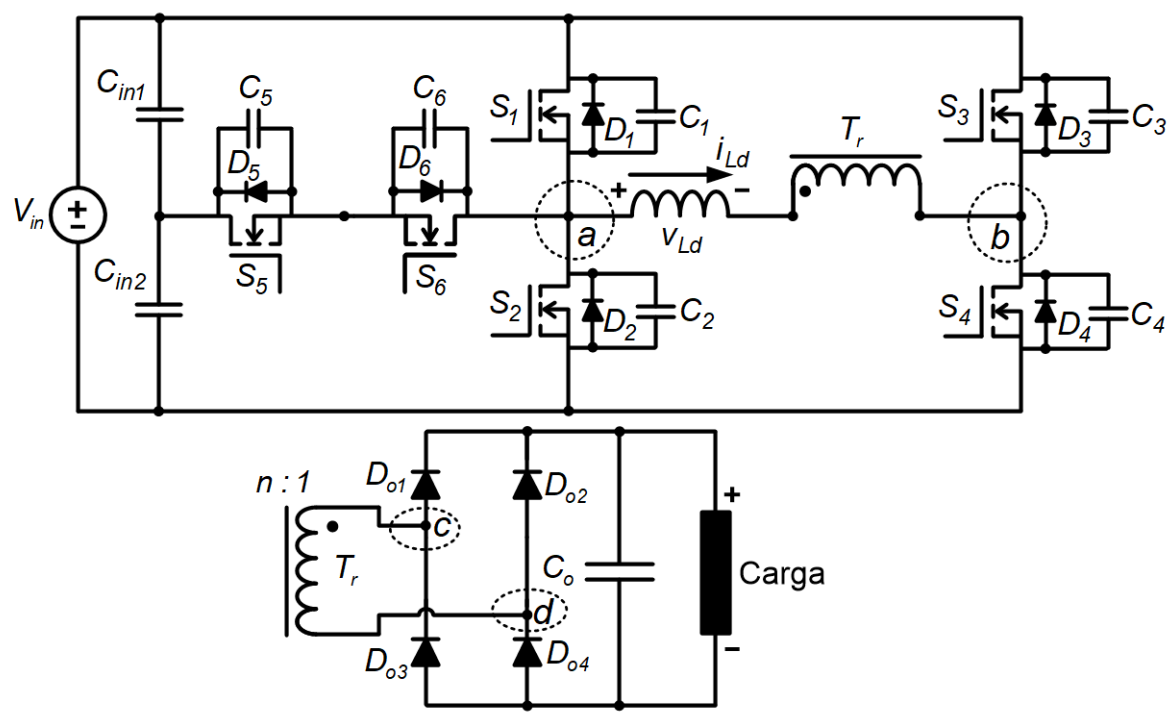
5.2.1 Tensão Imposta pelo Estágio Inversor

Para a obtenção da componente fundamental da tensão imposta entre os pontos 'a' e 'b' é necessário conhecer o seu comportamento para ambas as modulações, de três níveis e de quatro níveis.

5.2.1.1 Modulação de três níveis

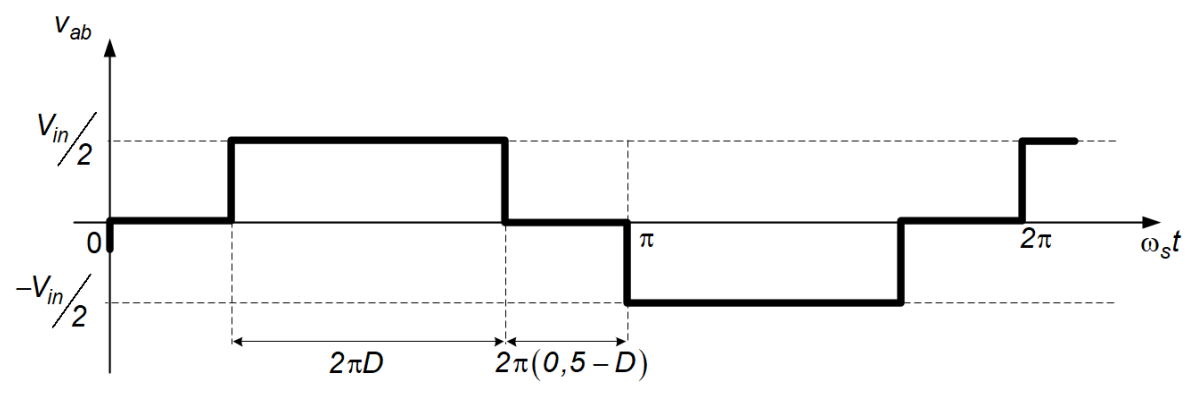
Para o conversor operando no modo de condução contínua e modulação de três níveis (MCC3), considera-se a forma de onda da tensão entre os pontos 'a' e 'b' do conversor, apresentada na Figura 101.

Figura 100 – Circuito de potência com pontos de interesse em destaque



Fonte: Autoria própria

Figura 101 – Forma de onda da tensão v_{ab} com modulação de três níveis



Fonte: Autoria própria

A função v_{ab} pode ser expandida por série de Fourier, conforme expressão (5.1).

$$v_{ab}(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_s t) + b_k \text{sen}(k\omega_s t)] \quad (5.1)$$

Em que:

$$a_0 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ab}(t) d(\omega_s t) \quad (5.2)$$

$$a_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ab}(t) \cos(k\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (5.3)$$

$$b_k = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ab}(t) \sen(k\omega_s t) d(\omega_s t) \quad (5.4)$$

Considerando somente metade do ciclo de operação, as equações (5.2), (5.3) e (5.4) se resumem a (5.5), (5.6) e (5.7).

$$a_0 = 0 \quad (5.5)$$

$$a_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{2\pi D} \frac{V_{in}}{2} \cos(k\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (5.6)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{2\pi D} \frac{V_{in}}{2} \sen(k\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (5.7)$$

Resolvendo as integrais (5.6) e (5.7), obtém-se as igualdades (5.8) e (5.9).

$$a_k = \frac{V_{in} \sen(2k\pi D)}{k\pi} \quad (5.8)$$

$$b_k = \frac{2V_{in}}{\pi k} \sen^2(\pi D k) \quad (5.9)$$

Logo, a componente fundamental da tensão v_{ab} para a modulação de três níveis é representada pela expressão (5.10).

$$v_{ab1} = V_{s1}^{MCC3} = \frac{V_{in}}{\pi} \sen(2\pi D) \cos(\omega_s t + \phi) + \frac{V_{in}}{\pi} \sen^2(2\pi D) \sen(\omega_s t + \phi) \quad (5.10)$$

Utilizando-se a técnica de transformação fasorial apresentada por Rim e Cho (1990), a equação (5.10) tem sua representação fasorial dada por (5.11), em que módulo e fase são dados por (5.12) e (5.13), respectivamente.

$$V_{s1}^{\dot{MCC3}} = \left[\frac{V_{in}}{\pi} [1 - \cos(2\pi D)] + \frac{V_{in}}{\pi} \sen^2(2\pi D) \right] \angle \phi \quad (5.11)$$

$$\left| V_{s1}^{\dot{MCC3}} \right| = \frac{2V_{in} \sen(\pi D)}{\pi} \quad (5.12)$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\omega_s L_d}{R_{eq}} \right) \quad (5.13)$$

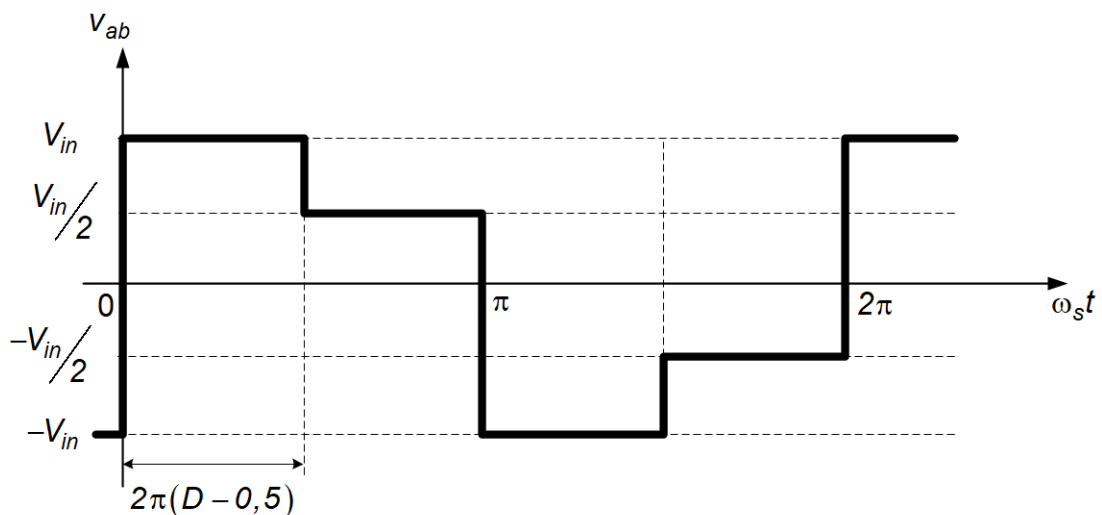
5.2.1.2 Modulação de quatro níveis

O conversor HT²-ZVS-PWM operando no modo de condução contínua e modulação de quatro níveis, possui o formato de onda da tensão entre os pontos 'a' e 'b' apresentado na Figura 102.

Como na modulação de três níveis, a função v_{ab} pode ser expandida por série de Fourier, conforme expressão (5.1).

Sendo a tensão v_{ab} representada na Figura 102, as equações (5.2), (5.3) e (5.4) em metade do ciclo de operação do conversor se resumem em (5.14), (5.15) e (5.16), respectivamente.

Figura 102 – Forma de onda da tensão v_{ab} com modulação de quatro níveis



Fonte: Autoria própria

$$a_0 = 0 \quad (5.14)$$

$$a_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{2\pi(D-0,5)} V_{in} \cos(k\omega_s t) d(\omega_s t) + \int_{2\pi(D-0,5)}^{\pi} \frac{V_{in}}{2} \cos(k\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (5.15)$$

$$b_k = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{2\pi(D-0,5)} V_{in} \sen(k\omega_s t) d(\omega_s t) + \int_{2\pi(D-0,5)}^{\pi} \frac{V_{in}}{2} \sen(k\omega_s t) d(\omega_s t) \right] \quad (5.16)$$

Resolvendo as integrais (5.15) e (5.16), obtém-se as expressões (5.17) e (5.18).

$$a_k = -\frac{V_{in}}{\pi} \sen(2\pi D) \quad (5.17)$$

$$b_k = \frac{V_{in}}{\pi} [3 + \cos(2\pi D)] \quad (5.18)$$

Portanto, a componente fundamental da tensão v_{ab} quando o conversor opera no MCC4 é representada pela equação (5.19).

$$v_{ab1} = V_{s1}^{MCC4} = -\frac{V_{in}}{\pi} \text{sen}(2\pi D) \cos(\omega_s t + \phi) + \frac{V_{in}}{\pi} [3 + \cos(2\pi D)] \text{sen}(\omega_s t + \phi) \quad (5.19)$$

Com a técnica de transformação fasorial, a equação (5.19) tem sua representação fasorial dada por (5.20), tendo módulo e fase apresentados por (5.21) e (5.22), respectivamente.

$$V_{s1}^{MCC4} = \left\{ -\frac{V_{in}}{\pi} \text{sen}(2\pi D) + \frac{V_{in}}{\pi} [3 + \cos(2\pi D)] \right\} \angle \phi \quad (5.20)$$

$$\left| V_{s1}^{MCC4} \right| = \frac{\sqrt{10V_{in}^2 + 6V_{in}^2 \cos(2\pi D)}}{\pi} \quad (5.21)$$

$$\phi = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\omega_s L_d}{R_{eq}} \right) \quad (5.22)$$

5.2.2 Tensão Imposta pelo Estágio Retificador

Para a determinação da componente fundamental de tensão entre os pontos 'c' e 'd' é necessário conhecer a forma de onda desta grandeza entre estes nós. A abordagem utilizada para a análise da tensão imposta pelo retificador de saída, é utilizada por Caliskan et al (1999).

O estágio retificador do conversor HT²-ZVS-PWM, apresentado na Figura 103, tendo a fonte de tensão de entrada gerada pelo primário do transformador e o capacitor C_o juntamente com a carga representadas por uma fonte de tensão referida ao enrolamento primário do transformador, cujo valor médio é igual a V_o' . Considere-se que os diodos da ponte retificadora são ideais.

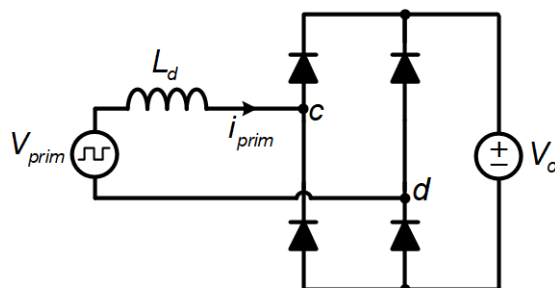
Assumindo que a corrente i_{prim} é constante e considerando a função sinal definida por (5.23).

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x > 0 \\ -1, & \text{se } x < 0 \end{cases} \quad (5.23)$$

Portanto, a tensão v_{cd} pode ser expressa por (5.24).

$$v_{cd} = V_o' \operatorname{sgn}(i_{prim}) \quad (5.24)$$

Figura 103 – Representação do estágio retificador do conversor HT²-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

A tensão v_{cd} pode ser expandida por série de Fourier, conforme expressão (5.25).

$$v_{cd}(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega t) + b_k \operatorname{sen}(k\omega t)] \quad (5.25)$$

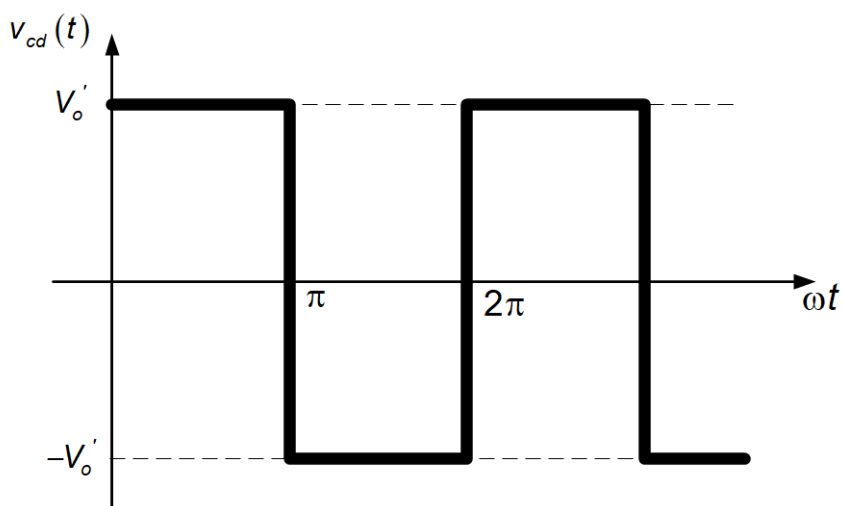
Como a tensão v_{cd} é uma função ímpar, tem-se as igualdades (5.26), (5.27) e (5.28).

$$a_0 = 0 \quad (5.26)$$

$$a_k = 0 \quad (5.27)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} v_{cd}(t) \operatorname{sen}(k\omega t) d(\omega t) \quad (5.28)$$

Figura 104 – Forma de onda de v_{cd}



Fonte: Autoria própria

Portanto, a componente fundamental da tensão v_{cd} é dada por (5.29).

$$v_{cd1} = V_{s1} = V_{o1} \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (5.29)$$

Em que:

$$V_{o1} = \frac{4nV_o}{\pi} \quad (5.30)$$

A corrente i_{prim} pode ser aproximada por sua componente fundamental, representada por (5.31), em que I_{s1} é a amplitude da componente fundamental da corrente de linha.

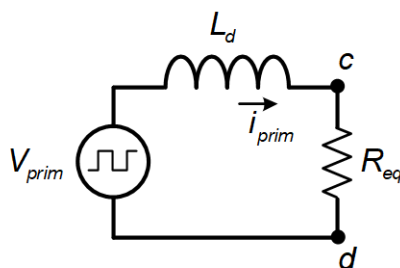
$$i_{prim} \approx i_{s1} = I_{s1} \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (5.31)$$

Logo, a tensão entre os pontos 'c' e 'd' pode ser substituída por uma resistência equivalente representada pela equação (5.32).

O circuito equivalente para o retificador de ponte completa é mostrado na Figura 105.

$$R_{eq} \triangleq \frac{V_{o1}}{I_{s1}} \quad (5.32)$$

Figura 105 – Circuito equivalente da ponte retificadora de saída



Fonte: Autoria própria

A componente fundamental da corrente drenada do primário do transformador corresponde a equação (5.33).

$$i_{s1} = \frac{|\dot{V}_{s1}|}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \angle 0^\circ \quad (5.33)$$

Em que:

- $|\dot{V}_{s1}|$ - Módulo da componente fundamental da tensão gerada pela célula inversora (pontos 'a' e 'b').

Substituindo-se a expressão (5.33) em (5.32), determina-se a resistência equivalente da ponte retificadora dada pela equação (5.34).

$$R_{eq} = \frac{\omega_s L_d V_{o1}}{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}} \quad (5.34)$$

5.2.3 Característica de Saída Aproximada para os Modos de Condução Contínua

A partir das análises realizadas anteriormente da célula inversora com modulações de três e quatro níveis e da ponte retificadora de saída, é possível determinar a característica de saída aproximada do conversor HT²-ZVS-PWM no modo de condução contínua.

Substituindo-se a expressão (5.32) em (5.33), obtém-se a equação (5.35).

$$|i_{s1}| = \frac{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}}{\omega_s L_d} \angle \phi \quad (5.35)$$

Portanto, o módulo do fasor representado por (5.35) é dado por (5.36).

$$|i_{s1}| = \frac{\sqrt{|\dot{V}_{s1}|^2 - V_{o1}^2}}{\omega_s L_d} \quad (5.36)$$

Substituindo-se (5.12) e (5.30) em (5.36), obtém-se para o caso do MCC3, a expressão (5.37).

$$|i_{s1}|^{MCC3} = \frac{\sqrt{4V_{in}^2 \text{sen}^2(\pi D) - 16(nV_o)^2}}{\pi^2 \omega_s L_d} \quad (5.37)$$

Para o caso do MCC4, substitui-se as equações (5.21) e (5.30) em (5.36), obtendo-se a igualdade (5.38).

$$|i_{s1}|^{MCC4} = \frac{\sqrt{\left[\sqrt{10V_{in}^2 + 6V_{in}^2 \cos(2\pi D)} \right]^2 - 16(nV_o)^2}}{\pi^2 \omega_s L_d} \quad (5.38)$$

Aplicando-se a definição (2.4) é possível representar os módulos das expressões (5.37) e (5.38) em função do ganho estático q , representados por (5.39) e (5.40), respectivamente.

$$\left| \dot{i}_{s1} \right|^{MCC3} = \frac{V_{in} \sqrt{4\text{sen}^2(\pi D) - 16q^2}}{\pi^2 \omega_s L_d} \quad (5.39)$$

$$\left| \dot{i}_{s1} \right|^{MCC4} = \frac{V_{in} \sqrt{10 + 6\cos(2\pi D) - 16q^2}}{\pi^2 \omega_s L_d} \quad (5.40)$$

Considerando-se o caso de uma forma de onda sinusoidal, é possível determinar o valor médio da corrente na saída da ponte retificadora dado pela equação (5.41).

$$I_o = \frac{2n}{\pi} \left| \dot{i}_{s1} \right| \quad (5.41)$$

Substituindo-se as expressões (5.39) e (5.40) em (5.41), obtém-se as equações (5.42) e (5.43).

$$I_o^{MCC3} = \frac{2nV_{in}}{\pi^2 \omega_s L_d} \sqrt{4\text{sen}^2(\pi D) - 16q^2} \quad (5.42)$$

$$I_o^{MCC4} = \frac{2nV_{in}}{\pi^2 \omega_s L_d} \sqrt{10 + 6\cos(2\pi D) - 16q^2} \quad (5.43)$$

Considerando-se que a corrente de saída parametrizada pode ser definida por (2.5), as igualdades (5.42) e (5.43) são reescritas em (5.44) e (5.45), respectivamente.

$$\overline{I_o^{MCC3}} = \frac{8}{\pi^3} \sqrt{4\text{sen}^2(\pi D) - 16q^2} \quad (5.44)$$

$$\overline{I_o^{MCC4}} = \frac{8}{\pi^3} \sqrt{10 + 6\cos(2\pi D) - 16q^2} \quad (5.45)$$

Isolando-se o ganho estático nas expressões (5.44) e (5.45), obtém-se as equações (5.46) e (5.47) que fornecem a característica de saída aproximada do conversor HT²-ZVS-PWM, para os modos de condução contínua com modulações de três e quatro níveis, respectivamente.

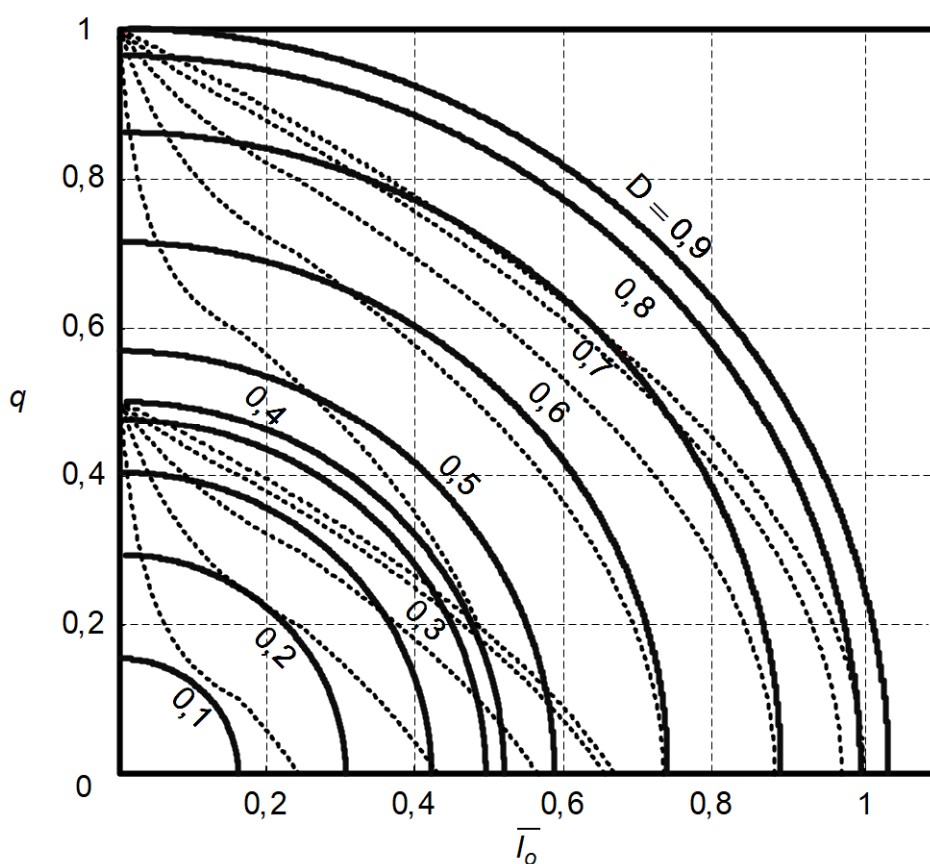
$$q^{MCC3} = \frac{\sqrt{4\text{sen}^2(\pi D) - \left(\frac{I_o^{MCC3} \pi^3}{8} \right)^2}}{4} \quad (5.46)$$

$$q^{MCC4} = \frac{\sqrt{10 + 6\cos(2\pi D) - \left(\frac{I_o^{MCC4} \pi^3}{8} \right)^2}}{4} \quad (5.47)$$

A Figura 106 apresenta o gráfico da característica de saída aproximada em comparação com a característica de saída exata do conversor HT²-ZVS-PWM que foi

apresentada na Figura 81. As curvas com linhas contínuas representam a característica aproximada e as curvas com linhas tracejadas a característica exata. Observa-se que as curvas não coincidem exatamente, devido as formas de onda da tensão entre os pontos 'a' e 'b' não se apresentarem de forma totalmente senoidal. No entanto, com esta análise aproximada, é possível obter resultados satisfatórios para a representação estática da topologia HT²-ZVS-PWM.

Figura 106 – Característica de saída aproximada do conversor HT²-ZVS-PWM

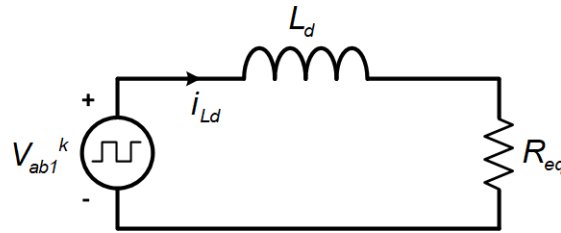


Fonte: Autoria própria

5.3 DETERMINAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

Para o controle da tensão de saída do conversor é necessário determinar a planta de tensão do mesmo. Logo, com a obtenção das componentes fundamentais da tensão gerada pela célula inversora com as modulações de três e quatro níveis, e considerando a ponte retificadora como sendo uma resistência equivalente, tem-se o circuito equivalente do conversor HT²-ZVS-PWM ilustrado na Figura 107.

Figura 107 – Circuito equivalente do conversor HT²-ZVS-PWM para análise dinâmica



Fonte: Autoria própria

Utilizando-se dos conceitos do método apresentado por Rim e Cho (1990) e da metodologia utilizada por Agostini Junior (2012), determina-se a equação diferencial (5.48).

$$-v_{ab1}^k + j\omega_s L_d \overline{i_{Ld1}} + L_d \frac{d\overline{i_{Ld1}}}{dt} + R_{eq} \overline{i_{Ld1}} = 0 \quad (5.48)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (5.48), obtém-se (5.49).

$$\frac{\overline{i_{Ld1}}(s)}{\overline{v_{ab1}}(s)} = \frac{\frac{1}{L_d} \left(s - j\omega_s + \frac{R_{eq}}{L_d} \right)}{s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2}} \quad (5.49)$$

A equação vista em (5.49) relaciona as grandezas representadas por fasores instantâneos. Os fasores instantâneos da corrente no indutor podem ser representados por (5.50).

$$\overline{i_{Ld1}} = i_{LdRe} + j i_{LdIm} \quad (5.50)$$

Em que:

- i_{LdRe} - Representação da componente real do fasor instantâneo $\overline{i_{Ld1}}$
- i_{LdIm} - Representação da componente imaginária do fasor instantâneo $\overline{i_{Ld1}}$

Em regime permanente, estas correntes são dadas por (5.51).

$$\overline{i_{Ld1}} = I_{LdRe} + j I_{LdIm} \quad (5.51)$$

Adotando-se como referência (0°), a corrente no indutor, tem-se as definições (5.52).

$$I_{LdRe} = I_{s1} \quad (5.52)$$

$$I_{LdIm} = 0 \quad (5.53)$$

A componente fundamental da tensão gerada pela célula inversora que pode ser de três ou quatro níveis é dada por (5.54).

$$\overline{v_{ab1}} = |\overline{v_{ab1}}| \angle \phi \quad (5.54)$$

Em que:

$$|\overline{v_{ab1}}| = v_{s1} \quad (5.55)$$

A expressão (5.54) poder ser reescrita por (5.56) e o ângulo é dado por (5.22)

$$|\overline{v_{ab1}}| = \frac{v_{s1}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} (R_{eq} + j\omega_s L_d) \quad (5.56)$$

Substituindo-se a equação (5.56) na expressão (5.49), determina-se (5.57).

$$\overline{i_{L_d1}} = \frac{\frac{1}{L_d} \left(s - j\omega_s + \frac{R_{eq}}{L_d} \right)}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right)} \frac{(R_{eq} + j\omega_s L_d)}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} v_{s1} \quad (5.57)$$

Calculando-se o módulo da expressão (5.50), obtém-se (5.58).

$$|\overline{i_{L_d1}}| = \sqrt{(i_{L_d1Re})^2 + (i_{L_d1Im})^2} \quad (5.58)$$

Aplicando-se uma perturbação em (5.58), dada pela expressão (5.59), obtém-se para o ponto quiescente a equação (5.60).

$$|\overline{i_{L_d1}}| = \frac{\partial |\overline{i_{L_d1}}|}{\partial i_{L_d1Re}} \hat{i}_{L_d1Re} + \frac{\partial |\overline{i_{L_d1}}|}{\partial i_{L_d1Im}} \hat{i}_{L_d1Im} \quad (5.59)$$

$$|\overline{i_{L_d1}}| = \frac{I_{L_d1Re} \hat{i}_{L_d1Re} + I_{L_d1Im} \hat{i}_{L_d1Im}}{|\overline{i_{L_d1}}|} \quad (5.60)$$

Em que:

$$I_{L_dRe} = \frac{v_{s1}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \quad (5.61)$$

$$I_{L_dIm} = 0 \quad (5.62)$$

Portanto, tem-se a equação (5.63).

$$\left| \hat{i}_{L_d1} \right| = \frac{V_{s1}}{\sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \quad (5.63)$$

Aplicando uma perturbação na expressão (5.57), obtém-se as equações (5.64) e (5.65)

$$\hat{i}_{L_d Re} = \frac{\frac{1}{L_d^2} \left[R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2 \right]}{\left(s^2 + \frac{2 R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \hat{v}_{s1} \quad (5.64)$$

$$\hat{i}_{L_d Im} = \frac{j \omega_s s}{\left(s^2 + \frac{2 R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \hat{v}_{s1} \quad (5.65)$$

Substituindo-se as equações (5.61), (5.62), (5.63), (5.64) e (5.65) em (5.60), determina-se a expressão (5.66).

$$\left| \hat{i}_{L_d1}^\wedge \right| = \frac{\frac{1}{L_d^2} \left[R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2 \right]}{\left(s^2 + \frac{2 R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \hat{v}_{s1} \quad (5.66)$$

Aplicando-se uma perturbação na corrente média de saída que é dada pela expressão (5.41), obtém-se (5.67).

$$\hat{i}_o = \frac{2n}{\pi} \left| \hat{i}_{L_d1}^\wedge \right| \quad (5.67)$$

Substituindo-se a equação (5.66) em (5.67), obtém-se (5.68).

$$\hat{i}_o = \frac{\frac{2n}{\pi L_d^2} \left[R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2 \right]}{\left(s^2 + \frac{2 R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \hat{v}_{s1} \quad (5.68)$$

Agora basta verificar a influência de perturbações de razão cíclica na componente fundamental da tensão gerada pela célula inversora, a qual pode ser de três ou quatro níveis, dependendo da modulação empregada. Utilizando-se a expressão (5.69), determina-se para (5.12) e (5.21), as expressões (5.70) e (5.71), respectivamente.

$$\hat{v}_{s1} = \frac{\partial \left| \dot{V}_{s1} \right|}{\partial D} \hat{d} \quad (5.69)$$

$$\hat{v}_{s1}^{MCC3} = \frac{V_{in}^2 \text{sen}(2\pi D)}{\sqrt{V_{in}^2 \text{sen}^2(\pi D)}} \hat{d} \quad (5.70)$$

$$\hat{v}_{s1}^{MCC4} = \frac{3\sqrt{2}V_{in}^2 \text{sen}[(2D-1)\pi]}{\sqrt{5V_{in}^2 + 3V_{in}^2 \cos(2\pi D)}} \hat{d} \quad (5.71)$$

Portanto, ao substituir as expressões (5.70) e (5.71) na (5.68), as funções de transferência (5.72) e (5.73) são obtidas.

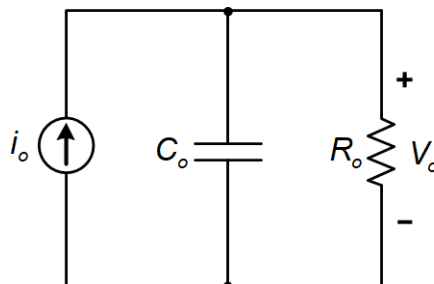
$$\frac{\hat{i}_o^{MCC3}}{\hat{d}} = \frac{\frac{2n}{\pi L_d^2} \left[R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2 \right]}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \frac{V_{in}^2 \text{sen}(2\pi D)}{\sqrt{V_{in}^2 \text{sen}^2(\pi D)}} \quad (5.72)$$

$$\frac{\hat{i}_o^{MCC4}}{\hat{d}} = \frac{\frac{2n}{\pi L_d^2} \left[R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2 \right]}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2}} \frac{3\sqrt{2}V_{in}^2 \text{sen}[(2D-1)\pi]}{\sqrt{5V_{in}^2 + 3V_{in}^2 \cos(2\pi D)}} \quad (5.73)$$

Resta ainda determinar a função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a razão cíclica. Para isto, considera-se que o filtro de saída está desacoplado do restante do conversor.

A Figura 108 apresenta o circuito equivalente do estágio retificador, em que a fonte de corrente i_o representa o estágio inversor, e o capacitor C_o e o resistor R_o representam o filtro capacitivo de saída e a carga, respectivamente.

Figura 108 – Circuito equivalente do estágio retificador do conversor



Fonte: Autoria própria

Analisando-se o circuito equivalente da Figura 108, obtém-se a relação entre a tensão de saída V_o do conversor e a corrente de saída i_o representada pela expressão (5.74).

$$\hat{v}_o = \left(\frac{R_o}{R_o C_o s + 1} \right) \hat{i}_o \quad (5.74)$$

Por fim, substituindo-se as equações (5.72) e (5.73) em (5.74), obtém-se as funções de transferência (5.75) e (5.76) que determinam o comportamento dinâmico da tensão de saída do conversor quando este opera nos modos MCC3 e MCC4, respectivamente.

$$\frac{\hat{v}_o^{MCC3}}{\hat{d}} = \frac{\frac{2n}{\pi L_d^2} [R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2]}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \left(s + \frac{1}{R_o C_o} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2} \sqrt{V_{in}^2 \text{sen}^2(\pi D)}} \frac{V_{in}^2 \text{sen}(2\pi D)}{\sqrt{V_{in}^2 \text{sen}^2(\pi D)}} \quad (5.75)$$

$$\frac{\hat{v}_o^{MCC4}}{\hat{d}} = \frac{\frac{2n}{\pi L_d^2} [R_{eq} L_d s + (\omega_s L_d)^2 + R_{eq}^2]}{\left(s^2 + \frac{2R_{eq}}{L_d} s + \omega_s^2 + \frac{R_{eq}^2}{L_d^2} \right) \left(s + \frac{1}{R_o C_o} \right) \sqrt{R_{eq}^2 + (\omega_s L_d)^2} \sqrt{5V_{in}^2 + 3V_{in}^2 \cos(2\pi D)}} \frac{3\sqrt{2}V_{in}^2 \text{sen}[(2D-1)\pi]}{\sqrt{5V_{in}^2 + 3V_{in}^2 \cos(2\pi D)}} \quad (5.76)$$

5.3.1 Validação das Funções de Transferência do Conversor

A fim de validar e comprovar o comportamento dinâmico do conversor HT²-ZVS-PWM através dos modelo matemático obtido da análise dinâmica, são realizadas simulações, tendo como parâmetros as grandezas apresentadas na Tabela 7.

Aplicando-se os parâmetros da Tabela 7 nas funções de transferência (5.72), (5.73), (5.75) e (5.76) determinam-se (5.77), (5.78), (5.79) e (5.80).

$$\frac{\hat{i}_o^{MCC3}}{\hat{d}} = \frac{2,53 \times 10^6 s + 1,891 \times 10^{12}}{s^2 + 3,424 \times 10^5 s + 1,28 \times 10^{11}} \quad (5.77)$$

$$\frac{\hat{i}_o^{MCC4}}{\hat{d}} = \frac{1,007 \times 10^6 s + 7,136 \times 10^{11}}{s^2 + 3,814 \times 10^5 s + 1,350 \times 10^{11}} \quad (5.78)$$

$$\frac{\hat{v}_o^{MCC3}}{\hat{d}} = \frac{2,53 \times 10^{11} s + 1,891 \times 10^{17}}{s^3 + 3,504 \times 10^5 s^2 + 1,307 \times 10^{11} s + 1,024 \times 10^{15}} \quad (5.79)$$

$$\frac{\hat{v}_o^{MCC4}}{\hat{d}} = \frac{1,007 \times 10^{10} s + 7,136 \times 10^{15}}{s^3 + 3,816 \times 10^5 s^2 + 1,351 \times 10^{11} + 2,701 \times 10^{13}} \quad (5.80)$$

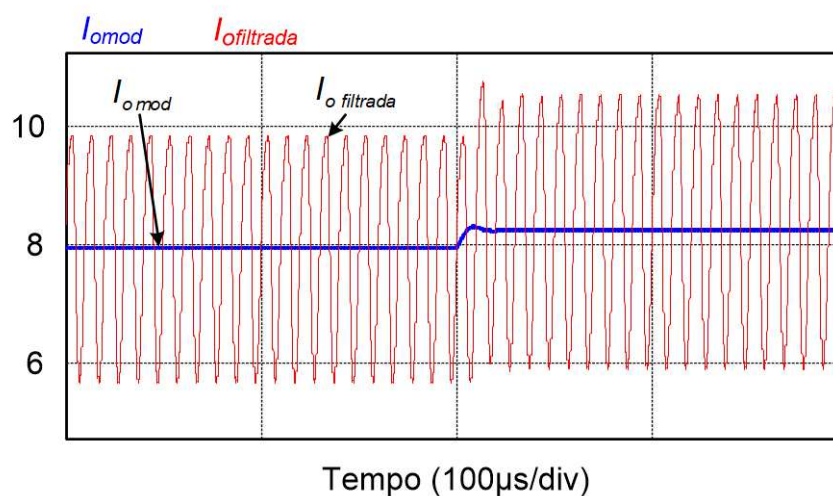
Tabela 7 – Parâmetros do conversor utilizados para validação das funções de transferência

Grandezas	MCC3	MCC4
Potência de saída	800 W	1800 W
Tensão de entrada	480 V	240 V
Tensão de saída	100 V	300 V
Razão cíclica	0,286	0,9
Frequência de comutação	50 kHz	50 kHz
Indutância de dispersão	28,8 μ H	28,8 μ H
Relação de transformação	0,4	0,4
Capacitância de saída	10 μ F	100 μ F
Resistência de carga	12,5 Ω	50 Ω

Fonte: Autoria própria

A resposta da corrente de saída a um degrau de 0,02 de razão cíclica quando o conversor opera no modo de condução contínua e modulação de três níveis é mostrada na Figura 109, utilizando-se da função de transferência (5.77).

Figura 109 – Resposta da corrente de saída a um degrau de 0,02 de razão cíclica (MCC3)

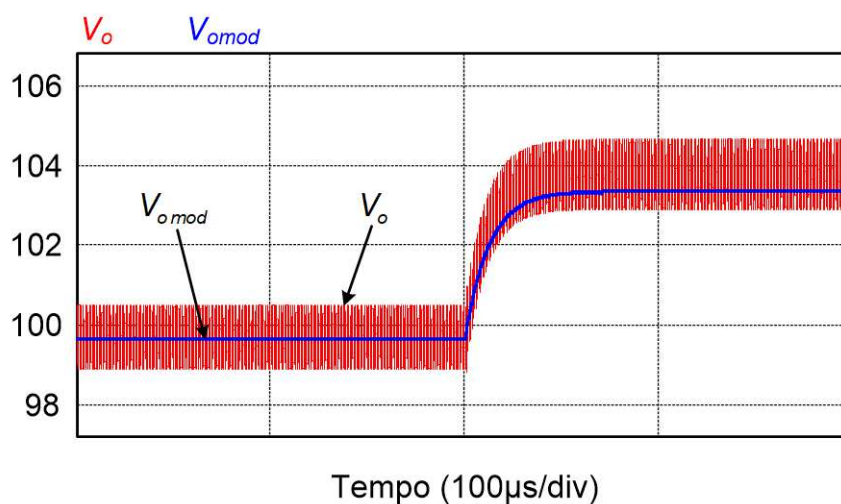


Fonte: Autoria própria

Observa-se que as respostas apresentam-se satisfatórias, tendo valores médios de corrente bem próximos após o degrau na razão cíclica.

Desta vez é apresentada na Figura 110 a resposta da tensão de saída a um degrau de razão cíclica de 0,02, com a utilização da função (5.79) para o modelo matemático. Com tal degrau, o modelo segue exatamente a tensão de saída do conversor, tendo valores bem próximos.

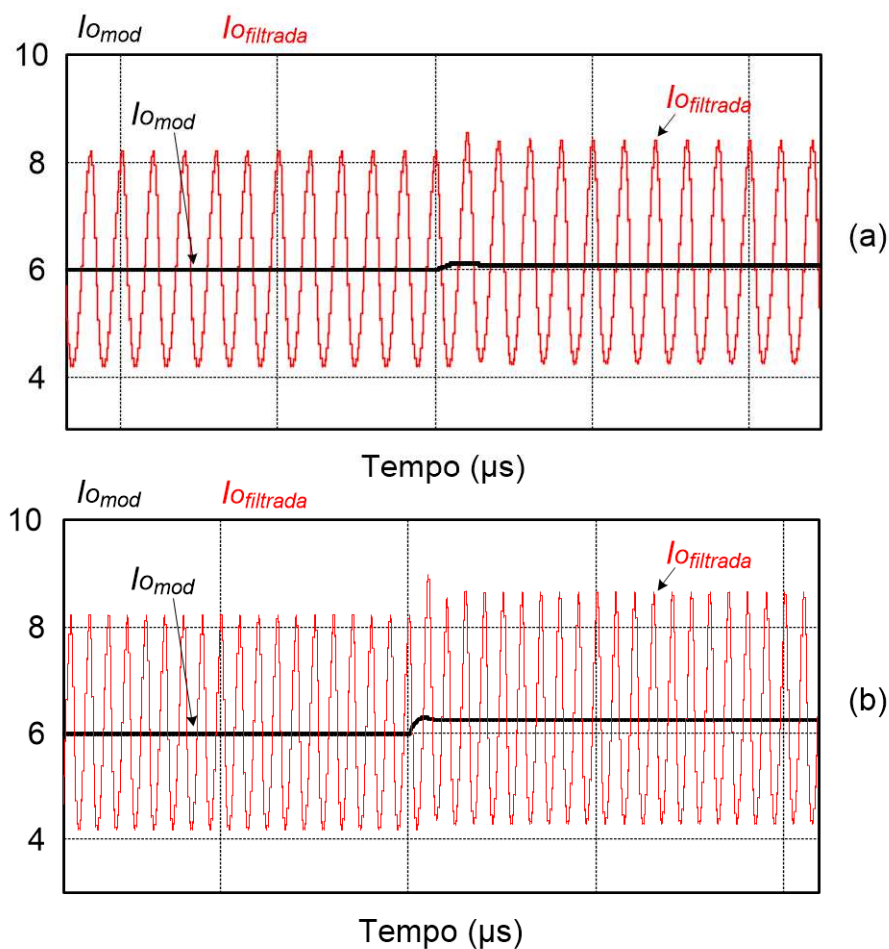
Figura 110 – Resposta da tensão de saída a um degrau de 0,02 de razão cíclica (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Já a resposta da corrente de saída a um degrau de 0,02 e 0,05 de razão cíclica para o conversor operando do modo MCC4 são apresentadas na Figura 111, utilizando-se da função de transferência (5.78).

Figura 111 – Resposta da corrente de saída (MCC4): (a) Degrau de 0,02; (b) Degrau de 0,05

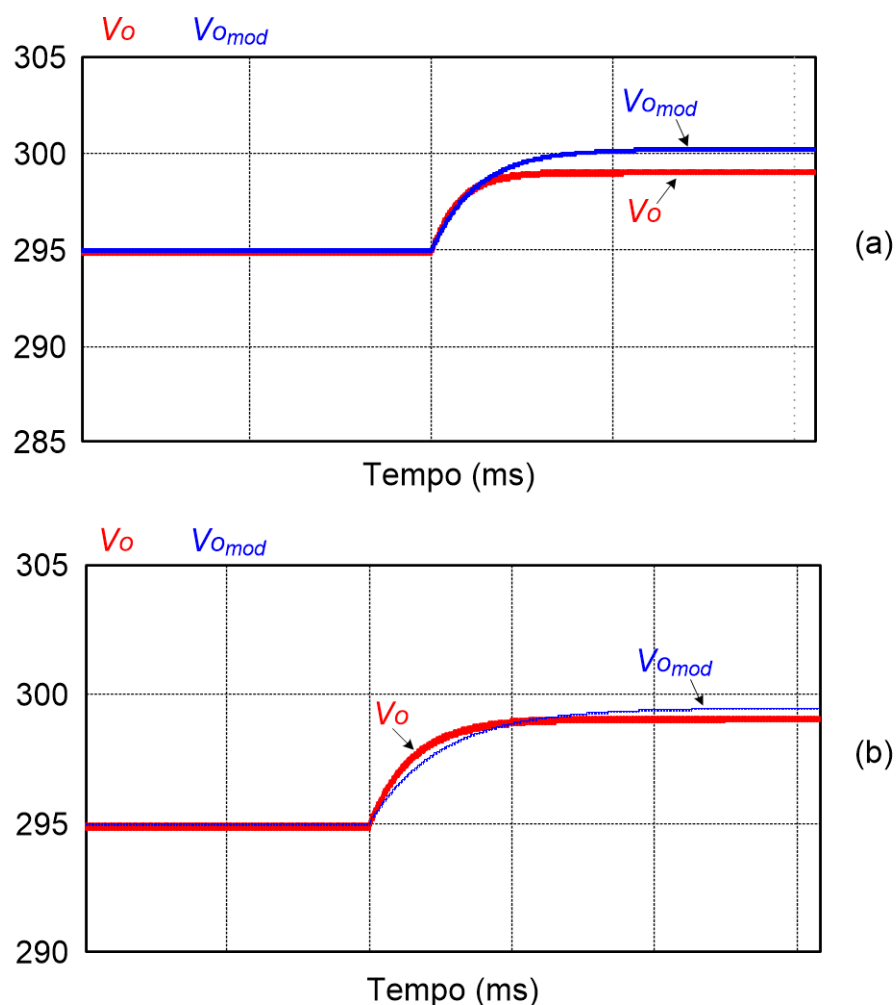


Fonte: Autoria própria

Com o degrau de razão cíclica de 0,02, não foi possível ter uma visualização da resposta, portanto aplicou-se um degrau de 0,05 para melhor comprovação do modelo matemático.

A resposta da tensão de saída a um degrau de 0,02 e 0,0015 de razão cíclica obtida em simulação do conversor e do modelo, equação (5.80), com modulação de quatro níveis é apresentada na Figura 112. Observa-se que com o degrau de razão cíclica de 0,02, a resposta do modelo matemático divergiu pouco em relação a simulação do conversor. No entanto, se for aplicado um degrau menor na razão cíclica, a resposta do modelo tende a convergir para a simulação, resultado que comprova a ação de pequenos sinais na estrutura.

Figura 112 – Resposta de tensão de saída (MCC4): (a) Degrau de 0,02; (b) Degrau de 0,0015



Fonte: Autoria propria

Observando-se os resultados apresentados das respostas dinâmicas do conversor HT²-ZVS-PWM, é possível verificar que os modelos obtidos para as duas modulações são satisfatórios. Mesmo com as simplificações realizadas, estes modelos matemáticos do comportamento da tensão de saída da topologia podem ser utilizados no projeto de compensadores para ambos os casos de modulação.

5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a análise dinâmica do conversor CC-CC isolado HT²-ZVS-PWM utilizando-se da técnica de transformação fasorial. Primeiramente realizou-se uma análise estática aproximada do funcionamento do

conversor, obtendo-se componentes fundamentais das principais grandezas envolvidas no processamento da energia, a fim de obter as funções de transferência do conversor operando nos modos MCC3 e MCC4. Estas funções de transferência fornecem o comportamento da tensão de saída do conversor e servem para o projeto dos compensadores.

Conforme verificação da resposta da tensão de saída por simulação, utilizando-se das funções de transferência para os modos MCC3 e MCC4, os modelos obtidos apresentaram resultados satisfatórios, mesmo com as simplificações realizadas.

A partir disto, utilizando-se de técnicas de projeto de controladores bem consolidadas na literatura, como por exemplo o projeto no domínio da frequência, é possível obter controladores que atendam as especificações e parâmetros impostos pelas modulações de três e quatro níveis.

6 PROJETOS E SIMULAÇÕES NUMÉRICAS DE UM CONVERSOR HT²-ZVS-PWM DE 1,2 kW

6.1 INTRODUÇÃO

Desenvolvida toda a análise da operação do conversor, constituída do estudo das etapas de operação, formas de onda e equacionamento, parte-se para a etapa de projeto e dimensionamento dos componentes. Projetando-se os elementos da estrutura, é possível realizar simulações numéricas, que possam comprovar todas as análises, equacionamentos e metodologia de projeto. Por fim, realizam-se comparações entre os resultados calculados e simulados por *software*, obtendo-se erros percentuais que possam validar todos os equacionamentos realizados. Os resultados foram obtidos com o conversor operando em malha aberta.

Portanto, neste capítulo são apresentados projetos do conversor CC-CC ZVS-PWM híbrido do Tipo T, para operação com ponto fixo de tensão de entrada e operação com ampla faixa de tensão de entrada. Para o caso da operação com ponto fixo, os parâmetros de projeto baseiam-se nos cálculos e expressões do modo de operação que possa entregar maior potência para a carga e que apresente as melhores condições de funcionamento. O projeto do conversor com ponto fixo de operação foi feito baseado nas especificações apresentadas na Tabela 8, as quais são aplicadas em simulações.

Tabela 8 – Especificações de projeto para ponto fixo de operação

Grandezas	Símbolos	Valores
Potência de saída nominal	P_o	1,2 kW
Tensão de saída	V_o	300 V
Tensão de entrada	V_{in}	480 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Ondulação máxima na tensão de entrada	$\Delta v_{C_{in}} (\%)$	5%
Ondulação máxima na tensão de saída	$\Delta v_o (\%)$	1%

Fonte: Autoria própria

A partir da razão cíclica e ganho estático especificados na Tabela 8, o conversor opera no modo de condução contínua com modulação de quatro níveis.

O segundo caso, em que o conversor deve operar com ampla faixa de tensão de entrada, os parâmetros de projeto também se baseiam nos cálculos e expressões dos modos de operação que possam entregar maior potência para a carga e que apresentem as melhores condições de funcionamento. O projeto do conversor HT²-ZVS-PWM com ampla faixa de tensão de entrada foi realizado baseando-se nas especificações apresentadas na Tabela 9, o qual também os resultados foram analisados por simulações.

Tabela 9 – Especificações de projeto para operação com ampla faixa de tensão de entrada

Grandezas	Símbolos	Valores
Potência de saída nominal	P_o	1,2 kW
Tensão de saída	V_o	300 V
Tensão de entrada máxima	$V_{in\ máx}$	480 V
Tensão de entrada mínima	$V_{in\ mín}$	240 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Ondulação máxima na tensão de entrada	$\Delta v_{C_m} (\%)$	5%
Ondulação máxima na tensão de saída	$\Delta v_o (\%)$	1%

Fonte: Autoria própria

6.2 PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA PONTO FIXO

A partir do gráfico da característica de saída do conversor apresentado na Figura 81, especificam-se os valores de razão cíclica (D) e ganho estático (q) para a potência nominal do conversor. Optam-se por valores que possam garantir máxima transferência de potência, mantendo a comutação suave para uma ampla variação da potência de saída. A Tabela 10 apresenta estes valores do ponto de operação fixo para potência nominal.

Tabela 10 – Ponto fixo de operação para potência nominal

Grandezas	Símbolos	Valores
Razão cíclica	D	0,9
Ganho estático máximo	q	0,7

Fonte: Autoria própria

De acordo com as especificações apresentadas na Tabela 8, o valor médio da corrente de saída é calculado com a equação (6.1).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (6.1)$$

Com a equação (6.2) obtém-se o valor da relação de transformação do transformador.

$$n = \frac{qV_{in}}{V_o} \quad (6.2)$$

A partir da relação de transformação e da corrente média de saída, obtém-se o valor médio da corrente de saída referida ao lado primário do transformador, conforme equação (6.3)

$$I_o' = \frac{I_o}{n} \quad (6.3)$$

O ponto de operação escolhido definido pela razão cíclica e ganho estático especificados na Tabela 8, pertence a região de operação do modo MCC4. Portanto, a partir da expressão (6.4), calcula-se a corrente de saída parametrizada do conversor.

$$\overline{I_o^{MCC4}} = 6D - 3D^2 - 2 - q^2 \quad (6.4)$$

Utilizando-se a expressão (2.5), obtém-se a equação (6.5), a qual fornece o valor da indutância de dispersão L_d .

$$L_d = \frac{\overline{I_o^{MCC4}} V_{in}}{8 f_s I_o'} \quad (6.5)$$

Com a equação (6.6), determinam-se os valores dos capacitores de barramento C_{in1} e C_{in2} , dado que a ondulação de tensão nestes capacitores é definida pela expressão (2.8).

$$C_{in1;2} = \frac{(D-1)(1+q^2-q-2D+Dq)}{4\Delta v_{Cin(p)}(\%) L_d f_s^2} \quad (6.6)$$

Para a determinação do valor do capacitor de saída do conversor para o ponto fixo de operação utiliza-se a equação (6.7), uma vez que já se definiu a ondulação de tensão neste capacitor pela expressão (2.9).

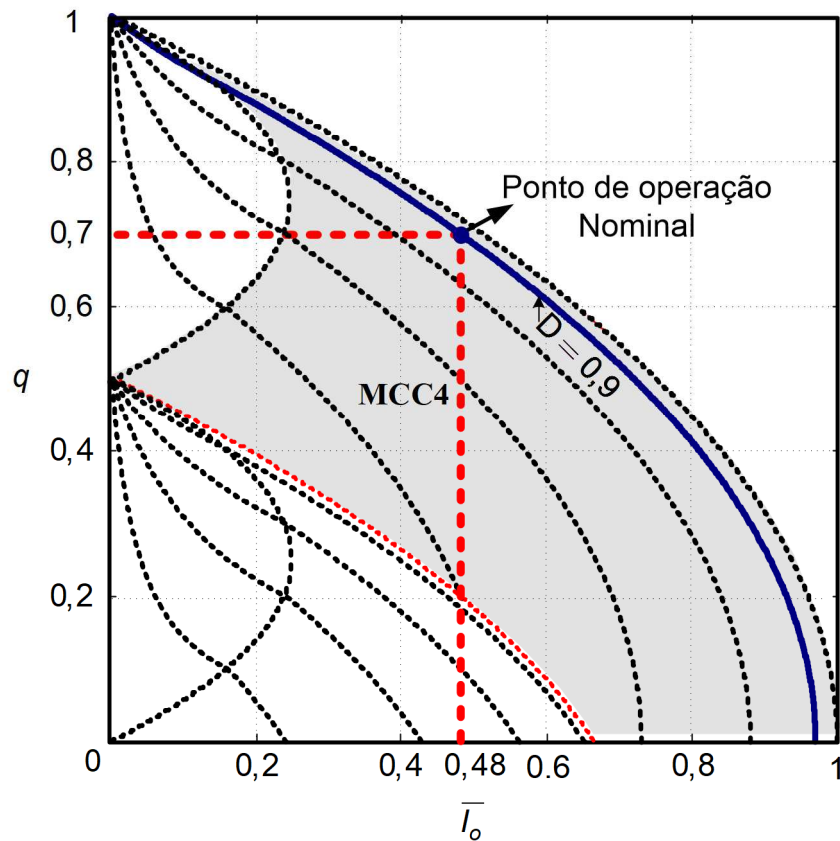
$$C_o = \frac{n^2 (3D^2 - 6D + q^2 + 2)^2}{64L_d f_s^2 \Delta V_{op.u(\%)} (1 - q^2)} \quad (6.7)$$

Por fim, determina-se o valor da resistência de carga para a potência nominal que é dada por (6.8).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (6.8)$$

Conforme todos os procedimentos realizados, na Figura 113 é apresentado o ponto de operação no gráfico da característica de saída do conversor, o qual representa a operação para potência nominal.

Figura 113 – Característica de saída do conversor com ponto de operação nominal



Fonte: Autoria própria

As grandezas especificadas e obtidas após procedimentos de projeto anteriores são apresentadas na Tabela 11, as quais serão utilizadas em simulações.

Tabela 11 – Grandezas obtidas e especificadas para o ponto fixo de operação

Grandezas	Símbolos	Valores
Tensão de entrada	V_{in}	480V
Razão cíclica	D	0,9
Ganho estático	q	0,7
Corrente média de saída	I_o	4 A
Relação de transformação	n	1,12
Corrente de saída parametrizada	I_o^{MCC4}	0,48
Indutância de dispersão	L_d	161,28 μ H
Capacitores de barramento CC	$C_{in1,2}$	0,471 μ F
Capacitor de saída	C_o	3,137 μ F
Capacitores de auxílio a comutação	C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 e C_6	1 nF
Resistência de carga	R_o	75 Ω

Fonte: Autoria própria

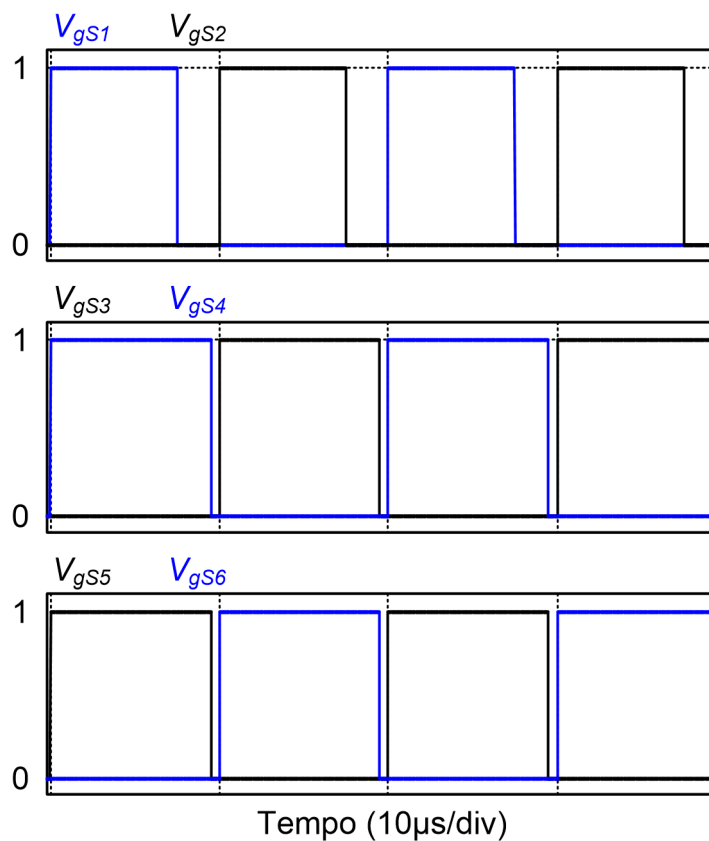
6.2.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta para o Ponto Fixo de Operação

A fim de validar os conceitos apresentados acerca do conversor HT²-ZVS-PWM, uma simulação do conversor para o ponto fixo de operação é realizada. Todos os componentes da topologia são considerados idealizados. Os resultados obtidos comprovam o funcionamento do conversor e validam o equacionamento e dimensionamento dos componentes conforme seções anteriores.

Primeiramente o objetivo é verificar o funcionamento da topologia operando com ponto fixo e na potência nominal de 1,2 kW.

As primeiras formas de onda que são apresentadas na Figura 114 referem-se aos pulsos de comando dos interruptores da topologia, quando esta opera com ponto fixo. Observa-se que os pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 estão defasados de 180° entre si e equivalem a 90% de razão cíclica. Já os interruptores S_3 , S_5 e S_4 , S_6 são complementares. A forma como os interruptores da estrutura são comandados determina a modulação que esta sendo empregada.

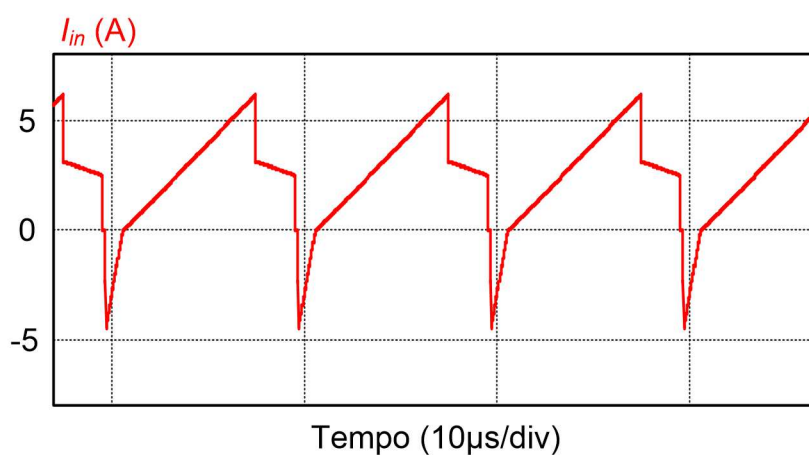
Figura 114 – Pulsos de comando dos interruptores (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

A forma de onda da corrente de entrada é ilustrada na Figura 115.

Figura 115 – Forma de onda da corrente de entrada (ponto fixo de operação)

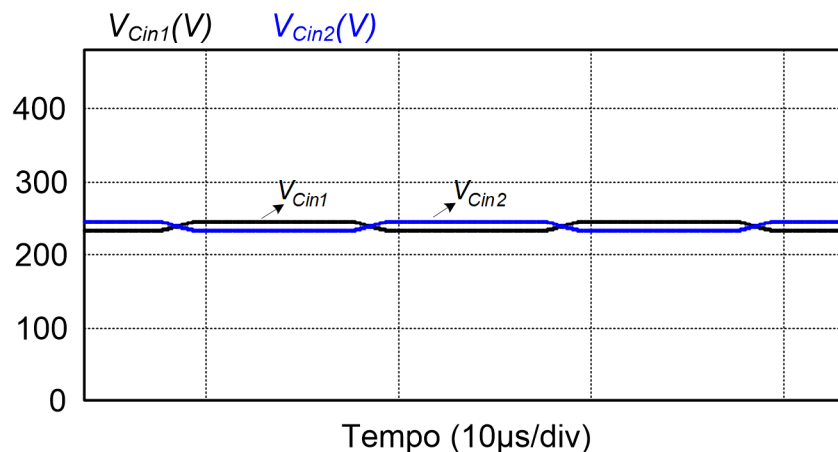


Fonte: Autoria própria

Constata-se que a forma de onda da corrente na entrada é pulsada tendo um valor médio de aproximadamente 2,5 A.

Na Figura 116 são apresentadas as formas de onda de tensão nos barramentos CC do conversor HT²-ZVS-PWM. É possível observar o equilíbrio das tensões na entrada do conversor.

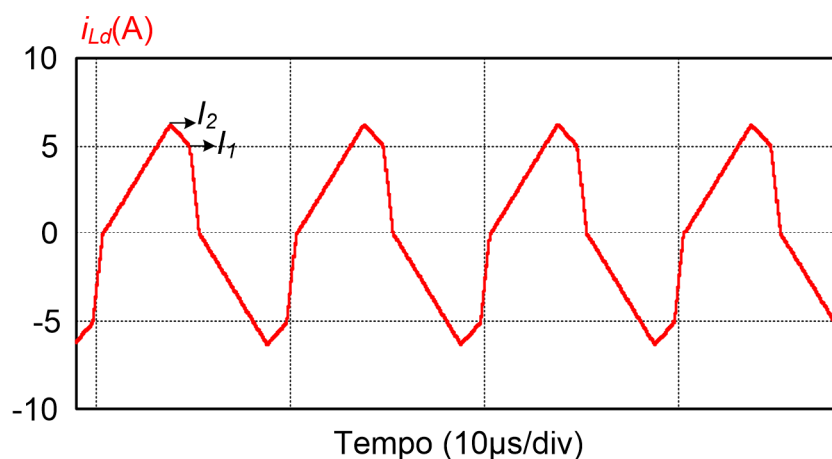
Figura 116 – Formas de onda de tensão nos barramentos CC (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

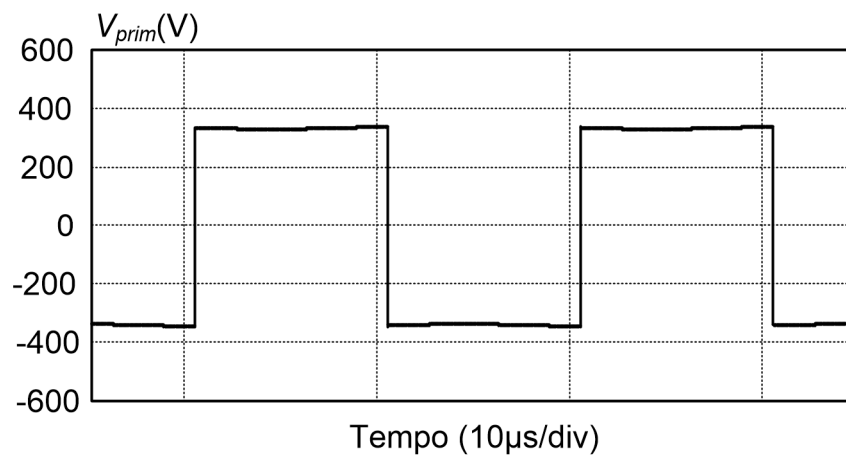
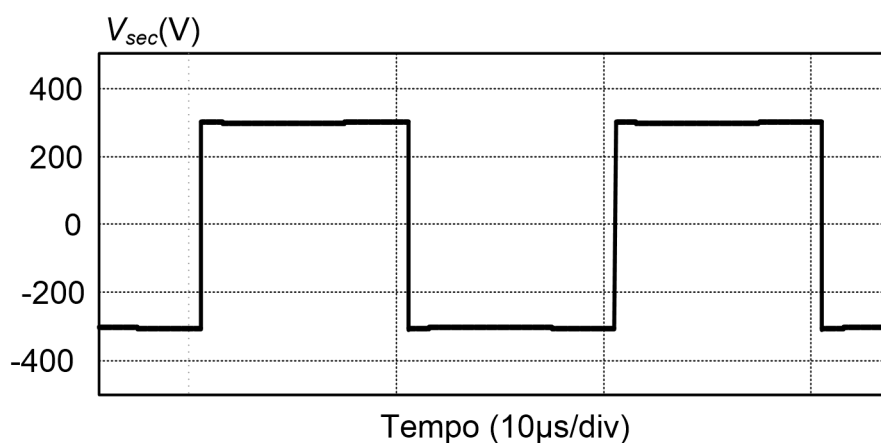
Na Figura 117 é mostrada a forma de onda da corrente no indutor de dispersão L_d . Observa-se pela forma de onda da corrente i_{Ld} , que seus valores de corrente I_1 e I_2 são iguais a aproximadamente 5 A e 6,25 A, respectivamente. Além disso, a forma de onda visualizada comprova a operação simétrica do conversor.

Figura 117 – Forma de onda da corrente no indutor (operação com ponto fixo)



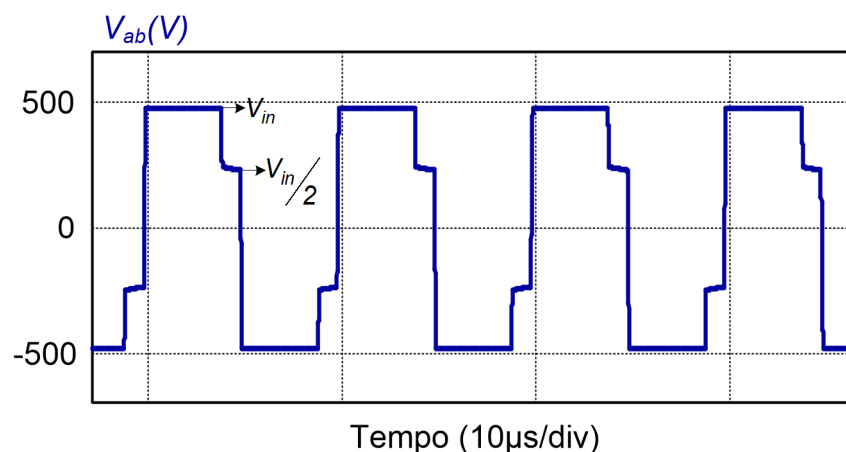
Fonte: Autoria própria

As tensões no primário e secundário do transformador são mostradas na Figura 118 e Figura 119, respectivamente.

Figura 118 – Forma de onda da tensão no primário do transformador (ponto fixo de operação)**Fonte: Autoria própria****Figura 119 – Forma de tensão no secundário do transformador (ponto fixo de operação)****Fonte: Autoria própria**

A forma de onda da tensão entre os pontos “a” e “b” é apresentada na Figura 120, em que é possível visualizar em qual modulação o conversor esta operando.

Figura 120 – Forma de onda da tensão V_{ab} (ponto de operação fixo)

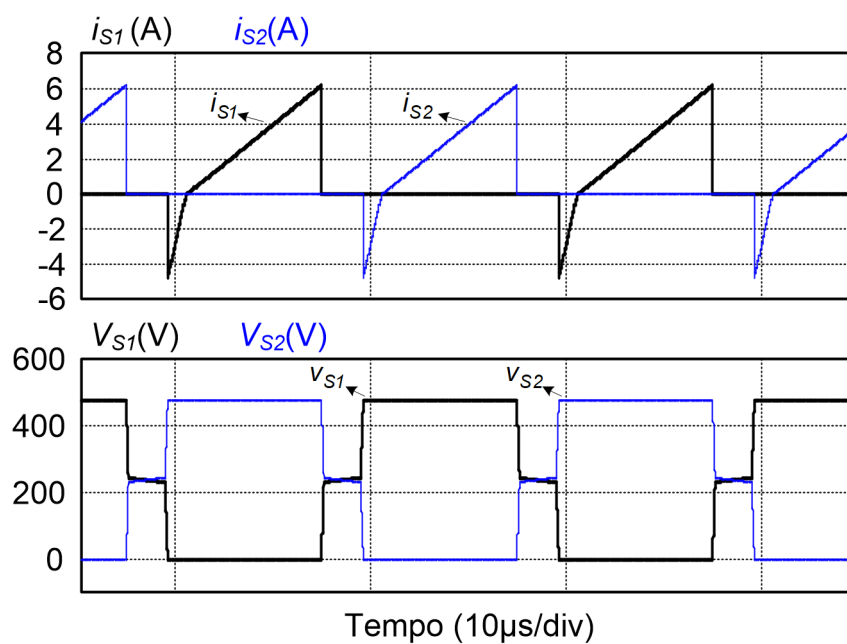


Fonte: Autoria própria

Pode-se visualizar os quatro níveis de tensão que são impostos entre os pontos “a” e “b” do conversor, comprovando a operação na região do modo MCC4. Os níveis de tensão apresentados são de 480 V e 240 V, ou seja, V_{in} e $V_{in}/2$, respectivamente.

A corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 são apresentadas na Figura 121.

Figura 121 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (ponto fixo de operação)

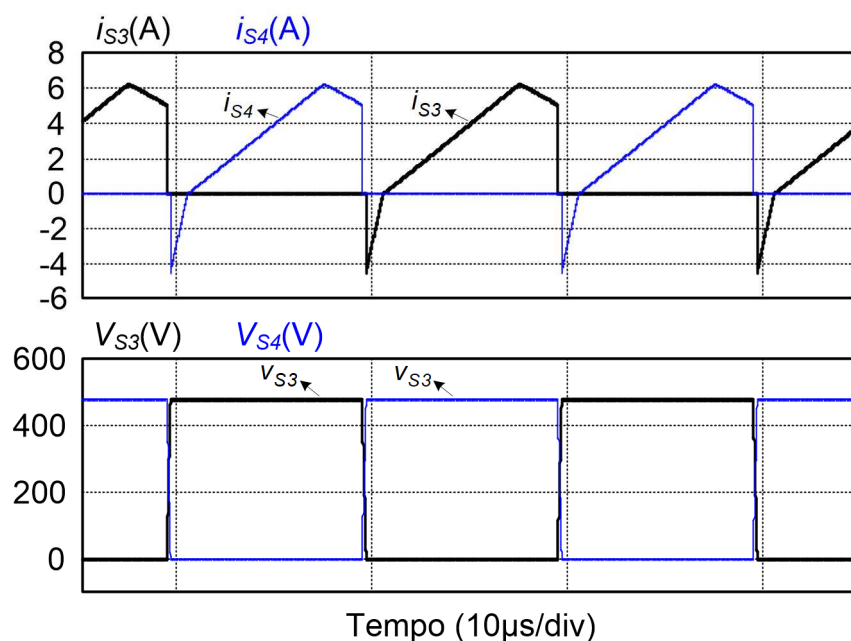


Fonte: Autoria própria

Por imposição do circuito as formas de onda de ambos os interruptores são iguais, tendo os mesmos valores de corrente máxima, média e eficaz e valores de tensão máxima. Observa-se que a corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2 aproxima-se do valor de corrente I_2 de 6,25 A. Já a tensão sobre os mesmos, fica evidente que é igual a tensão de entrada do conversor de 480 V.

A Figura 122 apresenta as formas de onda de corrente e tensão em S_3 e S_4 .

Figura 122 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria propria

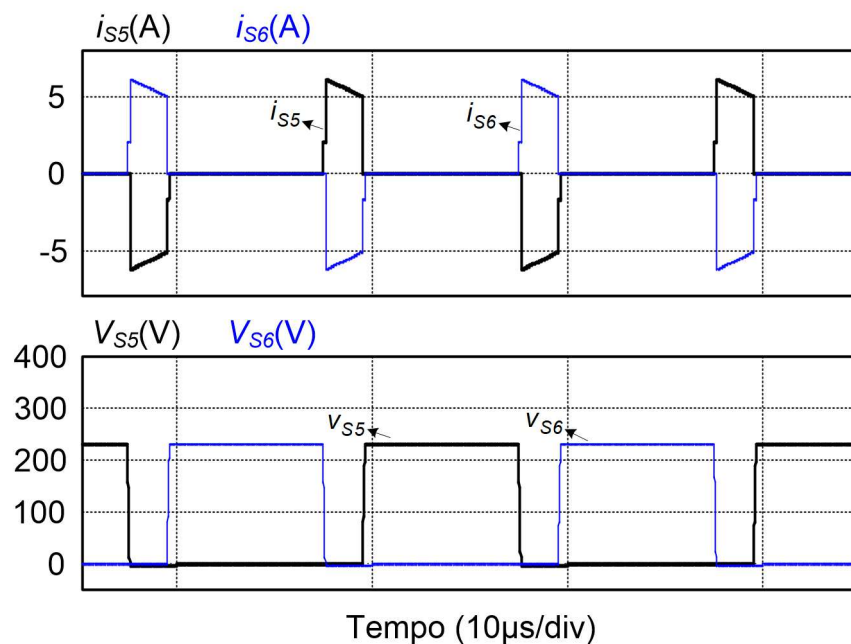
Evidencia-se que a tensão máxima nestes interruptores é também igual a tensão de entrada. Já a corrente máxima é de aproximadamente 6,25 A.

Desta vez, apresenta-se na Figura 123 as formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 .

Visualiza-se que do mesmo modo que nos outros interruptores, a corrente máxima em S_5 e S_6 é igual a aproximadamente 6,25 A. Já a tensão submetida nos mesmos interruptores é igual à metade da tensão de entrada, ou seja, aproximadamente 240 V.

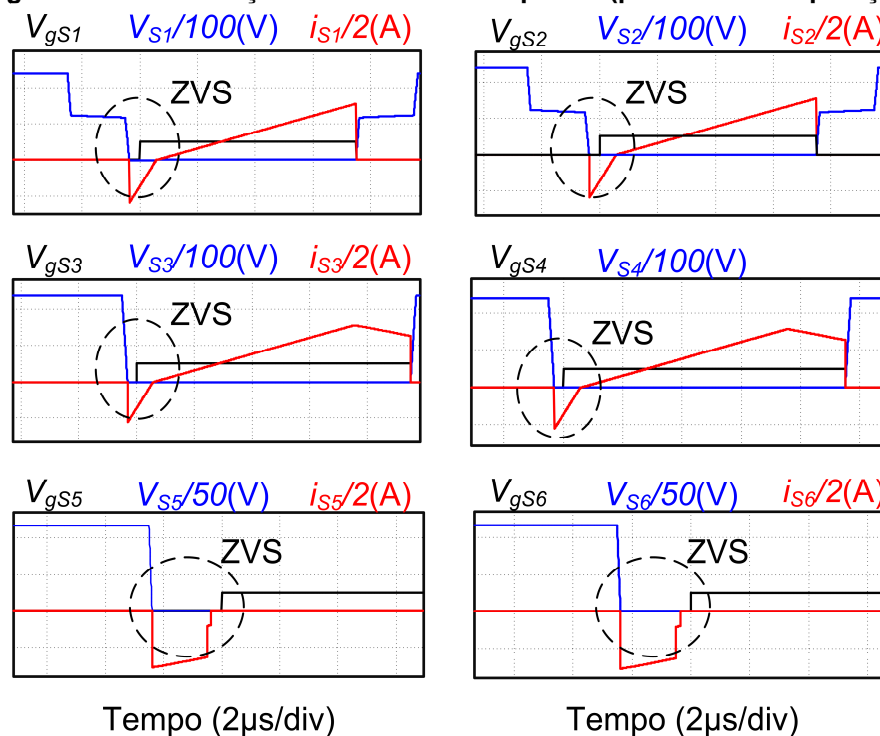
Na Figura 124 são apresentadas formas de onda que evidenciam a comutação suave em todos os interruptores do conversor para o ponto de operação já mencionado.

Figura 123 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (ponto de operação fixo)



Fonte: Autoria própria

Figura 124 – Comutação suave nos interruptores (ponto fixo de operação)



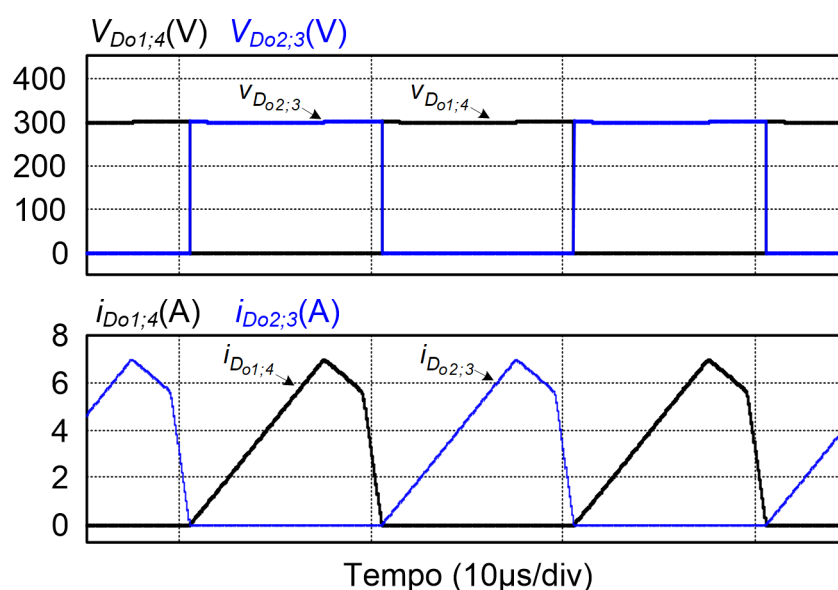
Fonte: Autoria própria

Observa-se que a entrada em condução de todos os interruptores da topologia é suave do tipo ZVS, ou seja, no momento em que são comandados a conduzir a tensão sobre eles é nula. No entanto o bloqueio é dissipativo e para diminuir as

perdas no bloqueio dos interruptores, capacitores de auxílio à comutação são conectados em paralelo com os mesmos. Nas simulações realizadas, foram utilizados valores de 1 nF para estes capacitores.

As formas de onda de tensão e corrente as quais são submetidas nos diodos da ponte retificadora de saída são apresentadas na Figura 125.

Figura 125 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos retificadores de saída (ponto fixo de operação)

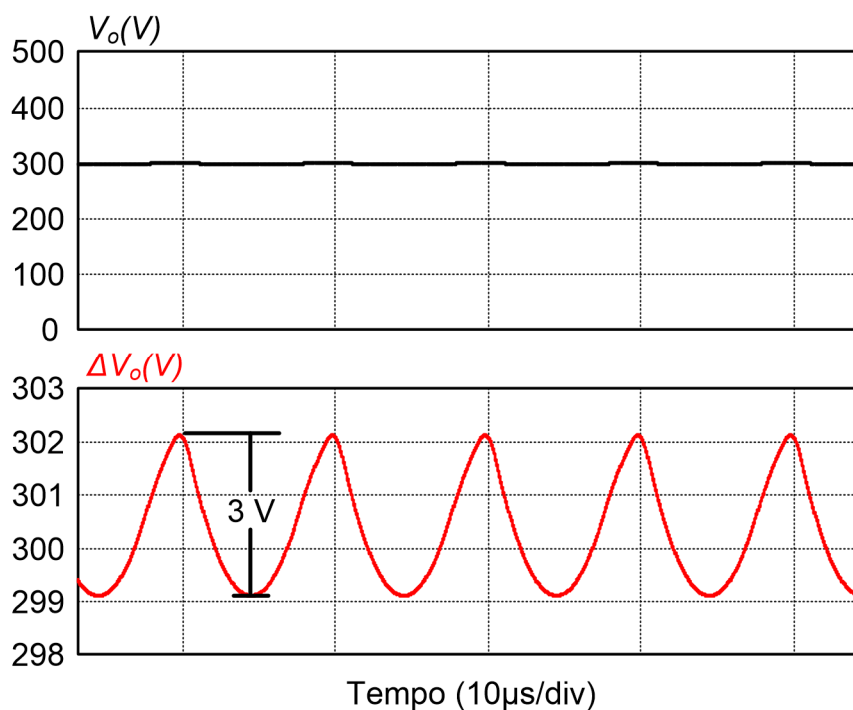


Fonte: Autoria própria

A tensão máxima nestes elementos apresentou-se com valor de aproximadamente 300 V, ou seja, igual a tensão de saída do conversor. Além do mais, observa-se nas formas de onda de corrente nos diodos uma característica que deve ser evidenciada, que é a derivada de corrente limitada no bloqueio. Esta característica pode ser definida como uma comutação suave do tipo ZCS.

Na Figura 126, apresenta-se a tensão de saída do conversor HT²-ZVS-PWM, em que é possível observar a tensão média de aproximadamente 300 V e uma ondulação em alta frequência de 3 V, atendendo as especificações de projeto.

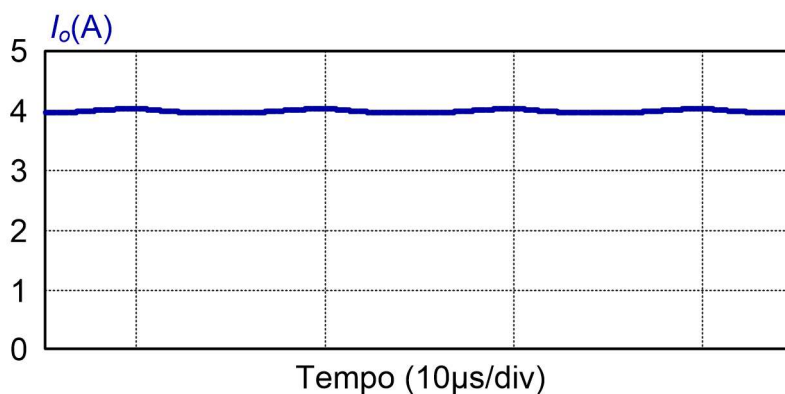
Figura 126 – Forma de onda da tensão de saída (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Agora é a vez da forma de onda da corrente de saída, apresentada na Figura 127. Constata-se o valor de aproximadamente 4 A de corrente média na saída do conversor, tendo, portanto, uma potência de saída processada de aproximadamente 1,2 kW, o que comprova e valida toda a análise estática realizada nas seções anteriores.

Figura 127 – Forma de onda da corrente de saída (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

A partir destes resultados de simulação do conversor HT²-ZVS-PWM analisam-se e comparam-se os valores obtidos na teoria com os valores obtidos nas simulações, a fim de comprovar e validar a análise desenvolvida.

6.2.2 Análise Comparativa entre Resultados Teóricos e Simulados

Após realizar todas as simulações para a operação do conversor para o ponto fixo, é possível fazer uma comparação entre valores teóricos e simulados, com seus respectivos erros percentuais, validando dessa forma todo o equacionamento desenvolvido no decorrer das seções anteriores.

Na Tabela 12 apresentam-se as comparações entre os resultados teóricos e simulados do projeto do conversor no modo de condução contínua e modulação quatro níveis (MCC4) para o ponto de razão cíclica igual a 0,9 e ganho estático 0,7.

Tabela 12 – Comparação entre valores teóricos e simulados (ponto fixo de operação)

Grandezas	RESULTADOS		
	Teórico	Simulado	Erro (%)
Corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2	6,25 A	6,263 A	0,21
Corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2	2,232 A	2,235 A	0,13
Corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4	6,25 A	6,263 A	0,21
Corrente eficaz nos interruptores S_3 e S_4	2,862 A	2,868 A	0,21
Corrente máxima nos interruptores S_5 e S_6	6,25 A	6,263 A	0,21
Corrente eficaz nos interruptores S_5 e S_6	2,534 A	2,540 A	0,24
Corrente média nos diodos retificadores D_{o1}, D_{o2}, D_{o3} e D_{o4}	2 A	2 A	0
Corrente máxima nos diodos retificadores D_{o1}, D_{o2}, D_{o3} e D_{o4}	6,25 A	6,26 A	0,2
Corrente eficaz no capacitor de saída	1,906 A	1,914 A	0,43
Corrente eficaz nos capacitores de barramento	1,267 A	5,613 A	0,41
Corrente média de saída	4 A	4,01 A	0,25
Corrente eficaz no indutor de dispersão	4,048 A	4,062 A	0,34
Ondulação da tensão de saída	3 V	3,012 V	0,4
Ondulação da tensão de entrada	24 V	24,08 V	0,33
Tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2	480 V	480 V	0
Tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4	480 V	480 V	0
Tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6	240 V	234 V	2,5
Tensão máxima nos diodos retificadores D_{o1}, D_{o2}, D_{o3} e D_{o4}	300 V	301,22 V	0,40
Tensão média de saída V_o	300 V	300,35 V	0,12

Fonte: Autoria própria

Observa-se que os erros percentuais são menores do que 1%, exceto os valores máximos de tensão nos interruptores S_5 e S_6 , os quais apresentaram um erro de 2,5%. Este erro é devido a ondulação da tensão de entrada, o que acarreta uma menor tensão nestes interruptores.

6.3 PROCEDIMENTO DE PROJETO PARA AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA

Na presente seção realizam-se procedimentos de projeto com base em especificações para a operação do conversor para ampla faixa de tensão de entrada. A partir do gráfico da característica de saída do conversor apresentado na Figura 81, primeiramente especificam-se os valores de ganho estático (q) para a potência nominal do conversor, e quando este opera com a mínima tensão de entrada. Optam-se por valores que estejam compreendidos entre as regiões de operação que possam garantir máxima transferência de potência, mantendo a comutação suave para uma ampla variação da potência de saída. A Tabela 13 apresenta os máximos valores de razão cíclica e ganho estático escolhidos para esta operação do conversor.

Tabela 13 – Ponto de operação máximo para potência nominal

Grandezas	Símbolos	Valores
Razão cíclica	$D_{m\acute{a}x}$	0,9
Ganho estático máximo	$q_{m\acute{a}x}$	0,6

Fonte: Autoria própria

De acordo com as especificações apresentadas na Tabela 9, o valor médio da corrente de saída é calculado com a equação (6.9).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (6.9)$$

Como a relação de transformação do transformador equivale a “ n ” espiras no primário para 1 espira no secundário, este parâmetro pode ser obtido pela equação (6.10), a qual está relacionada com o ganho estático máximo que é o ponto para a tensão mínima de entrada.

$$n = \frac{q_{m\acute{a}x} V_{in\ min}}{V_o} \quad (6.10)$$

Para manter a mesma potência e tensão de saída, e aumentando a tensão de entrada, o ponto de operação no gráfico do ganho estático muda de posição. A partir da relação de transformação obtida pela expressão (6.10), e a tensão máxima de entrada, obtém-se o valor do ganho estático mínimo, dado pela equação (6.11).

$$q_{\text{mín}} = \frac{nV_o}{V_{\text{in máx}}} \quad (6.11)$$

A partir da relação de transformação e da corrente média de saída, obtém-se o valor médio da corrente de saída referida ao lado primário do transformador, conforme expressão (6.12).

$$I_o' = \frac{I_o}{n} \quad (6.12)$$

Utilizando-se os valores de razão cíclica e ganho estático especificados, calcula-se a corrente de saída parametrizada do conversor para o modo MCC4, dado pela equação (6.13).

$$\overline{I_o^{MCC4}} = 6D_{\text{máx}} - 3D_{\text{máx}}^2 - 2 - q_{\text{máx}}^2 \quad (6.13)$$

Com os valores anteriormente obtidos e isolando-se a variável da indutância de dispersão L_d da expressão (2.5), obtém-se a equação (6.14) que representa a expressão para o cálculo do valor deste indutor.

$$L_d = \frac{\overline{I_o^{MCC4}} V_{\text{in mín}}}{8 f_s I_o'} \quad (6.14)$$

Aplicando-se o valor da indutância de dispersão obtido na expressão (6.14) na equação (6.15), obtém-se o valor de corrente de saída parametrizada, quando o conversor opera com tensão de entrada máxima de 480 V.

$$\overline{I_o^{MCC3}} = \frac{8L_d f_s I_o}{nV_{\text{in máx}}} \quad (6.15)$$

Isolando-se a razão cíclica, na expressão da corrente parametrizada do modo MCC3, representada por (3.18), obtém-se a equação (6.16).

$$D_{\text{mín}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \sqrt{4 - 4q_{\text{mín}} - 8q_{\text{mín}}^2 - \overline{I_o^{MCC3}}} \quad (6.16)$$

Substituindo-se os valores obtidos nas equações (6.11) e (6.15), determina-se o valor da razão cíclica que possibilita que o conversor opere no modo MCC3.

Para a determinação do valor dos capacitores de barramento C_{in1} e C_{in2} , utilizam-se as expressões (6.17) e (6.18), dos modos MCC3 e MCC4,

respectivamente. Substituindo-se os valores anteriormente calculados e especificados e sendo a ondulação de tensão nestes capacitores definida pela expressão (2.8), obtém-se os valores para tais capacitores.

$$C_{in1;2}^{MCC3} = \frac{(1-2q_{mín})(q_{mín} + 2D_{mín})^2}{36\Delta V_{Cin(p)}(\%)L_d f_s^2} \quad (6.17)$$

$$C_{in1;2}^{MCC4} = \frac{(D_{máx} - 1)(1 + q_{máx}^2 - q_{máx} - 2D_{máx} + D_{máx}q_{máx})}{4\Delta V_{Cin(p)}(\%)L_d f_s^2} \quad (6.18)$$

De acordo com as especificações e pontos de operação, os valores dos capacitores de saída para cada modo de operação, MCC3 e MCC4, do conversor HT²-ZVS-PWM são calculados pelas equações (6.19) e (6.20).

$$C_o^{MCC3} = \frac{n^2 (4D_{mín}^2 + 2q_{mín}^2 - 4D_{mín} + q_{mín})^2}{96(1-2q_{mín})(q_{mín} + 1)L_d f_s^2 \Delta V_{o\%} q_{mín}} \quad (6.19)$$

$$C_o^{MCC4} = \frac{n^2 (3D_{máx}^2 - 6D_{máx} + q_{máx}^2 + 2)^2}{64L_d f_s^2 \Delta V_{op.u.\%} (1 - q_{máx}^2)} \quad (6.20)$$

Por fim, para determinar o valor da resistência de carga, utiliza-se a expressão (6.21).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (6.21)$$

Conhecendo os valores calculados conforme expressões acima apresentadas, deve-se verificar se o conversor realmente opera nas regiões do modo MCC3 e MCC4 e que atendam os limites de descontinuidade. Caso contrário, os parâmetros devem ser alterados.

As grandezas especificadas e obtidas para simulação do conversor no modo de condução contínua de três níveis (MCC3), conforme as etapas de equacionamento anteriormente apresentadas, são apresentadas na Tabela 14.

Os valores das correntes máximas, médias e eficazes dos interruptores, diodos e correntes eficazes dos outros componentes do conversor HT²-ZVS-PWM são comparados com os valores dos resultados de simulação, apresentando os erros percentuais. Além do mais serão analisados os valores simulados em cada modo, para a determinação de quais parâmetros e especificações devem ser tidas como base para o projeto físico do conversor.

Para o caso do modo de operação MCC4, as grandezas especificadas e obtidas para simulação são alocadas na Tabela 15.

Vale ressaltar que o valor obtido para o indutor L_d considerando o pior caso (menor tensão de entrada, no MCC4) é utilizado em todas as condições de operação, inclusive para o MCC3. O mesmo ocorre com a relação de transformação.

Tabela 14 – Grandezas obtidas para simulação no MCC3

Grandezas	Símbolos	Valores
Tensão de entrada máxima	$V_{in\ máx}$	480V
Razão cíclica	$D_{mín}$	0,375
Ganho estático	$q_{mín}$	0,3
Corrente média de saída	I_o	4A
Relação de transformação	n	0,48
Corrente média referida ao primário do transformador	I_o'	8,333 A
Corrente de saída parametrizada	$\overline{I_o^{MCC3}}$	0,305
Indutância de dispersão	L_d	43,92 μ H
Capacitores de barramento CC	$C_{in1,2}^{MCC3}$	2,231 μ F
Capacitor de saída	C_o	2,933 μ F
Resistência de carga	R_o	75 Ω

Fonte: Autoria própria

Conforme todos os procedimentos realizados, é possível traçar uma reta equivalente à potência nominal no gráfico da característica de saída do conversor (Figura 128), sendo possível visualizar os pontos de operação dentro das regiões de ocorrência dos modos de condução contínua com modulação de três níveis (MCC3) e de quatro níveis (MCC4).

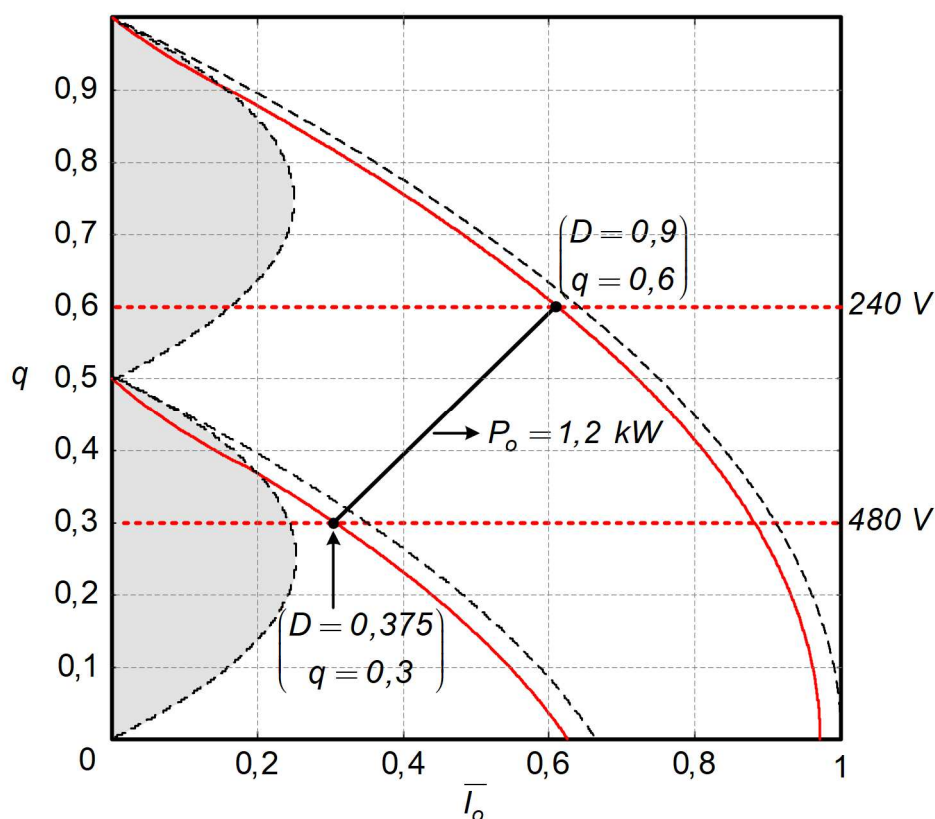
Observa-se no gráfico as curvas de razão cíclica e os limites superior e inferior de ganho estático referentes às tensões de entrada de 240V e 480V, respectivamente.

Tabela 15 – Grandezas obtidas para simulação no MCC4

Grandezas	Símbolos	Valores
Tensão de entrada	$V_{in\ min}$	240V
Razão cíclica máxima	$D_{m\acute{a}x}$	0,9
Ganho estático máximo	$q_{m\acute{a}x}$	0,6
Corrente média de saída	I_o	4 A
Relação de transformação	n	0,48
Corrente média referida ao primário do transformador	I_o'	8,333 A
Corrente de saída parametrizada	$\overline{I_o^{MCC4}}$	0,61
Indutância de dispersão	L_d	43,92 μ H
Capacitores de barramento CC	$C_{int,2}^{MCC4}$	2,277 μ F
Capacitor de saída	C_o	3,177 μ F
Resistência de carga	R_o	75 Ω

Fonte: Autoria própria

Figura 128 – Característica de saída do conversor com reta equivalente a potência nominal



Fonte: Autoria própria

6.3.1 Resultados de Simulação em Malha Aberta para Operação com Ampla Faixa de Tensão de Entrada

Desta vez são realizadas e analisadas simulações numéricas para operação do conversor HT²-ZVS-PWM com ampla faixa de tensão de entrada. Da mesma forma que nas simulações anteriores, considera-se que todos os componentes são idealizados. Conforme procedimentos de projeto realizados anteriormente, os resultados obtidos comprovam o funcionamento do conversor e validam o equacionamento e dimensionamento dos componentes.

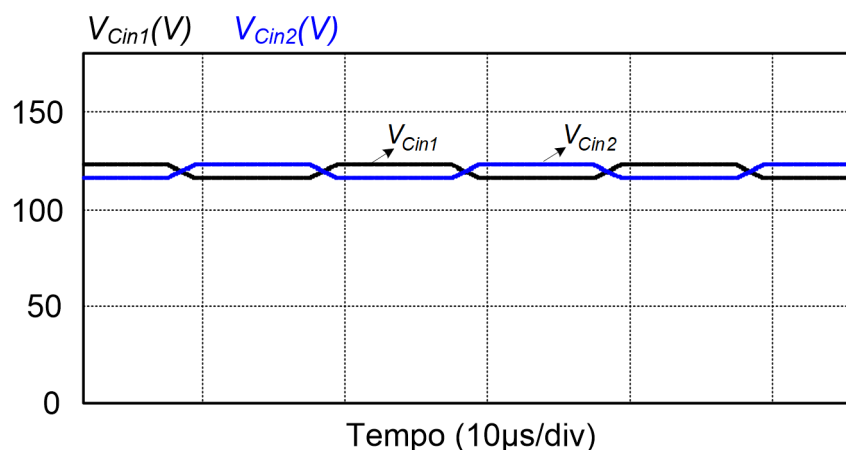
O objetivo é verificar o funcionamento da topologia nos limites de máximo e mínimo preestabelecidos para a tensão de barramento, caracterizando desta forma uma operação com ampla faixa de tensão de entrada. Foram analisados primeiramente o caso de tensão mínima na entrada, e posteriormente, o de tensão de entrada nominal.

6.3.1.1 Análise para mínima tensão de entrada

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos através de simulação numérica para o conversor HT²-ZVS-PWM operando com a mínima tensão de entrada, ou seja, 240 V. Para tal caso, o ganho estático é o máximo e a estrutura opera no modo de condução contínua com modulação de quatro níveis (MCC4).

Dando-se início aos resultados de simulação para tal caso, na Figura 129 são apresentadas as formas de onda de tensão nos barramentos CC do conversor.

Figura 129 – Formas de onda da tensão no barramento CC (MCC4)

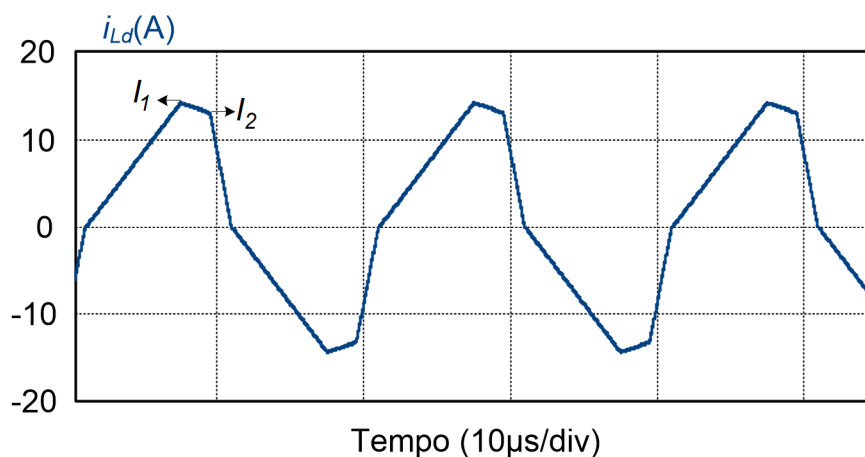


Fonte: Autoria própria

Observa-se que as tensões nos capacitores C_{in1} e C_{in2} apresentam-se equilibradas, o que possível constatar que não há desbalanço de tensão no barramento CC.

A forma de onda da corrente no indutor de dispersão é apresentada na Figura 130.

Figura 130 – Forma de onda da corrente no indutor L_d (MCC4)

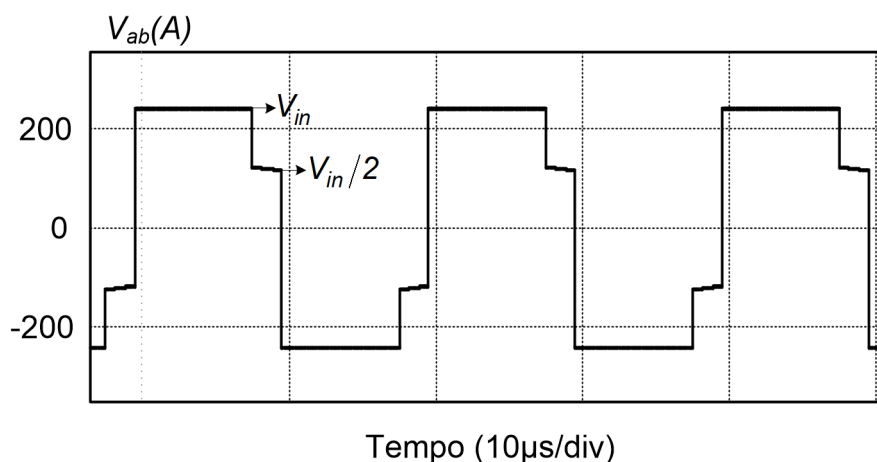


Fonte: Autoria própria

É possível perceber pela forma de onda da corrente i_{L_d} , que seus valores de corrente I_1 e I_2 são iguais a aproximadamente 14,2 A e 13,1 A, respectivamente. Além disso, a forma de onda visualizada comprova a operação simétrica do conversor.

Na Figura 131 é apresentada a forma de onda da tensão entre os pontos “a” e “b” (V_{ab}), a qual comprova a modulação de quatro níveis empregada no conversor.

Figura 131 – Forma de onda da tensão V_{ab} (MCC4)

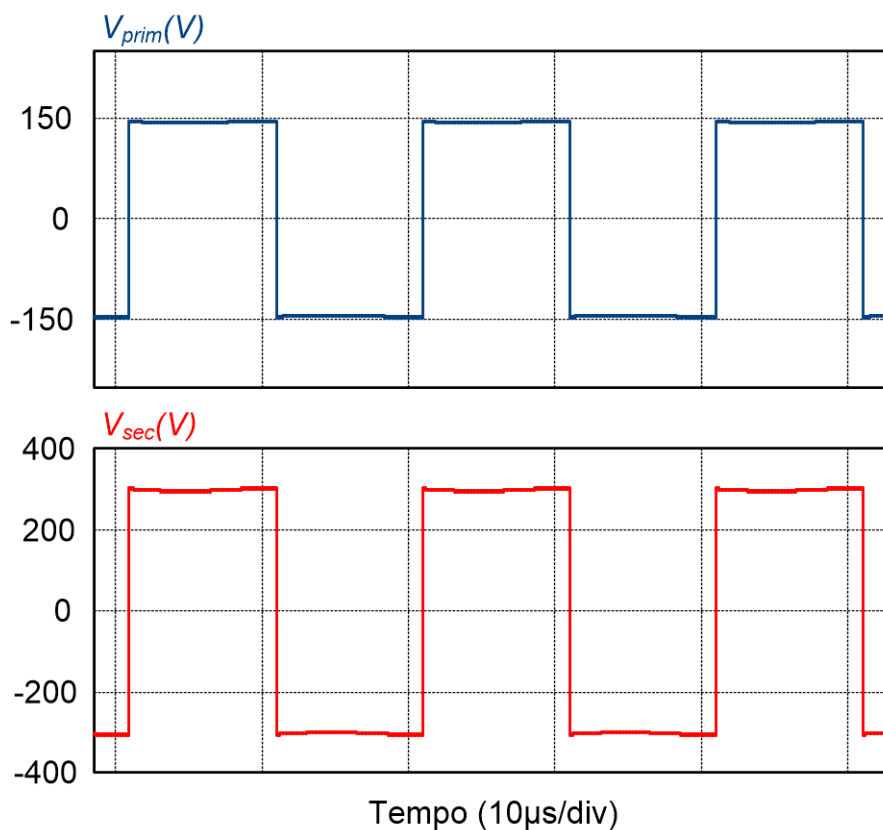


Fonte: Autoria própria

Pode-se visualizar os quatro níveis de tensão que são impostos nos pontos “a” e “b”, comprovando o projeto do conversor na região MCC4. Os níveis de tensão apresentados são de 240 V e 120 V, ou seja, V_{in} e $V_{in}/2$, respectivamente.

As formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador são mostradas na Figura 132.

Figura 132 – Formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador

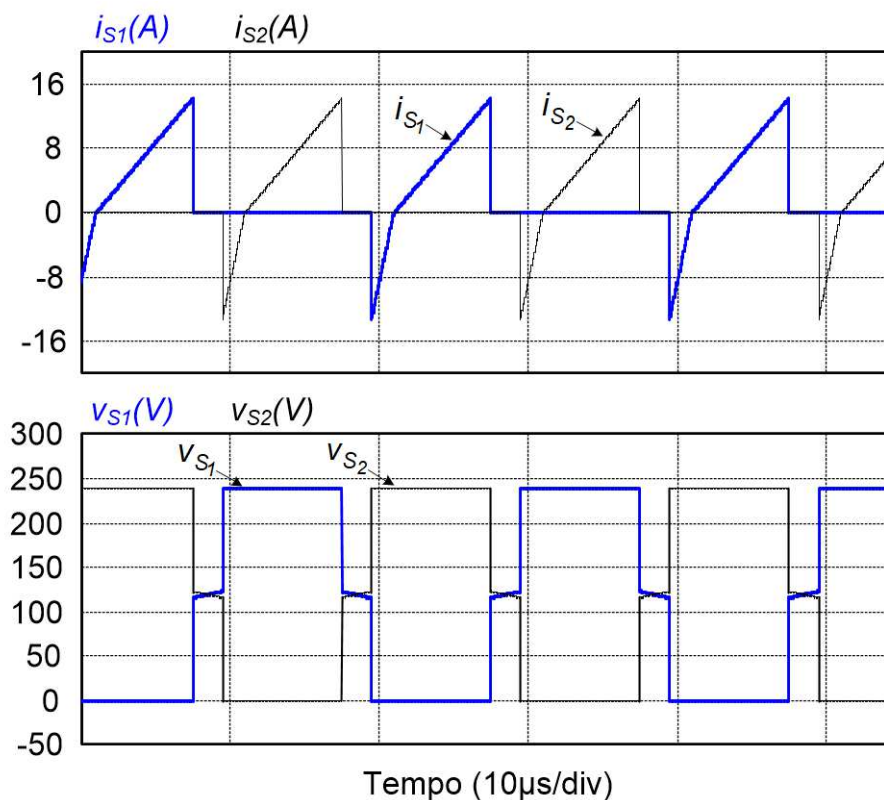


Fonte: Autoria própria

As formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 podem ser visualizadas na Figura 133. Observa-se que por imposição do circuito as formas de onda de ambos os interruptores são iguais, tendo os mesmos valores de corrente máxima, média e eficaz e valores de tensão máxima. A corrente máxima nestes interruptores é aproximadamente 14,2 A, enquanto que a tensão máxima sobre os mesmos é de 240 V, ou seja, igual a tensão de entrada.

As formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 são ilustradas na Figura 134.

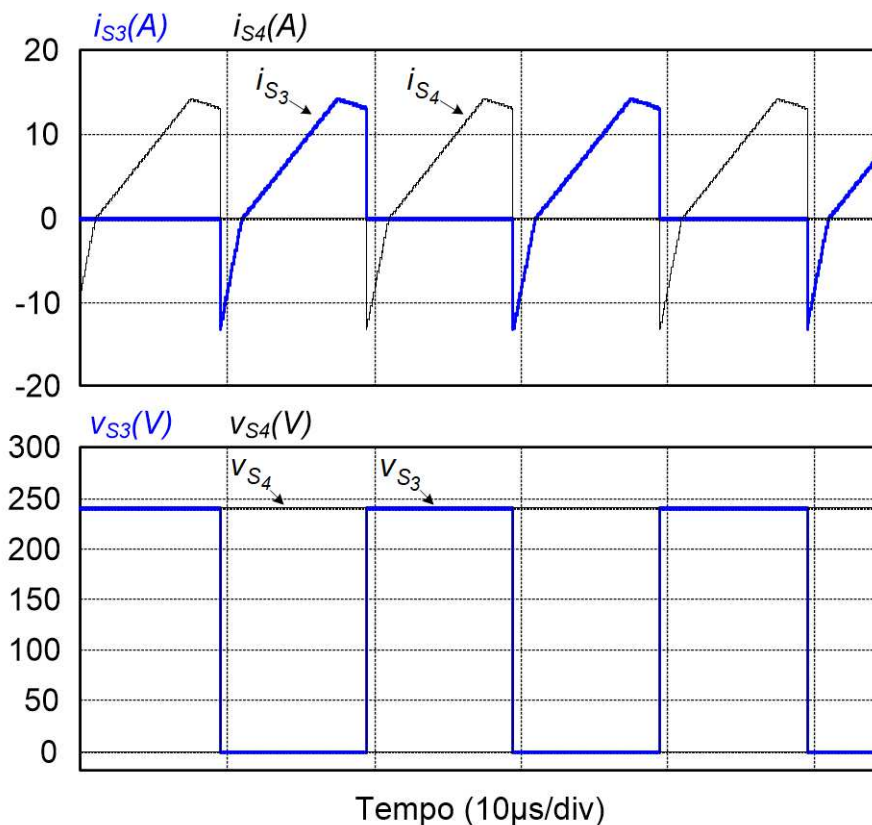
Figura 133 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (MCC4)



Tempo (10µs/div)

Fonte: Autoria própria

Figura 134 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (MCC4)



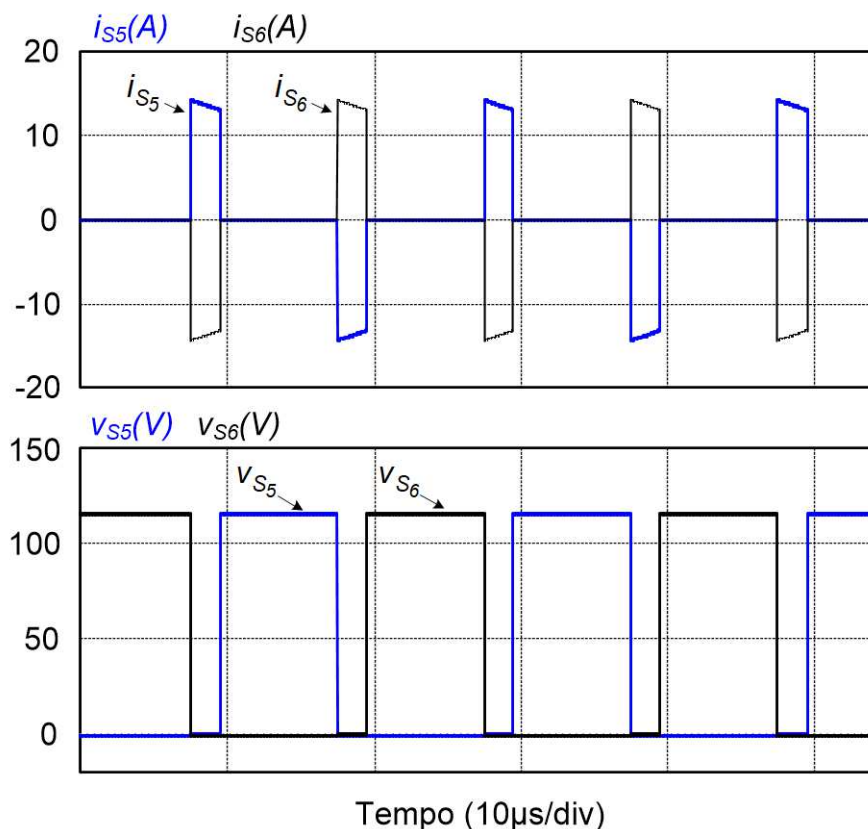
Tempo (10µs/div)

Fonte: Autoria própria

Como pode ser observado, a corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4 também é aproximadamente 14,2 A, e a tensão máxima sobre os mesmos é igual a tensão de entrada.

Na Figura 135 são apresentadas as formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 .

Figura 135 – Forma de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (MCC4)

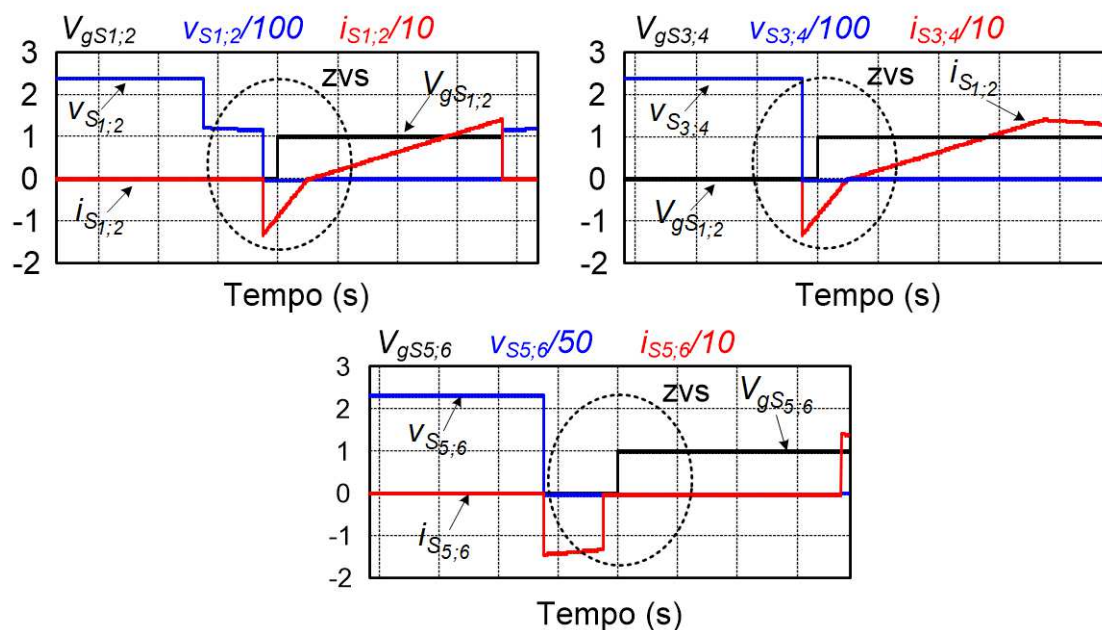


Fonte: Autoria própria

Visualiza-se que do mesmo modo que nos outros interruptores, a corrente máxima em S_5 e S_6 é igual a aproximadamente 14,2 A. Já a tensão submetida nos mesmos interruptores é igual à metade da tensão de entrada, ou seja, aproximadamente 120 V.

Na Figura 136 observam-se os momentos da comutação suave na entrada em condução dos interruptores da topologia, sendo uma comutação do tipo ZVS, em que no momento do comando dos interruptores a tensão sobre os mesmos é nula. Para melhor visualização da comutação suave, as tensões e correntes nos interruptores foram diminuídas.

Figura 136 – Comutação suave nos interruptores (MCC4)



Fonte: Autoria própria

No entanto o bloqueio destes interruptores é dissipativo. Para diminuir estas perdas no bloqueio dos interruptores, capacitores de auxílio à comutação são conectados em paralelo com os mesmos.

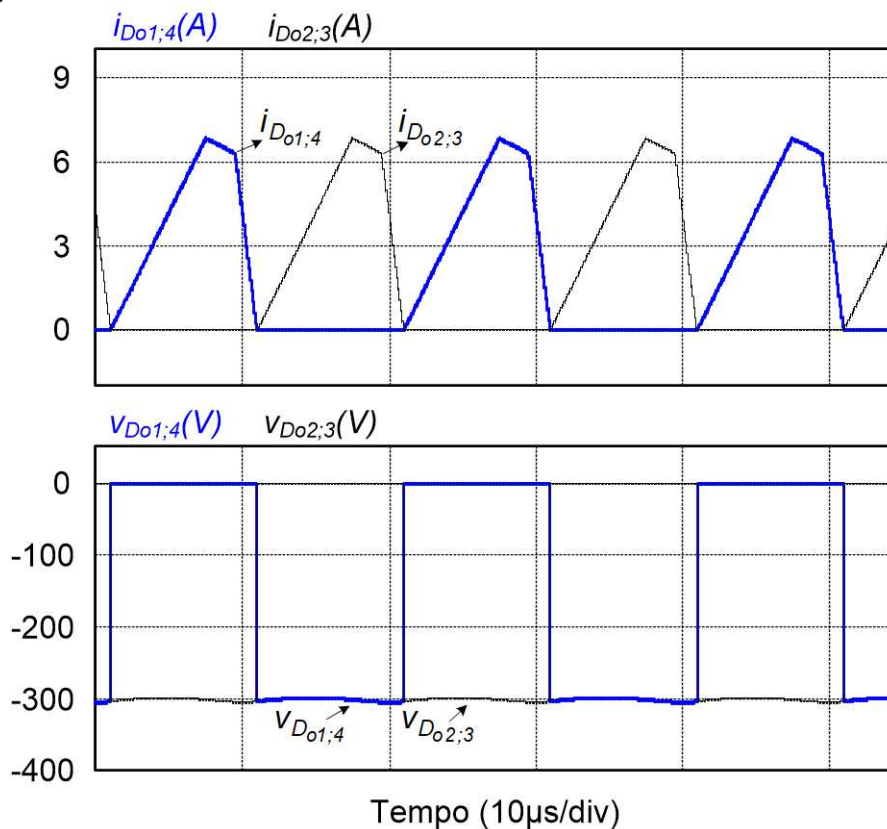
Na Figura 137 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04} .

Observa-se nestes resultados de simulação que a corrente máxima nos diodos retificadores é de aproximadamente 6,8 A, e a tensão submetida em seus terminais é igual a tensão de saída, ou seja, aproximadamente 300 V.

Na Figura 138 são apresentadas a tensão na carga e sua ondulação em alta frequência. Observa-se que a tensão média na carga atinge aproximadamente o valor de 300 V, atendendo o valor especificado de projeto. Do mesmo modo, a ondulação da tensão de saída, atende as especificações de 2%, obtendo-se um valor próximo a 6 V.

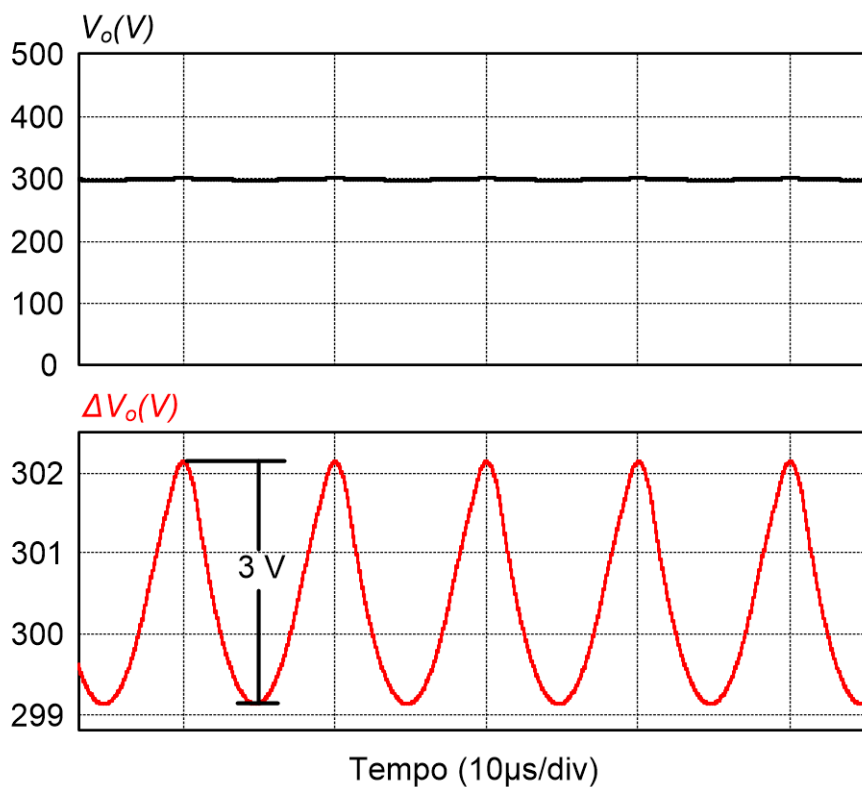
Na Figura 139 é a vez da corrente na carga a ser apresentada, em que pode ser visualizado um valor médio de 4 A, obtendo-se uma potência de saída de aproximadamente 1,2 Kw.

Figura 137 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos retificadores (MCC4)



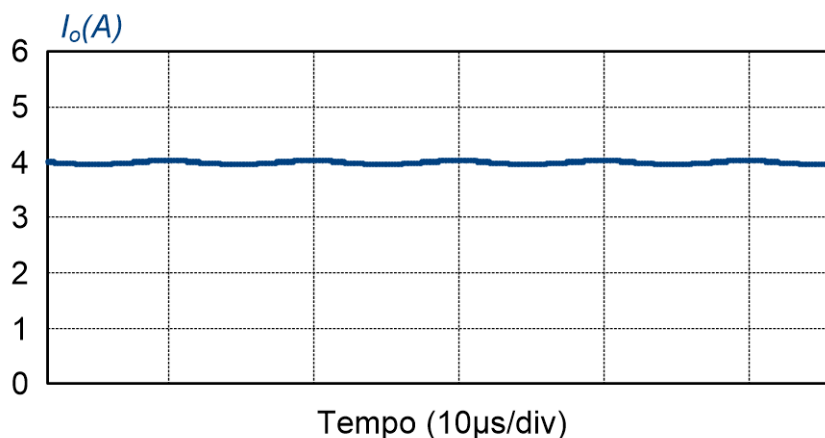
Fonte: Autoria própria

Figura 138 – Forma de onda da tensão na carga e sua ondulação (MCC4)



Fonte: Autoria própria

Figura 139 – Forma de onda da corrente na carga (MCC4)



Fonte: Autoria própria

Observando-se os resultados de simulação anteriormente apresentados é possível concluir que todos os equacionamentos e análises realizadas para o modo de condução contínua e modulação de quatro níveis são validados e comprovados.

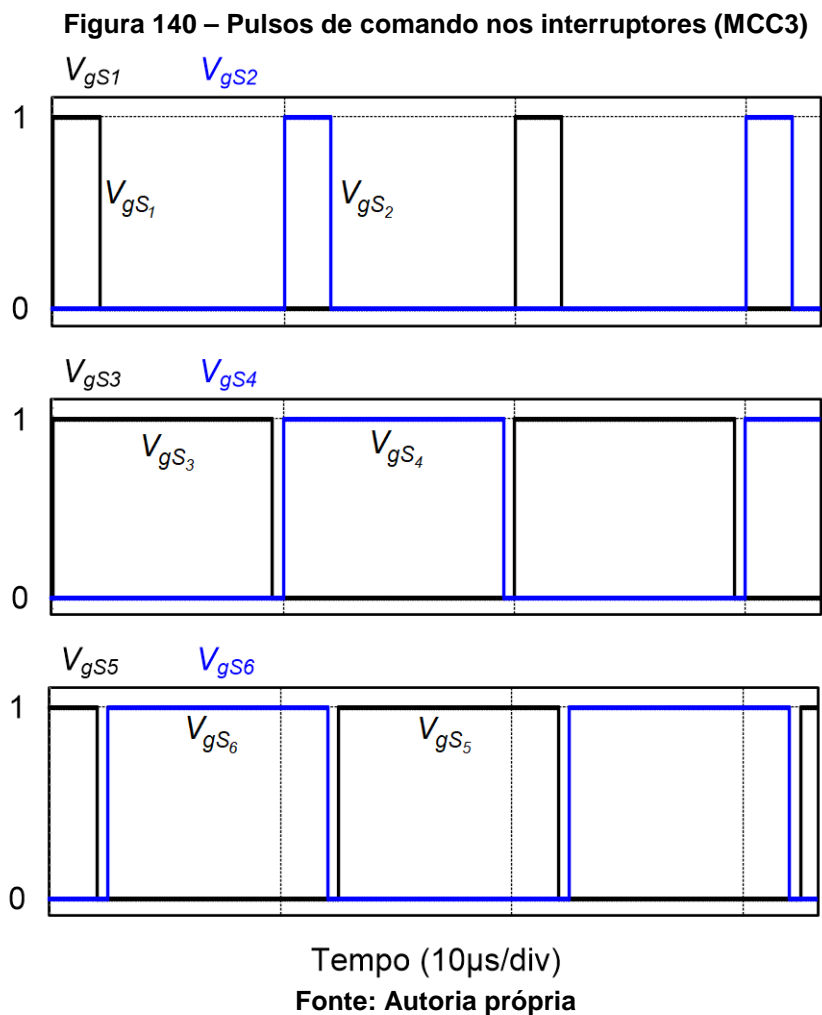
6.3.1.2 Análise para máxima tensão de entrada

Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos através de simulação numérica para a topologia operando com a máxima tensão de entrada, ou seja, 480 V. Para tal caso, o ponto de operação encontra-se na região de ocorrência do modo de condução contínua e modulação três níveis (MCC3), conforme visualizado na Figura 128.

A partir de análises preliminares, os valores calculados para simulação no modo MCC3 apresentaram tensão de saída um pouco acima do valor especificado de 300 V, e conseqüentemente uma maior potência processada. Isto é devido a uma maior ondulação nos capacitores de barramento durante o funcionamento do conversor, ocasionando um maior processamento de energia. Portanto, a fim de se obter um valor próximo dos 300 V especificado, as capacitâncias de barramento CC devem ser aumentadas.

A seguir serão apresentadas as formas de onda referentes ao funcionamento do conversor HT²-ZVS-PWM no modo de condução contínua e modulação três níveis (MCC3), conforme grandezas obtidas na Tabela 14.

A Figura 140 apresenta os pulsos de comando dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , quando o conversor opera no modo MCC3.



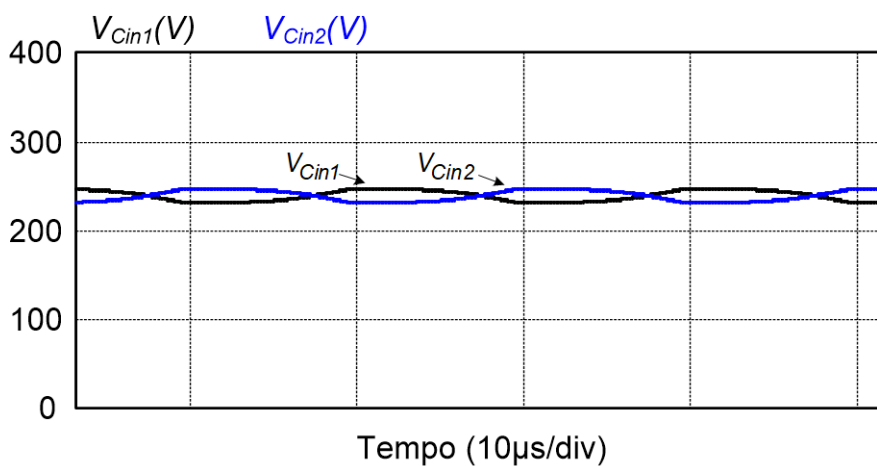
Na Figura 141 são apresentadas as formas de onda das tensões V_{Cin1} e V_{Cin2} , referentes ao barramento CC do conversor.

A partir das tensões no barramento CC conclui-se pelo resultados obtido, o equilíbrio da tensão no mesmo.

A forma de onda da corrente no indutor de dispersão L_d é apresentada na Figura 142.

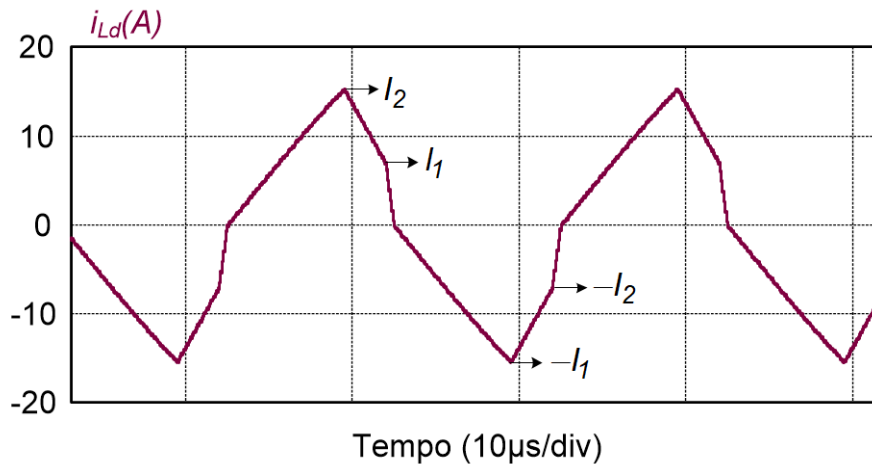
Na Figura 143 apresenta-se a forma de onda da tensão V_{ab} , a qual comprova a modulação de três níveis imposta no conversor.

Figura 141 – Formas de onda de tensão no barramento CC (MCC3)



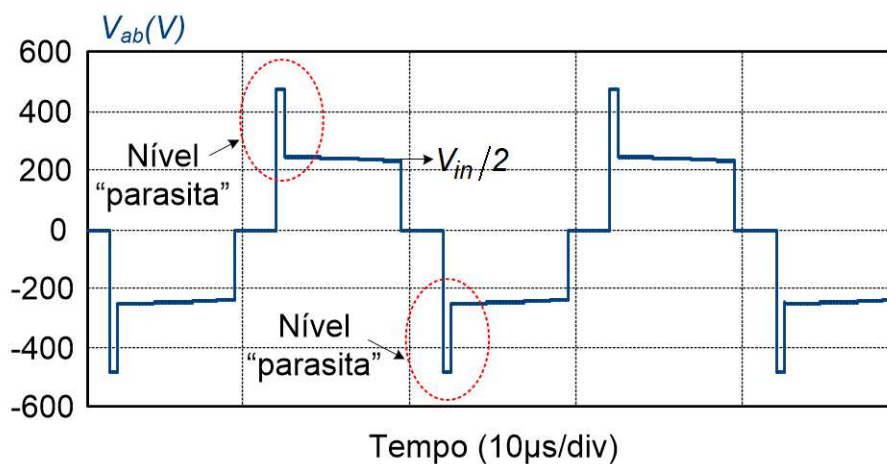
Fonte: Autoria própria

Figura 142 – Forma de onda da corrente no indutor de dispersão (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Figura 143 – Forma de onda da tensão V_{ab} (MCC3)

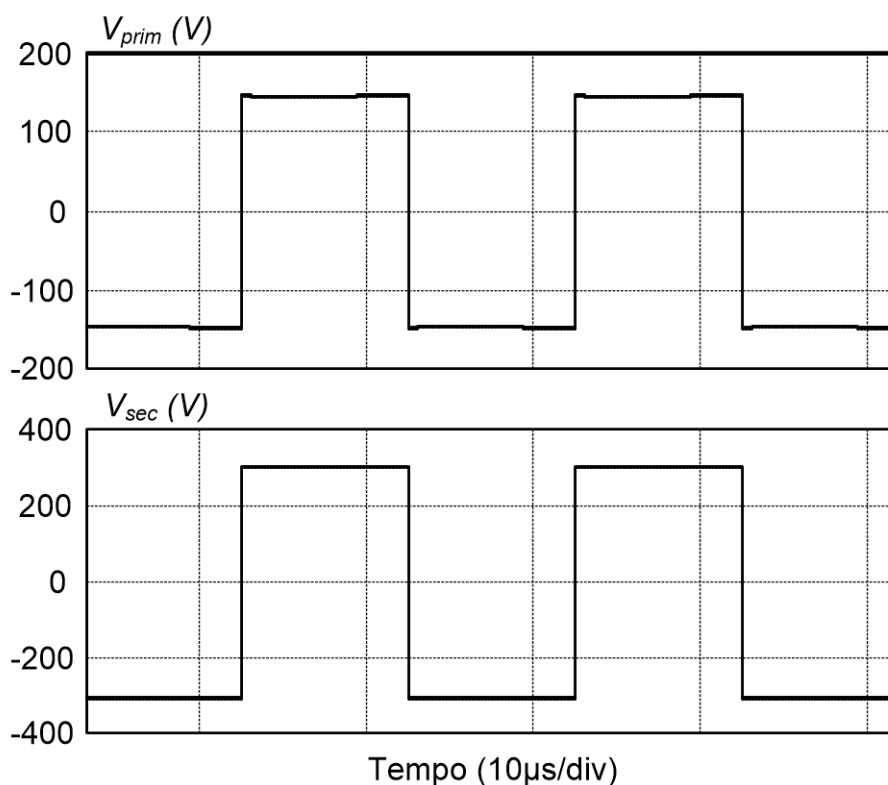


Fonte: Autoria própria

Pode-se observar a ocorrência dos dois níveis de tensão parasitas, que surgem devido à topologia do conversor e a estratégia de modulação de três níveis empregada, a qual possibilita a comutação suave em todos os interruptores da estrutura.

As formas de tensão no primário e secundário do transformador são mostradas na Figura 144.

Figura 144 – Formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador (MCC3)



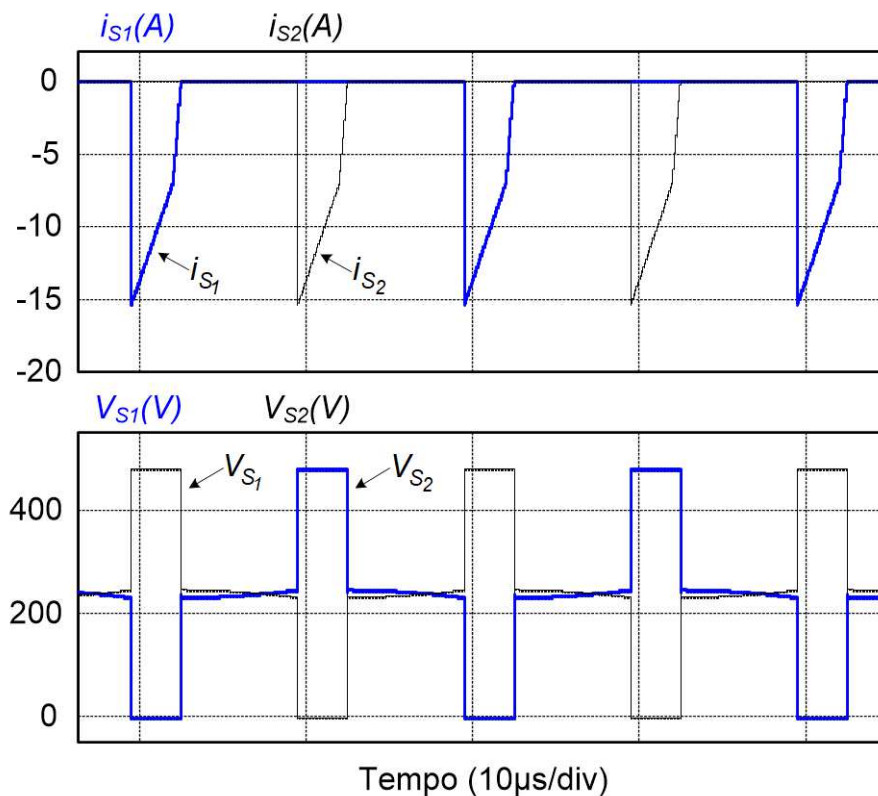
Fonte: Autoria própria

As formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 podem ser visualizadas na Figura 145. Verifica-se que na modulação de três níveis, a corrente circula pelos diodos em antiparalelo aos interruptores S_1 e S_2 , tendo valor máximo de aproximadamente 15,3 A. Devido a esta circulação de corrente pelos diodos D_1 e D_2 , há a ocorrência de mais dois níveis de tensão entre os pontos “a” e “b”.

Para o modo MCC3, as formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 são apresentadas na Figura 146. A corrente e tensão máximas nos interruptores S_3 e S_4 apresentou-se igual a aproximadamente 15,3 A e 480 V, respectivamente, sendo esta tensão igual à tensão de entrada do conversor.

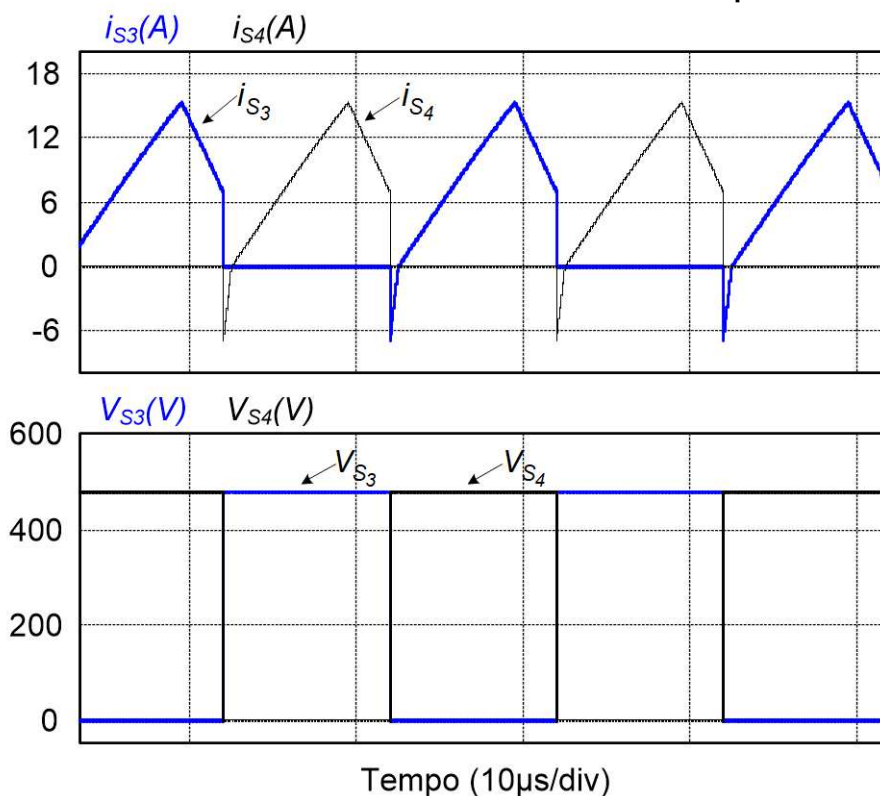
São apresentadas na Figura 147, as formas de onda de corrente e tensão referentes aos interruptores da célula Tipo T, S_5 e S_6 . Do mesmo modo que nos outros interruptores, a corrente máxima que circula por S_5 e S_6 é de aproximadamente 15,3 A. Já a tensão máxima sobre os mesmos é aproximadamente a metade da tensão de entrada, ou seja, 240 V.

Figura 145 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_1 e S_2 (MCC3)



Fonte: Autoria própria

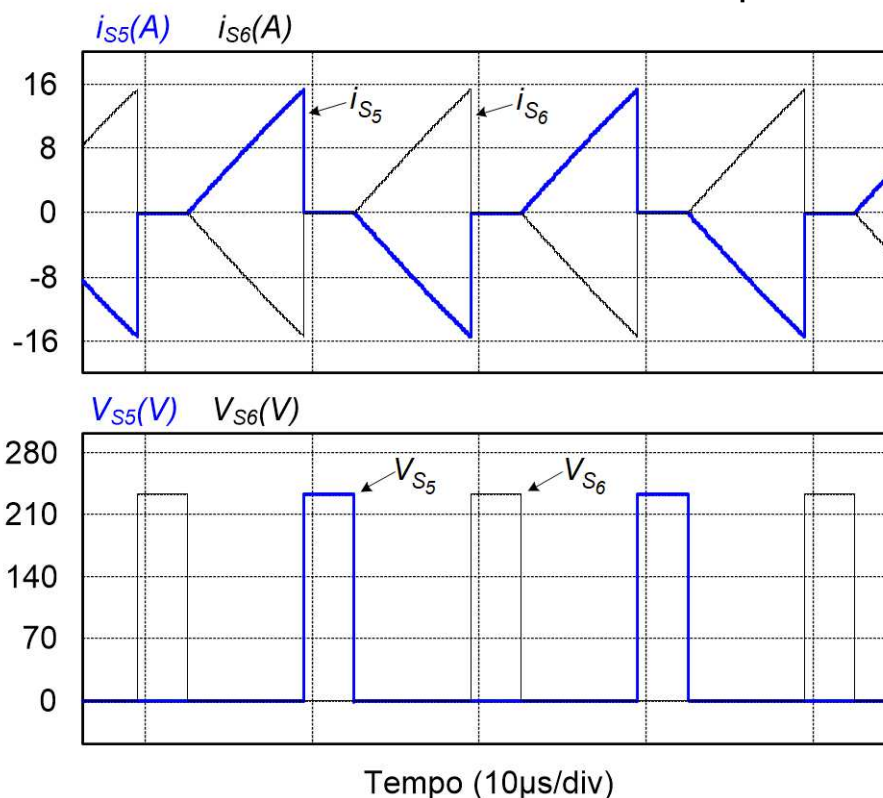
Figura 146 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_3 e S_4 (MCC3)



Fonte: Autoria própria

Do mesmo modo que na modulação de quatro níveis (MCC4) a estratégia de modulação de três níveis empregada possibilita a comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores do conversor HT²-ZVS-PWM, como apresentado na Figura 148. No momento em que é dado o pulso de comando nos interruptores a tensão sobre os mesmos é nula, caracterizando a comutação suave do tipo ZVS. No bloqueio dos interruptores há perdas dissipativas somente nos interruptores S_3 , S_4 , S_5 e S_6 . Com a adição de capacitores de auxílio à comutação, tais perdas podem ser reduzidas, impactando no rendimento do conversor.

Figura 147 – Formas de onda de corrente e tensão nos interruptores S_5 e S_6 (MCC3)

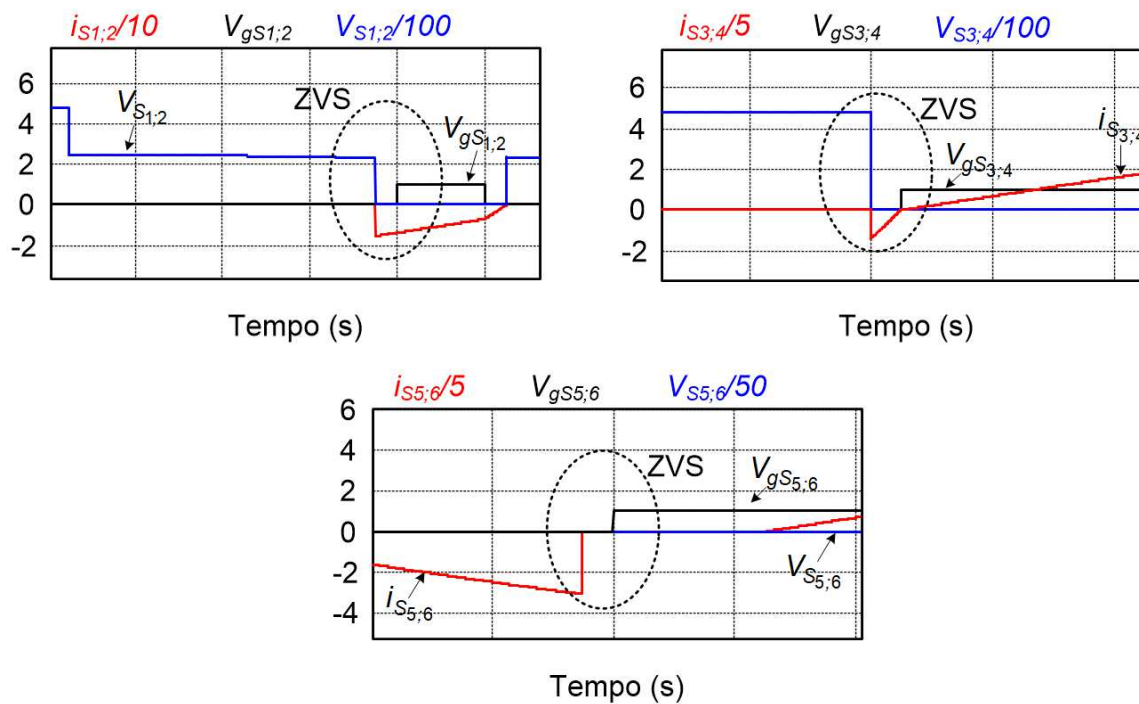


Fonte: Autoria própria

Na Figura 149 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} do modo de operação MCC3. Observa-se nestes resultados de simulação que a corrente máxima nos diodos retificadores é de aproximadamente 7,3 A, e a tensão submetida em seus terminais é aproximadamente igual a tensão média de saída, ou seja, 300 V.

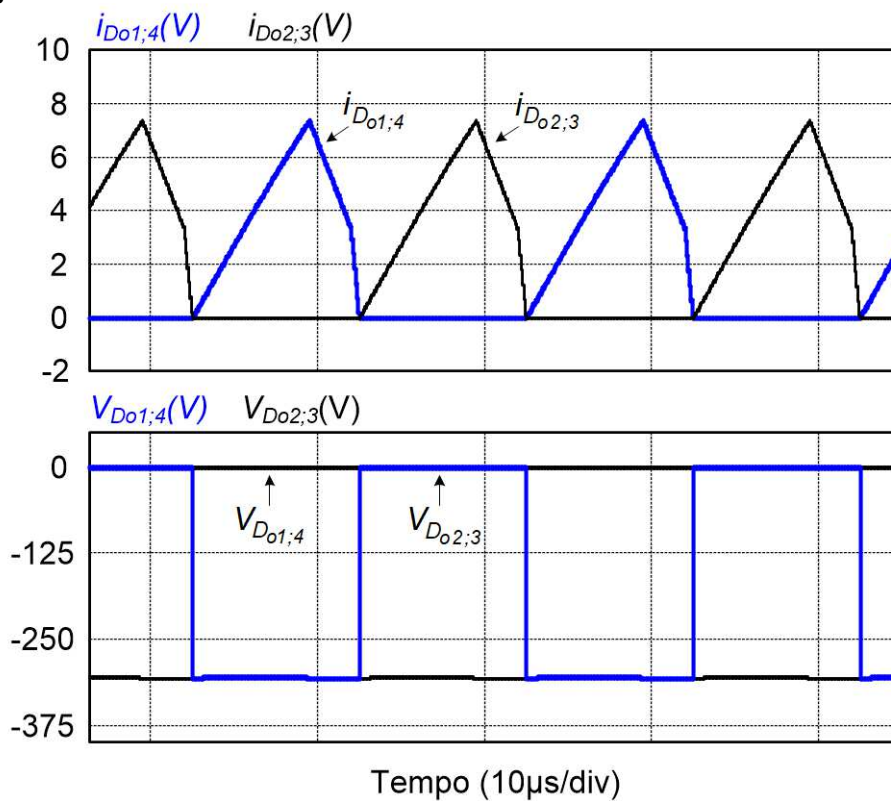
Na Figura 150 é a vez das formas de onda da tensão na carga e sua respectiva ondulação em alta frequência. Pode ser visualizado uma tensão média de aproximadamente 300 V e uma ondulação de aproximadamente 6 V, atendendo a especificação de 2% de ondulação.

Figura 148 – Comutação suave nos interruptores (MCC3)



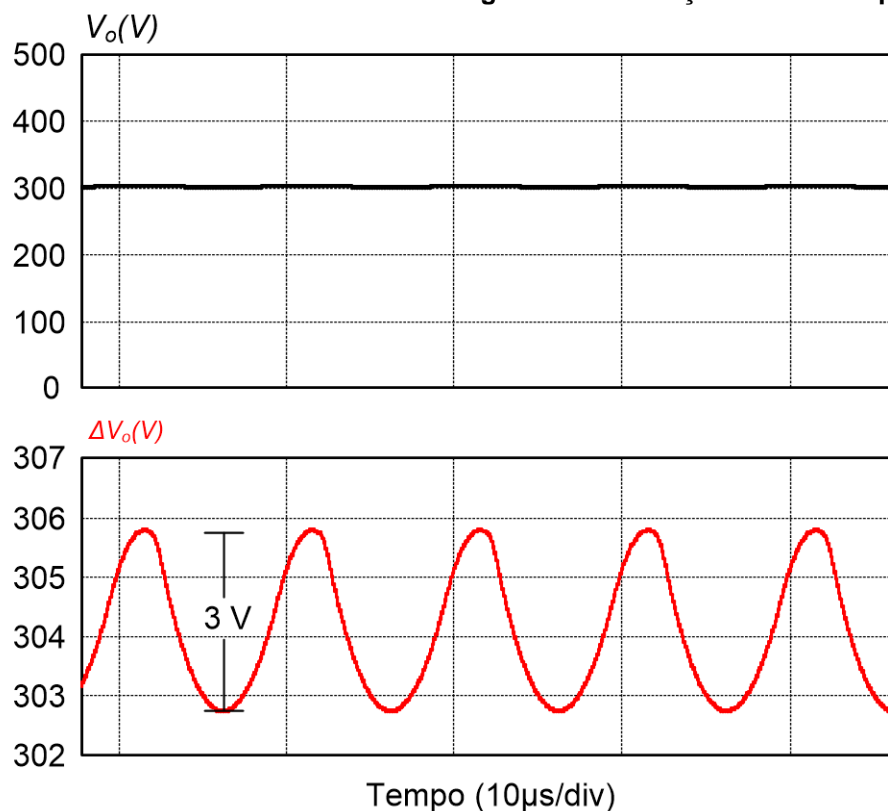
Fonte: Autoria própria

Figura 149 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos retificadores (MCC3)



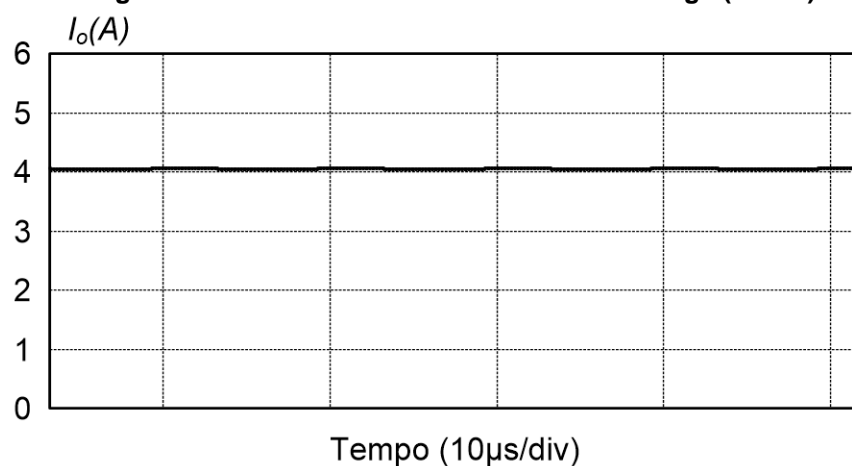
Fonte: Autoria própria

Figura 150 – Forma de onda da tensão na carga e sua ondulação em alta frequência (MCC3)



Na Figura 151 é apresentada a forma de onda da corrente de saída do conversor HT²-ZVS-PWM no modo MCC3

Figura 151 – Forma de onda da corrente na carga (MCC3)



Observa-se uma corrente média de aproximadamente 4 A, o que gera uma potência de saída calculada por simulação de 1205,8 W, validando toda a análise teórica desenvolvida.

6.3.2 Análise Comparativa entre Resultados Teóricos e Simulados

Após realizar todas as simulações, é possível fazer uma comparação entre valores teóricos e simulados, com seus respectivos erros percentuais, validando dessa forma todo o equacionamento desenvolvido.

Como apresentado na seção anterior, analisou-se a operação do conversor HT²-ZVZ-PWM para uma tensão mínima e uma tensão máxima de entrada.

Na Tabela 16 é apresentada a comparação entre os resultados teóricos e simulados do projeto do conversor no modo de condução contínua e modulação de quatro níveis (MCC4), o qual opera com a tensão mínima na entrada.

Tabela 16 – Comparação entre valores teóricos e simulados (MCC4)

Grandezas	RESULTADOS		
	Teórico	Simulado	Erro (%)
Corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2	14,208 A	14,23 A	0,15
Corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2	5,115 A	5,128 A	0,25
Corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4	14,208 A	14,23 A	0,15
Corrente eficaz nos interruptores S_3 e S_4	6,696 A	6,708 A	0,18
Corrente máxima nos interruptores S_5 e S_6	14,208 A	14,23 A	0,15
Corrente eficaz nos interruptores S_5 e S_6	6,111 A	6,127 A	0,26
Corrente média nos diodos retificadores D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04}	2 A	2 A	0
Corrente máxima nos diodos retificadores D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04}	6,819 A	6,832 A	0,19
Corrente eficaz no capacitor de saída	4,499 A	4,512 A	0,3
Corrente eficaz nos capacitores de barramento	3,056 A	3,063 A	0,23
Corrente média de saída	4 A	4 A	0
Corrente eficaz no indutor de dispersão	9,47 A	9,486 A	0,17
Ondulação da tensão de saída	3 V	3,01 V	0,33
Ondulação da tensão de entrada	12 V	12,03 V	0,27
Tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2	240 V	240 V	0
Tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4	240 V	240 V	0
Tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6	120 V	117 V	2,5
Tensão máxima nos diodos retificadores D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04}	300 V	301,23 V	0,41
Tensão média de saída V_o	300 V	300,4 V	0,13

Observa-se que o maior erro percentual é do valor da tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6 , devido a ondulação da tensão de entrada, o que causa desequilíbrio de tensão na célula do tipo T.

Na Tabela 17 são apresentadas as comparações entre resultados teóricos e simulados do projeto do conversor no modo MCC3.

Tabela 17 – Comparação entre valores teóricos e simulados (MCC3)

Grandezas	RESULTADOS				
	Teórico	Simulado	Erro (%)	Simulado*	Erro (%)*
Corrente máxima nos interruptores S_1 e S_2	15,301 A	15,333 A	0,21	15,313 A	0,08
Corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2	4,1 A	4,088 A	0,29	4,096 A	0,097
Corrente máxima nos interruptores S_3 e S_4	15,301 A	15,349 A	0,31	15,330 A	0,19
Corrente eficaz nos interruptores S_3 e S_4	6,641 A	6,720 A	1,18	6,665 A	0,36
Corrente máxima nos interruptores S_5 e S_6	15,301 A	15,349 A	0,31	15,330 A	0,19
Corrente eficaz nos interruptores S_5 e S_6	7,391 A	7,542 A	2,04	7,416 A	0,34
Corrente média nos diodos retificadores D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4}	2 A	2,02 A	1	2,006 A	0,3
Corrente máxima nos diodos retificadores D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4}	7,344 A	7,367 A	0,31	7,335 A	0,12
Corrente eficaz no capacitor de saída	2,081 A	2,09 A	0,43	2,087 A	0,29
Corrente eficaz nos capacitores de barramento	3,695 A	3,771 A	2,05	3,717 A	0,59
Corrente média de saída	4 A	4,06 A	1,5	4,01 A	0,25
Corrente eficaz no indutor de dispersão	9,394 A	9,523 A	1,37	9,413 A	0,33
Ondulação da tensão de saída	3 V	3,037 V	1,23	3,03 V	1
Ondulação da tensão de entrada	24 V	24,57 V	2,375	2,189**	0,23**
Tensão máxima nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4	480 V	480 V	0	480 V	0
Tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6	240 V	233,86 V	2,56	239,43 V	0,24
Tensão máxima nos diodos retificadores D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4}	300 V	304,1 V	1,37	300,5 V	0,17
Tensão média de saída V_o	300 V	304,1 V	1,37	300,5 V	0,17

*Resultados com capacitâncias do barramento CC de 25 μF

**Valor calculado de ondulação da tensão de entrada com 25 μF : 2,184V

Observa-se que com o aumento dos valores dos capacitores de entrada, a tensão de saída tende aos 300 V especificado. Portanto, quando há uma maior ondulação da tensão de entrada no funcionamento do conversor, há maior processamento de energia e conseqüentemente um acréscimo na potência de saída do conversor.

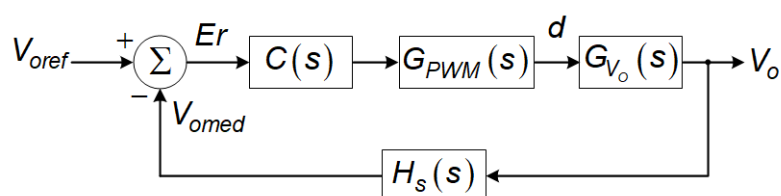
Estas análises permitiram observar o funcionamento do conversor para uma tensão mínima e uma tensão máxima de entrada. Porém, deve-se deixar evidente que com relação a implementação prática, observando-se os resultados obtidos por simulação, adota-se os valores das grandezas projetadas que se apresentam com os maiores valores de seus elementos. Estes valores projetados serão a base para a construção do protótipo, com a escolha de valores comerciais dos componentes.

6.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE MEDIÇÃO E CONTROLE

Diversas aplicações necessitam de conversores com tensão de saída controlada em determinado nível. Analisando-se o gráfico da característica de saída do conversor em estudo, verifica-se que o valor da tensão de saída depende do valor da corrente da carga. Deste modo, é necessário realizar o controle da tensão de saída da estrutura. Este controle do conversor HT²-ZVS-PWM será realizado digitalmente através da utilização de um processador digital de sinais (DSP).

O diagrama de blocos da Figura 152 apresenta o sistema de controle da tensão de saída do conversor, em que cada bloco desempenha uma função específica.

Figura 152 – Diagrama de blocos do sistema em malha fechada



Fonte: Autoria própria

A tensão de saída V_{omed} que é medida a partir de um sensor de tensão é comparada com a tensão de referência V_{oref} , gerando um sinal de erro Er que é

resultado da diferença entre ambas as tensões. O bloco $C(s)$ representa o compensador que tem como objetivo corrigir a razão cíclica a partir do sinal de erro, $G_{PWM}(s)$ representa o ganho do modulador que será considerado unitário e o bloco $H_s(s)$ representa a função de transferência do circuito de medição e condicionamento do sinal.

Definidos todos os elementos do diagrama de blocos apresentados na Figura 152, é possível estudar o comportamento da malha de controle da tensão na carga. Primeiramente, é necessário obter a função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NC}$), proveniente do produto das funções de transferência do ramo direto. Utilizando-se a expressão (6.22) e considerando $C(s) = 1$ e $G_{PWM}(s) = 1$, obtém-se a expressão (6.23).

$$FTLA_{NC}(s) = C(s)G_{PWM}(s)G_{V_o}(s)H_s(s) \quad (6.22)$$

$$FTLA_{NC}(s) = G_{V_o}(s)H_s(s) \quad (6.23)$$

Após a realização do projeto do compensador, tem-se a função de transferência de laço aberto compensada ($FTLA_C$), definida pela equação (6.24).

$$FTLA_C(s) = C(s)G_{V_o}(s)H_s(s) \quad (6.24)$$

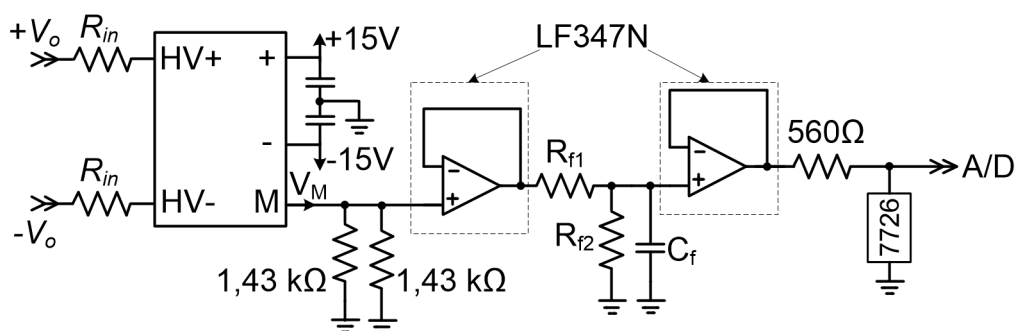
Os gráficos de diagramas de Bode da função de transferência e parâmetros do controlador projetado para o conversor, que serão apresentados nas seções seguintes, são obtidos a partir da ferramenta SISO Tool do programa Matlab.

6.4.1 Medição e Condicionamento da Tensão de Saída

O conversor HT²-ZVS-PWM deve ser regulado com uma tensão de saída de 300 V, ou seja, a variável a ser controlada é esta tensão. Para a medição da tensão de saída bem como o condicionamento do sinal para leitura no DSP, utiliza-se o circuito apresentado na Figura 153.

A tensão de saída será medida utilizando um sensor de tensão de efeito *hall*, modelo LV 25-P. Um filtro anti-aliasing é projetado, sendo responsável por atenuar componentes de frequência superior a frequência de comutação. É adotada uma frequência de amostragem igual a frequência de comutação, ou seja, 50 kHz. Portanto, este filtro é ajustado na metade da frequência de amostragem.

Figura 153 – Circuito de medição e condicionamento do sinal da tensão de saída



Fonte: Autoria própria

A partir da Figura 153, determina-se a função de transferência do circuito, a qual é representada pela equação (6.25), em que G_s é o ganho do sensor, obtido pela relação da tensão V_M de 8,48 V com a tensão de saída de 300 V, conforme (6.26). O ganho final do circuito de condicionamento é representado pela expressão

$$H_s(s) = \frac{G_s \frac{R_{f2}}{(R_{f1} + R_{f2})}}{1 + s \frac{R_{f1} R_{f2}}{(R_{f1} + R_{f2})} C_f} \quad (6.25)$$

$$G_s = \frac{8,48}{300} = 28,26 \cdot 10^{-3} \quad (6.26)$$

$$G_{final} = G_s \frac{R_{f1}}{(R_{f1} + R_{f2})} \quad (6.27)$$

Sendo a frequência de corte do filtro representada por (6.29), em que f_a representada a frequência de amostragem e arbitrando-se o valor de R_{f2} dado por (6.28), calcula-se pela equação (6.30) o valor da capacitância C_f .

$$R_{f2} = 7,5 \text{ k}\Omega \quad (6.28)$$

$$f_c = \frac{f_a}{2} \quad (6.29)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{eq} C_f} \quad (6.30)$$

Em que:

$$\frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} = \frac{1}{3,85} \quad (6.31)$$

$$R_{f1} = 2,85 R_{f2} \quad (6.32)$$

$$R_{eq} = \frac{R_{f1}R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \quad (6.33)$$

Substituindo-se os valores arbitrados em (6.30), obtém-se o valor do capacitor, conforme (6.34).

$$C_f = \frac{1}{2 \times \pi \times 5,59k \times 25k} = 1,14 \text{ nF} \quad (6.34)$$

Portanto, para o projeto utilizou-se uma capacitor comercial de 1,5 nF. Com a utilização desta capacitância, a frequência de corte resultante é de aproximadamente 19 kHz.

Substituindo-se os valores de (6.27), (6.28), (6.32) e (6.34) na função (6.25), obtém-se a função de transferência (6.35) do circuito de condicionamento e medição da tensão de saída.

$$H_s(s) = \frac{2,16}{1,5 \times 10^{-9}s + 1} \quad (6.35)$$

6.4.2 Projeto do Compensador para o Conversor

Para o projeto do compensador de tensão na condição de ponto fixo de operação da topologia, utiliza-se o método no domínio da frequência. Ressalta-se que o objetivo não é otimizar o controle da tensão de saída do conversor, mas sim, comprovar que a análise dinâmica da estrutura fornece condições para obter um compensador de tensão, o qual regule a saída em 300 V.

Primeiramente, substituindo-se os parâmetros do conversor HT²-ZVS-PWM de 1,2 kW, em operação com ponto fixo, na função de transferência (5.76), obtém-se a função de transferência (6.36).

$$G_{V_o}(s) = \frac{4,677 \times 10^{12}s + 6,531 \times 10^{18}}{52,08s^3 + 7,778 \times 10^6s^2 + 5,43 \times 10^{12}s + 3,62 \times 10^5} \quad (6.36)$$

Aplicando-se a expressão (6.23), a função de transferência de laço aberto não compensada para este caso, a qual relaciona a tensão de saída com a razão cíclica para a condição de carga nominal é dada por (6.37).

$$FTLA_{NC}(s) = \frac{3,445 \times 10^{10}s + 4,811 \times 10^{16}}{3,541 \times 10^{-4}s^4 + 105s^3 + 4,47 \times 10^2s^2 + 5,43 \times 10^{12}s + 3,62 \times 10^5} \quad (6.37)$$

Na Figura 154 é apresentado o diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto (6.37).

Deseja-se determinar um controlador que considere as características básicas a seguir, a fim de tornar o sistema estável:

- Erro nulo em regime permanente;
- Margem de fase maior que 60°;
- Banda passante do sistema compensado maior de 1 kHz.

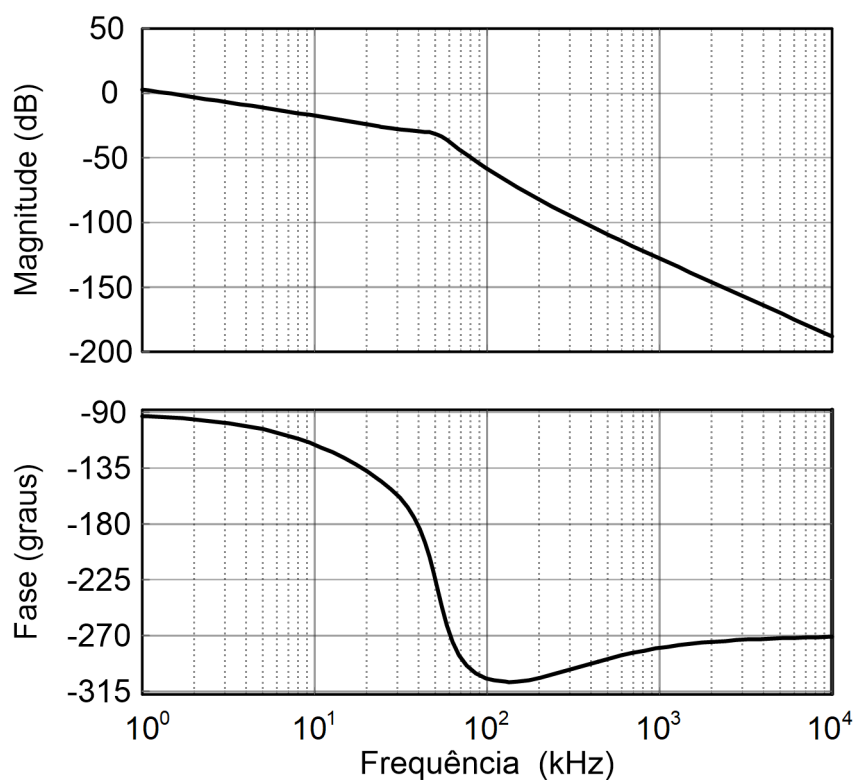
A fim de atender as especificações consideradas anteriormente, optou-se pelo controlador proporcional-integral (PI) que possui como função característica a equação (6.38).

$$C_{PI}(s) = K_i \frac{(s + \omega_{zi})}{s} \quad (6.38)$$

Em que:

- K_i – Constante do controlador;
- ω_{zi} - Frequência do zero do controlador.

Figura 154 – Diagrama de Bode da FTL_{NC} (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Conforme critérios mencionados e a resposta da planta ilustrada na Figura 154, projetou-se o controlador que possui como equação característica a expressão (6.39).

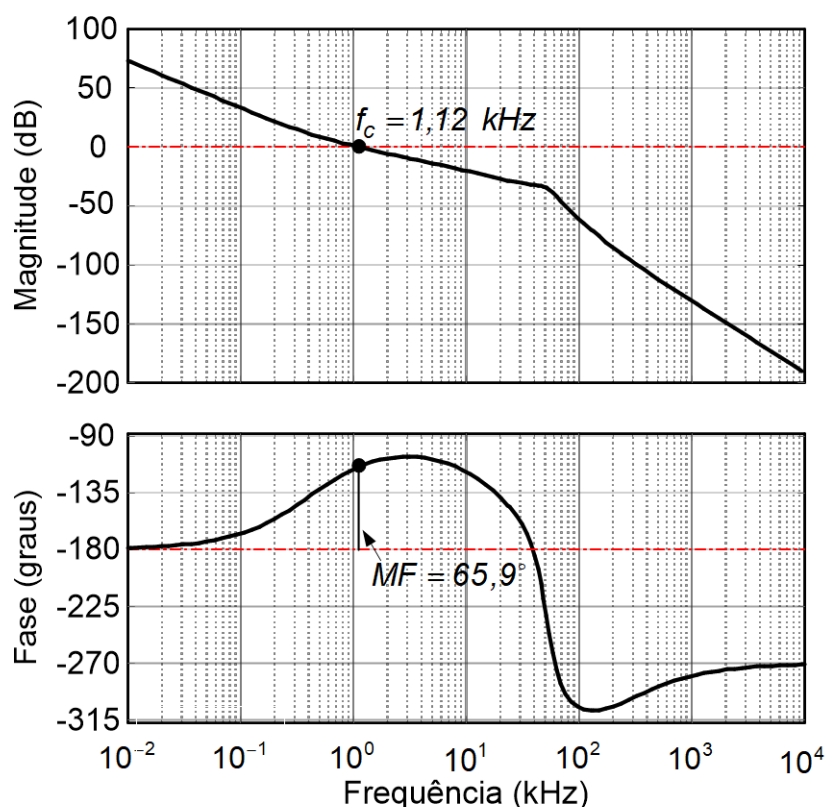
$$C(s) = \frac{0,74s + 2000}{s} \quad (6.39)$$

Aplicando-se as expressões (6.36), (6.35) e (6.39) em (6.24), obtém-se a função de transferência de laço aberto do sistema compensado dada pela expressão (6.40).

$$FTLA_c(s) = \frac{3,445 \times 10^{10} s^2 + 4,818 \times 10^{16} s + 9,622 \times 10^{19}}{3,541 \times 10^{-4} s^5 + 105 s^4 + 4,47 \times 10^7 s^3 + 5,43 \times 10^{12} s^2 + 3,62 \times 10^5 s} \quad (6.40)$$

Os diagramas de módulo e fase para o sistema compensado são apresentados na Figura 155.

Figura 155 – Diagrama de Bode da $FTLA_c$ (ponto fixo de operação)



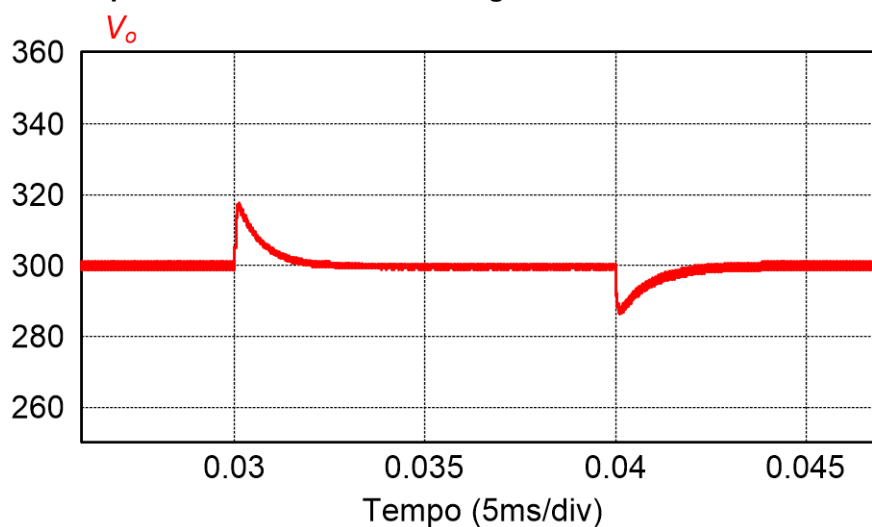
Fonte: Autoria própria

Constata-se pelos diagramas mostrados na Figura 155 que os critérios estabelecidos para o projeto do controlador são atendidos. Conclui-se que com o pólo

do controlador localizado na origem, o erro em regime permanente é nulo, a frequência de corte é de aproximadamente 1,12 kHz e a margem de fase é superior a 60°.

Para validar o controlador projetado, foi avaliada a resposta da tensão de saída a um degrau de carga por simulação. Primeiramente foi aplicado um degrau de 100% para 50% e logo após um degrau de 50% para 100% de carga. Na Figura 156 apresentam-se estas respostas da tensão de saída sendo controlada na tensão nominal de 300 V.

Figura 156 – Resposta da tensão de saída a degraus de 100% a 50% e 50% a 100% de carga



6.4.3 Discretização do Compensador

A discretização dos compensadores projetados é realizada através da transformação bilinear (Tustin). Primeiramente, para aplicar esta técnica, tem-se a expressão (6.41).

$$s = \frac{2}{T_a} \left(\frac{z^{-1} - 1}{z^{-1} + 1} \right) \quad (6.41)$$

Substituindo-se a expressão (6.41) na equação característica do controlador PI dada em (6.38), obtém-se (6.42).

$$C(z) = K_i \frac{(2f_a + \omega_{zi})z + (\omega_{zi} - 2f_a)}{2f_a(z - 1)} \quad (6.42)$$

A expressão (6.43) representa o controlador projetado no domínio 'z'.

$$C(z) = \frac{0,76 - 0,72z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (6.43)$$

Aplicando-se a propriedade do deslocamento no tempo na expressão (6.42), determina-se a equação a diferenças do controlador proporcional-integral, apresentada por (6.44).

$$u(k) = b_1 e(k) + b_0 e(k-1) - a_0 u(k-1) \quad (6.44)$$

Em que:

$$a_0 = 1 \quad (6.45)$$

$$b_0 = K_i \frac{(\omega_{zi} + 2f_a)}{2f_a} \quad (6.46)$$

$$b_1 = K_i \frac{(\omega_{zi} - 2f_a)}{2f_a} \quad (6.47)$$

A expressão (6.44) já encontra-se no formato para a implementação digital no DSP, bastando somente calcular as variáveis dadas por (6.46) e (6.47). O compensador obtido em (6.39) é descrito pela equação a diferenças dada pela expressão (6.48).

$$u(k) = u(k-1) + 0,76e(k) - 0,72e(k-1) \quad (6.48)$$

6.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados projetos e simulações numéricas do conversor HT²-ZVS-PWM com potência nominal de 1,2 kW e tensão de saída de 300 V para dois casos: operação com ponto fixo e operação com tensão de entrada mínima e máxima. Nas análises para uma tensão mínima e máxima de entrada, se observou a mudança do ponto de operação na característica de saída da estrutura. Além do mais, foi realizado o projeto de um compensador de tensão, apresentando-se a resposta da tensão de saída a degraus de carga.

Constatou-se a partir dos dados apresentados, que os valores teóricos e simulados são bem próximos, tendo assim pequenos erros percentuais entre eles. Com estes resultados satisfatórios, conclui-se que toda a análise teórica e equacionamento desenvolvido são válidos, o que permite maior segurança para dar início a etapa de implementação prática. Em relação ao projeto de controle e simulação em malha fechada, conclui-se que o resultado também apresentou-se

satisfatório, em que o controlador respondeu de forma adequada, matendo a tensão de saída do conversor regulada em 300 V.

Dos estudos realizados e resultados obtidos por simulações, acerca do conversor HT²-ZVS-PWM, algumas características são evidenciadas:

- Verificou-se que o transformador fica submetido a uma tensão simétrica, o que evita a saturação do núcleo magnético;
- Com as estratégias de modulação de três níveis e quatro níveis propostas, obtém-se comutação suave do tipo ZVS para todos os interruptores da topologia, quando esta opera no modo de condução contínua.
- Com a estratégia de modulação três níveis, empregada no modo de condução contínua, surgem mais dois níveis de tensão parasitas nos terminais 'a' e 'b', que são decorrentes do funcionamento da topologia. Poderia ser denominada como uma modulação cinco níveis, porém o intuito é a obtenção de três níveis de tensão. Uma estratégia de modulação que elimina estes níveis "parasitas" é estudada, no entanto, esta não possibilita a comutação suave ZVS em todos os interruptores, que ao contrário da estratégia de modulação adotada garante;
- Há a possibilidade de se obter comutação suave do tipo ZCS nos diodos da ponte retificadora de saída;
- Possibilidade de não haver oscilação de tensão entre capacitância de junção dos diodos de saída e indutância de dispersão do secundário do transformador, não necessitando circuito de grampeamento nestes diodos.
- Os esforços de tensão nos interruptores da célula tipo T, S_5 e S_6 , correspondem à metade dos esforços de tensão nos outros interruptores da estrutura. Isto permite o uso de interruptores de baixa tensão e baixa resistência dreno-fonte, possibilitando um aumento do rendimento do conversor;
- Em comparação com topologias com célula NPC, este conversor que emprega a célula Tipo T, possibilita um número menor ou igual de semicondutores no caminho da corrente (depende do nível imposto em V_{ab}).
- Possibilidade do uso do conversor HT²-ZVS-PWM em aplicações de ampla faixa de tensão de entrada.

7 PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO DO TIPO T

Neste capítulo serão apresentadas as etapas do projeto físico do conversor HT²-ZVS-PWM. Realizam-se dois projetos dos elementos magnéticos, para a operação com ponto fixo e operação com ampla faixa de tensão de entrada. O dimensionamento dos outros componentes da estrutura baseiam-se na operação do conversor com ampla faixa de tensão de entrada, em que apresentam-se os maiores níveis de corrente nos elementos, ou seja, o pior caso de operação. Em análises preliminares da operação do conversor, constatou-se que com tensão de entrada de aproximadamente 455 V, as correntes eficazes circulantes no conversor foram mais elevadas. Portanto, o ponto de operação de tensão de entrada de 455 V é apresentado na Tabela 18.

Tabela 18 – Ponto de operação para tensão de entrada de 455 V

Grandezas	Valores
Ganho estático (q)	0,316
Razão cíclica (D)	0,488

Fonte: Autoria própria

Esse ponto de operação refere-se à especificação de potência de saída de 1,2 kW e tensão de saída de 300 V, em que o conversor irá operar no modo de condução contínua com modulação de três níveis. No entanto, para valores de tensão máxima nos componentes, considera-se a máxima tensão de 480 V.

7.1 PROJETO DOS MAGNÉTICOS

O processamento da energia em certas aplicações da eletrônica de potência requer o uso de transformadores. Este componente, frequentemente é um dos itens mais pesados e volumosos no circuito de conversão, possuindo também um efeito significativo sobre o desempenho geral e rendimento do sistema. Conseqüentemente, a construção destes elementos tem influência importante no peso total do sistema, no rendimento da conversão de energia e no custo (MCLYMAN, 2004).

Em cada caso de operação do conversor, com ponto fixo de operação e para ampla faixa de tensão de entrada, foram utilizados dois dispositivos magnéticos no

conversor HT²-ZVS-PWM, que são: transformador de alta frequência e um indutor. No Apêndice B apresentam-se os projetos detalhados dos transformadores e no Apêndice C constam as planilhas com os projetos dos transformadores e dos indutores de dispersão L_d .

7.1.1 Projeto dos Magnéticos: Ponto Fixo de Operação

Os parâmetros do transformador projetado e construído para a operação do conversor em ponto fixo podem ser visualizados na Tabela 19. A indutância de dispersão medida equivale a aproximadamente 6 μ H.

Tabela 19 – Parâmetros do transformador construído (ponto fixo de operação)

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético (ΔB)	0,15 T
Densidade máxima de corrente ($J_{máx}$)	350 A/cm ²
Fator de utilização da área do núcleo (k_w)	0,7
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Número de espiras do primário (N_{prim})	31
Número de espiras do secundário (N_{sec})	28
Núcleo	ETD59-N97
Número de condutores em paralelo – primário	164
Número de condutores em paralelo – secundário	132
Condutor para o primário	Litz 41x38 AWG
Número de condutores em paralelo com fio Litz 41	4
Condutor para o secundário	Litz 22x38 AWG
Número de condutores em paralelo com fio Litz 22	6
Perdas totais (P_{Tr})	4,302 W
Elevação de temperatura (K)	37,846 K
Indutância de dispersão (L_{dT_r})	6 μ H

Fonte: Autoria própria

O indutor de dispersão possui seus parâmetros apresentados na Tabela 20. A indutância medida equivale a aproximadamente 156,8 μ H. Utilizou-se fios Litz na construção dos elementos magnéticos para reduzir o efeito peculiar no condutor. Pelos cálculos realizados, seriam necessários 164 e 132 fios em paralelo para o primário e secundário, respectivamente, porém, com o uso dos fios Litz 41 e 22, diminuiriam-se os números de condutores em paralelo. Além do mais, para os

dispositivos magnéticos foram utilizados núcleos de ferrite do fabricante TDK, material N97.

Tabela 20 – Parâmetros do indutor de dispersão construído

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético (ΔB)	0,1 T
Densidade máxima de corrente ($J_{máx}$)	300 A/cm ²
Fator de utilização da área do núcleo (k_w)	0,7
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Número de espiras	28 espiras
Núcleo	ETD59-N97
Número de condutores em paralelo	205 fios
Condutor escolhido	Litz 41x38 AWG
Número de condutores Litz em paralelo	5 condutores
Perdas totais (P_{Ld})	1,479 W
Elevação de temperatura (K)	13,014 K

Fonte: Autoria própria

7.1.2 Projeto dos Magnéticos: Operação com Ampla Faixa de Tensão de Entrada

Para a operação do conversor com ampla faixa de tensão de entrada, foi projetado e construído um transformador com parâmetros alocados na Tabela 21. A indutância de dispersão deste transformador medida em laboratório equivale a aproximadamente 2,29 μ H.

Já o indutor de dispersão para esta operação do conversor tem seus parâmetros mostrados na Tabela 22. A indutância medida após construção equivale a aproximadamente 39,68 μ H, valor que somado a indutância de dispersão do transformador, fornece um valor aproximado ao especificado para este projeto.

Vale ressaltar que os elementos magnéticos para a operação com ampla faixa de tensão de entrada, foram projetados considerando os maiores valores de corrente no indutor de dispersão, ou seja, a pior modo (região) de operação do conversor. Esses valores são obtidos quando o conversor opera no modo MCC3 com tensão de entrada de 455 V, tendo assim um valor máximo de corrente eficaz no primário de 9,62 A.

Tabela 21 – Parâmetros do transformador construído (operação com ampla faixa)

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético (ΔB)	0,16 T
Densidade máxima de corrente ($J_{m\acute{a}x}$)	350 A/cm ²
Fator de utilização da área do núcleo (k_w)	0,7
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Número de espiras do primário (N_{prim})	13
Número de espiras do secundário (N_{sec})	28
Núcleo	ETD59-N97
Número de condutores em paralelo – primário	369
Número de condutores em paralelo – secundário	176
Condutor para o primário	Litz 41x38 AWG
Número de condutores em paralelo com fio Litz 41	9
Condutor para o secundário	Litz 22x38 AWG
Número de condutores em paralelo com fio Litz 22	8
Perdas totais (P_{Tr})	4,864 W
Elevação de temperatura (K)	42,79 K
Indutância de dispersão (L_{dT})	2,29 μ H

Fonte: Autoria própria

Tabela 22 – Parâmetros do indutor de dispersão construído (operação com ampla faixa)

Parâmetros	Valores
Densidade de fluxo magnético (ΔB)	0,13 T
Densidade máxima de corrente ($J_{m\acute{a}x}$)	300 A/cm ²
Fator de utilização da área do núcleo (k_w)	0,7
Frequência de comutação (f_s)	50 kHz
Número de espiras	16
Núcleo	ETD59-N97
Número de condutores em paralelo	410
Condutor escolhido	Litz 41x38 AWG
Número de condutores Litz em paralelo	10
Perdas totais (P_{Ld})	2,525 W
Elevação de temperatura (K)	22,211 K

Fonte: Autoria própria

7.2 CAPACITORES DE BARRAMENTO

O valor eficaz da corrente que circula por um dos capacitores do barramento CC é calculado aplicando-se a equação (7.1).

$$\overline{I_{C_{in}ef}} = 8 \sqrt{\frac{(1-D)}{96} \left[13D^2 - 16D^2q + 7D^2q^2 - 14D + 26Dq - 26Dq^2 + 6Dq^3 + 4 - 10q + 13q^2 - 6q^3 + 3q^4 \right]} \quad (7.1)$$

Substituindo-se os valores de ganho estático e razão cíclica apresentados na Tabela 18, na equação (7.1), obtém-se o valor de corrente apresentada em (7.2).

$$I_{C_{in}ef} = \frac{\overline{I_{C_{in}ef}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.2)$$

O valor da tensão máxima submetida nos terminais dos capacitores C_{in1} e C_{in2} de barramento do conversor é dado por (7.3).

$$V_{C_{in}máx} = V_{in} \quad (7.3)$$

O valor do capacitor de barramento é obtido aplicando-se a equação (7.4).

$$C_{in1;2} = \frac{(D-1)(1+q^2-q-2D+Dq)}{4L_d f_s^2 \Delta v_{Cin(\%)}} \quad (7.4)$$

Para ambos projetos do conversor, foram utilizados quatro capacitores de polipropileno, sendo dois destes, em série, compondo a capacitância C_{in1} e os outros dois, também conectados em série, compondo C_{in2} . Os principais parâmetros dos capacitores de barramento são apresentados na Tabela 23.

Tabela 23 – Principais parâmetros dos capacitores de barramento

Características	Valores
Tensão nominal (CC)	650 V
Capacitância	10 μ F

Fonte: Autoria própria

Portanto, o valor da capacitância total de um dos capacitores do barramento CC equivale a igualdade (7.5).

$$C_{in1;2} = \frac{(10\mu F) \times (10\mu F)}{10\mu F + 10\mu F} = 5 \mu F \quad (7.5)$$

7.3 DIMENSIONAMENTO DOS INTERRUPTORES

Diferentemente dos interruptores S_5 e S_6 , que constituem a célula do tipo T, os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , possuem uma maior tensão de bloqueio submetida em seus terminais. Portanto, é possível optar pelo uso de interruptores de menor

tensão e menor resistência dreno-fonte para S_5 e S_6 . A seguir apresentam-se os dimensionamentos dos interruptores do conversor HT²-ZVS-PWM.

7.3.1 Interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4

Aplicando-se a equação (7.6), determina-se o valor eficaz da corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

$$\overline{I_{S_{1;2ef}}} = \sqrt{\frac{2}{3} \left[\frac{(6D-5)q^4 + 12(D-1)^2 q^3 + (14D^3 - 57D^2 + 60D - 19)q^2}{+(-26D^3 + 66D^2 - 54D + 14)q + 14D^3 - 27D^2 + 18D - 4} \right]} \quad (7.6)$$

Substituindo-se os valores de ganho estático e razão cíclica da Tabela 18 na equação (7.6) obtém-se (7.7).

$$I_{S_{1;2ef}} = \frac{\overline{I_{S_{1;2ef}}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.7)$$

Aplicando-se a equação (7.8), obtém-se o valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_4 .

$$\overline{I_{S_{3;4ef}}} = \sqrt{\frac{2}{3} \left[\frac{D^3(6q-12) + D^2(9q^2 - 18q + 27)}{D(-18q^2 + 18q - 18) + q^4 + 7q^2 - 6q + 4} \right]} \quad (7.8)$$

Novamente, substituindo-se os parâmetros da Tabela 18 na equação (7.8), obtém-se o valor de corrente eficaz em S_3 e S_4 apresentada por (7.9).

$$I_{S_{3;4ef}} = \frac{\overline{I_{S_{3;4ef}}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.9)$$

A tensão máxima submetida nestes interruptores é igual a tensão máxima de entrada de 480 V. Este valor de 480 V é um valor teórico, no entanto, esta tensão tende a ser maior devido aos parasitas existentes no protótipo do conversor.

Com os valores de corrente eficaz e tensão máxima definidas para os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , é possível definir o componente comercial a ser utilizado no protótipo. O interruptor escolhido é o MOSFET *IPW65R110CFD* do fabricante *INFINEON*, que possui as principais características apresentadas na Tabela 24.

Tabela 24 – Principais características do interruptor *IPW65R095C7*

Características	Valores
Valor máximo na tensão dreno-fonte (V_{DSpk})	700 V
Valor máximo da corrente de dreno (I_{Def})	31,2 A (25°C) e 19,7 A (100°C)
Resistência dreno-fonte (R_{DSon})	0,11 Ω
Tempo de entrada em condução (t_{Con})	16 ns
Tempo de bloqueio (t_{Coff})	68 ns

Fonte: Autoria própria

Foi verificado até o momento, em análises preliminares, que o conversor HT²-ZVS-PWM, opera com comutação suave do tipo ZVS em todos os interruptores para os modos de condução contínua. Portanto, as perdas por comutação não ocorrem para estes casos, sendo que as perdas totais nos interruptores se resumem somente em perdas em condução. As perdas em condução nos interruptores S_1 , S_2 e S_3 e S_4 são calculadas pelas expressões (7.10) e (7.11), respectivamente.

$$P_{condS_{1;2}} = R_{DSonS_{1;2}} I_{S_{1;2}ef}^2 \quad (7.10)$$

$$P_{condS_{3;4}} = R_{DSonS_{3;4}} I_{S_{3;4}ef}^2 \quad (7.11)$$

7.3.2 Interruptores S_5 e S_6 : Tipo T

O cálculo do valor eficaz da corrente nos interruptores S_5 e S_6 é realizado a partir da equação (7.12).

$$\overline{I_{S_{5;6}ef}} = \sqrt{\frac{8}{3}(1-D) \left[\frac{3q^4 + (6D-6)q^3 + (7D^2 - 26D + 13)q^2}{(-16D^2 + 26D - 10)q + 13D^2 - 14D + 4} \right]} \quad (7.12)$$

Com a substituição dos parâmetros na equação (7.12), obtém-se o valor eficaz da corrente nestes interruptores por (7.13).

$$I_{S_{5;6}ef} = \frac{\overline{I_{S_{5;6}ef}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.13)$$

A tensão reversa aplicada sobre os interruptores S_5 e S_6 é igual a metade da tensão máxima de entrada aplicada no conversor. Optou-se pelo uso do MOSFET do fabricante *ST* de modelo *STW75NF30*, o qual apresenta características principais apresentadas na Tabela 25.

As perdas em condução de um dos interruptores do par S_5 e S_6 é obtida aplicando-se a equação (7.14).

$$P_{cond_{S_{5,6}}} = R_{DSon_{S_{5,6}}} I_{S_{5,6}ef}^2 \quad (7.14)$$

Tabela 25 – Principais características do MOSFET STW75NF30

Características	Valores
Valor máximo na tensão dreno-fonte (V_{DSpk})	300 V
Valor máximo da corrente de dreno (I_{Def})	60 A
Resistencia dreno-fonte (R_{DSon})	45 mΩ
Tempo de entrada em condução (t_{Con})	115 ns
Tempo de bloqueio (t_{Coff})	101 ns

Fonte: Autoria própria

7.3.3 Comando dos Interruptores

Para o acionamento dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 , optou-se pelo uso de três circuitos de comando comerciais de modelo *DRO100D25A*, do fabricante *Supplier*. A alimentação desses circuitos de comando é realizada com uma única fonte auxiliar de modelo *DS320-08^a* e dois transformadores de pulso *TRM480D20A*, do mesmo fabricante.

Os circuitos de comando dos interruptores possuem as seguintes características (SUPPLIER, 2011):

- Projetados para comandar transistores de até 1200 V;
- Pode comandar dois interruptores;
- Frequência de comutação até 100 kHz;
- Isolados pelo optoacoplador HCPL-316J;
- Corrente máxima de pico de saída de 2,5 A;
- Monitoração da tensão de saturação
- Tempo morto ajustável;
- Proteção contra curto circuito e sub-tensão da fonte de alimentação;
- Fonte isolada interna.

A lógica de comando destes interruptores é implementada em um DSP (*Digital Signal Processor*) comercial de modelo *TMS320F28337S*, do fabricante *Texas Instruments*.

No Apêndice D são apresentados os diagramas elétricos dos circuitos de comando, juntamente com a fonte auxiliar e os transformadores de pulso, necessários ao comando dos interruptores do conversor.

7.4 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

Aplicando-se a equação (7.15), o valor médio da corrente em cada diodo da ponte retificadora de saída é calculado.

$$\overline{I_{D_{ret}méd}} = \frac{n(6D - 3D^2 - 2 - q^2)}{2} \quad (7.15)$$

O valor da corrente eficaz nos diodos retificadores é obtido pela equação (7.16).

$$\overline{I_{D_{ret}ef}} = n \sqrt{\frac{2}{3} \left[\frac{D^3(6q - 12) + D^2(9q^2 - 18q + 27) + D(18q - 18q^2 - 18) + q^4 + 7q^2 - 6q + 4}{3} \right]} \quad (7.16)$$

Substituindo-se os parâmetros nas expressões (7.15) e (7.16), são obtidos os valores de corrente pelas expressões (7.17) e (7.18).

$$I_{D_{ret}méd} = \frac{\overline{I_{D_{ret}méd}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.17)$$

$$I_{D_{ret}ef} = \frac{\overline{I_{D_{ret}ef}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.18)$$

A tensão reversa aplicada em um diodo da ponte retificadora de saída do conversor HT²-ZVS-PWM, equivale a tensão de saída, representada por (7.19).

$$V_{RRM_{D_{ret}}} = V_{D_{ret}máx} = 300 \text{ V} \quad (7.19)$$

A partir dos resultados anteriormente obtidos, o diodo retificador escolhido é o de modelo *STTH6004W* do fabricante *ST*, com as principais características do mesmo apresentadas na Tabela 26.

Pelo fato dos diodos retificadores da saída apresentarem comutação suave do tipo ZCS, as quantidades de energia liberadas durante a recuperação reversa podem ser desprezadas. Portanto, as perdas nestes diodos são somente resumidas em perdas em condução e calculadas pela expressão (7.20).

$$P_{cond_{D_{ret}}} = V_{TO} I_{D_{ret}méd} + r_T I_{D_{ret}ef}^2 \quad (7.20)$$

Tabela 26 – Principais características do diodo STTH6004W

Características	Valores
Tensão máxima reversa (V_{RRM})	400 V
Queda de tensão direta (150°C)	0,83 V
Valor médio da corrente	60 A
Resistência de condução*	3,75 mΩ

* Estimada pelo *datasheet* do componente

Fonte: Autoria própria

7.5 CAPACITOR DE SAÍDA

O valor eficaz da corrente que circula no capacitor de saída é calculado pela expressão (7.21).

$$\overline{I_{C_{oef}}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left[\frac{-27D^4 + 60D^3 - 36D^2 + 4 + 24q(D-1)^3 + 18q^2 \left(D - \frac{2}{3} \right) \left(D - \frac{4}{3} \right) + q^4}{18q^2 \left(D - \frac{2}{3} \right) \left(D - \frac{4}{3} \right) + q^4} \right]} \quad (7.21)$$

Da mesma forma que nos outros elementos, substituindo-se os parâmetros na equação (7.21), por (7.22), obtém-se o valor eficaz de corrente no capacitor de saída.

$$I_{C_{oef}} = \frac{\overline{I_{C_{oef}}} V_{in}}{8 f_s L_d} \quad (7.22)$$

A tensão máxima submetida nos terminais do capacitor de saída C_o , é igual a tensão de saída V_o , especificada no projeto, ou seja, 300 V.

O valor de capacitância de saída teórica é calculado pela equação (7.23).

$$C_o = \frac{3n^2 (3D^2 + 2Dq - q^2 - 4D - 2q + 2)^2}{128L_d f_s^2 (1 - 2q)(q + 1)\Delta v_{\alpha(\%)}} \quad (7.23)$$

Portanto, tendo-se estes valores, foram empregados dois capacitores de polipropileno conectados em série com os principais parâmetros apresentados na Tabela 27, sendo a capacitância total de saída equivalente a igualdade (7.24).

$$C_{in1,2} = \frac{(10\mu F) \times (10\mu F)}{10\mu F + 10\mu F} = 5 \mu F \quad (7.24)$$

Tabela 27 – Principais parâmetros dos capacitores de saída

Características	Valores
Tensão nominal (CC)	650 V
Capacitância (F)	10 μ F

Fonte: Autoria própria

7.6 CAPACITORES DE COMUTAÇÃO

A partir dos resultados da análise da comutação do conversor realizada no capítulo 4, determinam-se os valores máximos de capacitância equivalente de comutação e valores de tempo morto para o pior caso de operação do conversor. Serão realizados testes com uma capacitância equivalente de comutação conectada em paralelo em cada interruptor de aproximadamente 1 nF, resultado da soma da capacitância entre dreno e source do MOSFET escolhido e dois capacitores de polipropileno de 1 nF/630 V conectados em série. Já o valor de tempo morto utilizado, opta-se por somente um valor, o qual possa atender a todas as comutações dos interruptores da topologia. Na Tabela 28 são apresentados os valores de capacitância equivalente obtidas, capacitância de comutação utilizada e tempo morto especificados da análise realizada.

Tabela 28 – Capacitância de comutação e tempo morto

Capacitância equivalente de comutação (C_{eq})	Capacitância equivalente utilizada	Valor de tempo morto (capacitância utilizada)
$C_{eq1} (S_1 \text{ e } S_2) = 285,443 \text{ nF}$	$C_{eq1} (S_1 \text{ e } S_2) = 1 \text{ nF}$	>41,985 ns
$C_{eq2} (S_3 \text{ e } S_4) = 15,798 \text{ nF}$	$C_{eq2} (S_3 \text{ e } S_4) = 1 \text{ nF}$	>59,11 ns
$C_{eq1} (S_5 \text{ e } S_6)^*$	$C_{eq1} (S_5 \text{ e } S_6) = 1 \text{ nF}$	>1,534 μ s*

*Sempre há comutação suave, independente do valor da capacitância equivalente e tempo morto.

Fonte: Autoria própria

Obseva-se que sempre haverá comutação suave nos interruptores S_5 e S_6 , independente do valor da capacitância equivalente de comutação. Em relação ao tempo morto para os interruptores S_5 e S_6 , devido a estes serem comandados a conduzir na sexta etapa, sendo que a comutação realiza-se somente na décima segunda etapa, o valor de tempo morto calculado apresentou-se elevado. Os valores de tempo morto devem ser maiores que os valores da Tabela 28, garantindo-se a entrada em condução dos interruptores com comutação suave.

7.7 ANÁLISE DE PERDAS

Com as equações de perdas de potência de cada elemento do conversor, é possível realizar um cálculo da estimativa de rendimento da topologia quando esta opera com ponto fixo e com tensões de entrada de 240 V e 480 V, o que caracteriza a operação com ampla faixa de tensão de entrada. As perdas de energia calculadas para ambas as operações são apresentadas na Tabela 29. Ao longo da análise do conversor, as perdas nos capacitores da estrutura são desprezadas.

Tabela 29 – Perdas de energia nos elementos do conversor HT²-ZVS-PWM

Elementos	Ponto fixo	240 V	480 V
Perdas no Transformador (P_{Tr})	4,302 W	5,995 W	5,951 W
Perdas no Indutor L_d (P_{Ld})	1,479 W	3,18 W	3,159 W
Perdas nos interruptores S_1 e S_2 ($P_{S1;2}$)	0,748 W	2,878 W	1,849 W
Perdas nos interruptores S_3 e S_4 ($P_{S3;4}$)	0,303 W	1,659 W	1,632 W
Perdas nos interruptores S_5 e S_6 ($P_{S5;6}$)	0,963 W	4,108 W	6,009 W
Perdas nos diodos retificadores (P_{Dret})	1,699 W	1,699 W	1,698 W

Fonte: Autoria própria

O rendimento do conversor pode ser estimado através da expressão (7.25).

$$\eta = \frac{P_o}{2P_{S1;2} + 2P_{S3;4} + 2P_{S5;6} + 4P_{Dret} + P_{Tr} + P_{Ld} + P_o} \quad (7.25)$$

Substituindo-se as perdas apresentadas na Tabela 29 na equação (7.25), uma estimativa do rendimento do conversor HT²-ZVS-PWM é obtida. Para potência nominal de 1,2 kW e tensão de saída de 300 V, especificado em projeto, o rendimento máximo estimado para a operação do conversor com ponto fixo foi de 98,586%. Já para a operação com tensões de entrada de 240 V e 480 V, têm-se os rendimentos de 97,303% e 97,175%, respectivamente.

7.8 PROTÓTIPO DO CONVERSOR HT²-ZVS-PWM

Com o dimensionamento de todos os semicondutores e elementos passivos do conversor HT²-ZVS-PWM, um protótipo foi construído para validar a análise teórica desenvolvida. No Apêndice D e E são apresentados os diagramas elétricos com todos os componentes utilizados no protótipo e os layouts da placa de circuito impresso, respectivamente. A lista de componentes utilizados no protótipo é apresentada na Tabela 30.

Tabela 30 – Lista de componentes do protótipo do conversor HT²-ZVS-PWM

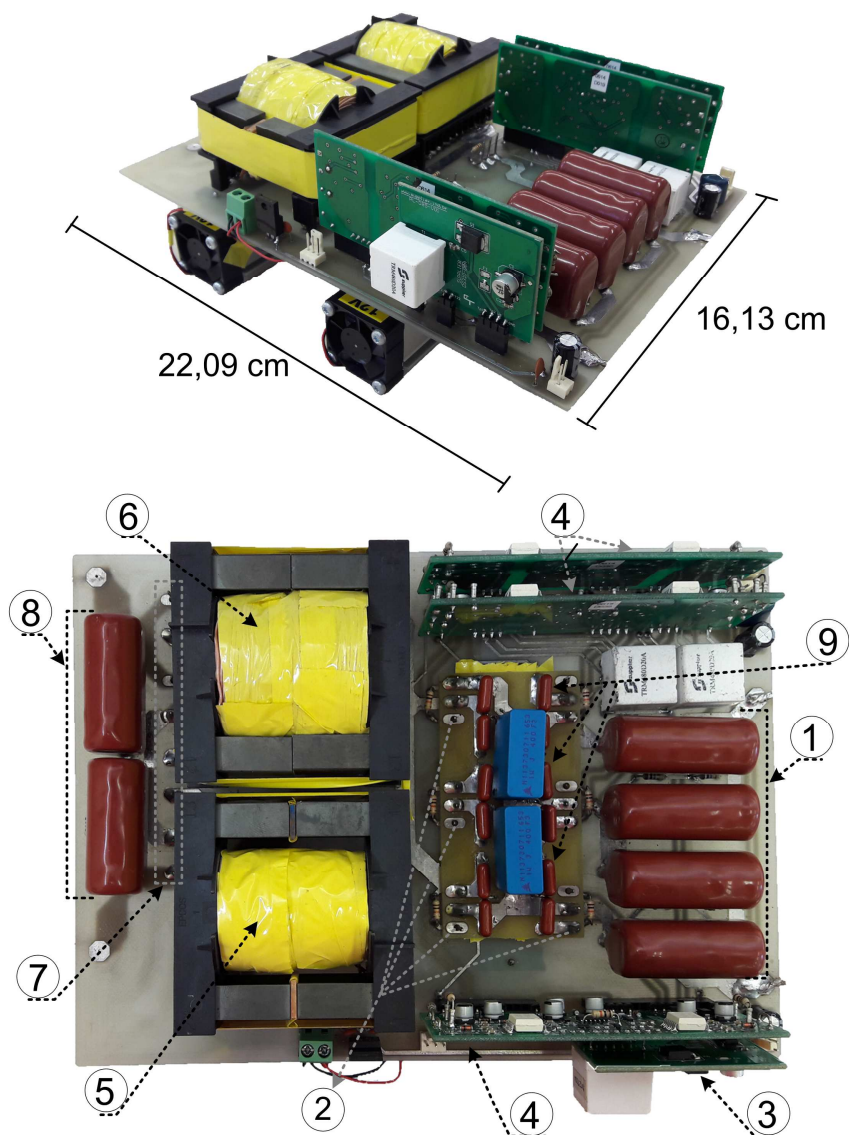
Nomenclatura	Modelo
S_1, S_2, S_3 e S_4	<i>IPW65R110CFD</i>
S_5, S_6	<i>STW75NF30</i>
C_{in1}, C_{in2}	Polipropileno 10 μ F/250 V (x2 em série)
C_o	Polipropileno 10 μ F/250 V (x2 em série)
C_1 - C_6	Polipropileno 1 nF/630 V (x2 em série)
L_d	<i>ETD59-N97</i>
T_r	<i>ETD59-N97</i>
<i>Gatedriver</i>	<i>DRO10025A</i> (x3)
$D_{o1;2;3;4}$	<i>STTH6004W</i> (x4)
<i>DSP</i>	<i>TMS320F28377S</i> (x1)

Fonte: Autoria própria

Na Figura 157 são apresentadas fotos do protótipo construído, com os componentes identificados da seguinte forma:

1. Capacitores de barramento;
2. Interruptores;
3. Placa do circuito da fonte auxiliar;
4. Placas do circuito dos *Gatedrivers*;
5. Indutor de dispersão L_d ;
6. Transformador;
7. Diodos de saída;
8. Capacitores de saída;
9. Capacitores de comutação;

Figura 157 – Fotos do protótipo construído de 1,2 kW do conversor HT²-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

7.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se os procedimentos para os projetos do conversor HT²-ZVS-PWM, utilizando-se das análises apresentadas anteriormente e de equações contidas no Apêndice A. Foram realizados dois projetos para os magnéticos da estrutura, sendo um para a operação do conversor com ponto fixo e outro para operação com ampla faixa de tensão de entrada. Já os componentes que compõem a topologia, foram escolhidos a partir de critérios de projeto, além dos parâmetros

resultantes mais elevados, relacionados a correntes máximas e eficazes e tensões máximas.

Em relação aos capacitores de comutação utilizados, deve-se deixar evidente que o objetivo não foi a otimização de valores de capacitância e tempo morto para cada interruptor. O intuito foi obter as melhores condições de funcionamento do conversor e fornecer os subsídios necessários, para trabalhos futuros, na implementação prática otimizada da análise da comutação.

Analisou-se a partir de cálculo estimativo das perdas do conversor, os rendimentos para ambos casos de operação. Verificou-se que eliminam-se as perdas em comutação nos interruptores com o emprego da comutação suave do tipo ZVS, tendo somente perdas em condução nos mesmos. Além disso, como a tensão máxima nos interruptores S_5 e S_6 é igual a metade de tensão de entrada, optou-se pelo uso de um componente de menor tensão no bloqueio e menor resistência dreno-fonte, o que possibilita o aumento do rendimento do conversor.

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

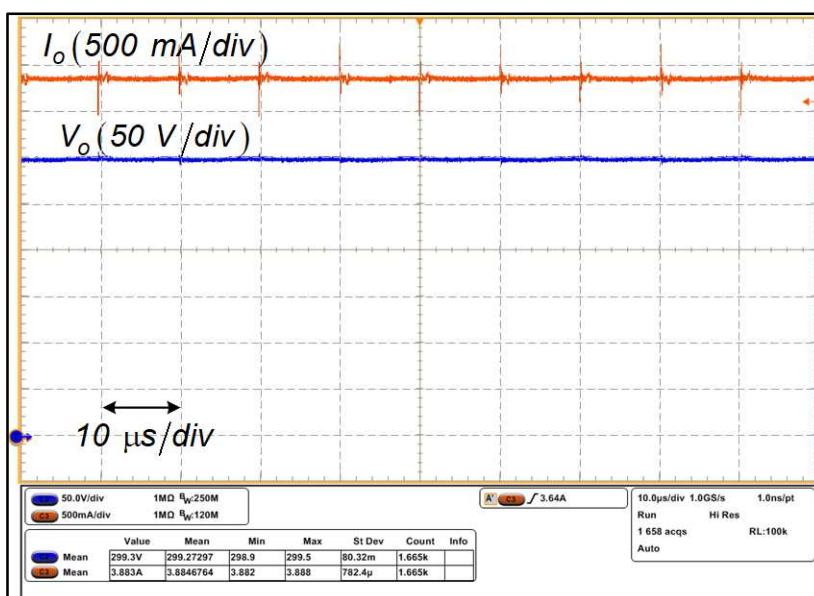
8.1 INTRODUÇÃO

Para a completa verificação das análises teóricas que foram desenvolvidas no decorrer do documento, são realizadas experimentações com o protótipo construído do conversor HT²-ZVS-PWM de 1,2 kW, conforme dimensionamento realizado no Capítulo 7. Foram obtidas as principais formas de onda referentes ao funcionamento da topologia na operação com ponto fixo e operação com ampla faixa de tensão de entrada. Apresentam-se também, curvas de rendimento para ambas operações do conversor e realizam-se comparações com o conversor CC-CC ponte completa com comutação suave ZVS modulado por largura de pulso (FB-ZVS-PWM).

8.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA PONTO FIXO DE OPERAÇÃO

Os primeiros resultados apresentados correspondem a operação do conversor HT²-ZVS-PWM com ponto fixo ($D = 0,9$ e $q = 0,7$) e potência nominal de 1,2 kW. As primeiras formas de onda apresentadas correspondem a tensão e corrente de saída, conforme apresentado na Figura 158.

Figura 158 – Tensão e corrente de saída (ponto fixo de operação)

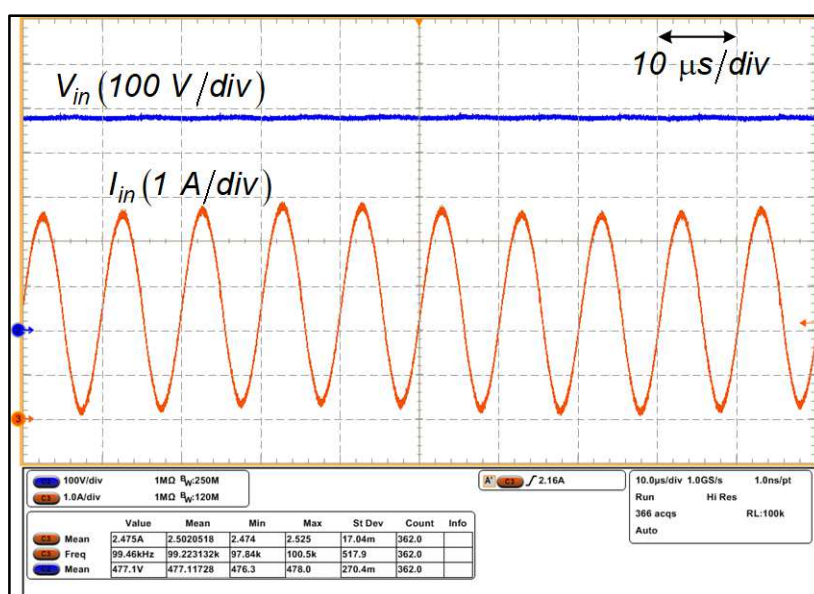


Fonte: Autoria própria

Observa-se que o valor médio da tensão de saída é de 301 V e o valor médio da corrente de saída é de 3,87 A. Estes valores foram obtidos através do ajuste manual da razão cíclica em 82%, sendo um pouco abaixo dos 90% previstos em projeto, dado que o conversor opera em malha aberta. O valor médio medido de I_o ficou bem próximo ao valor nominal de 4 A para a potência nominal de 1,2 kW.

As formas de onda da tensão e corrente de entrada do conversor são apresentadas na Figura 159.

Figura 159 – Tensão e corrente de entrada (ponto fixo de operação)

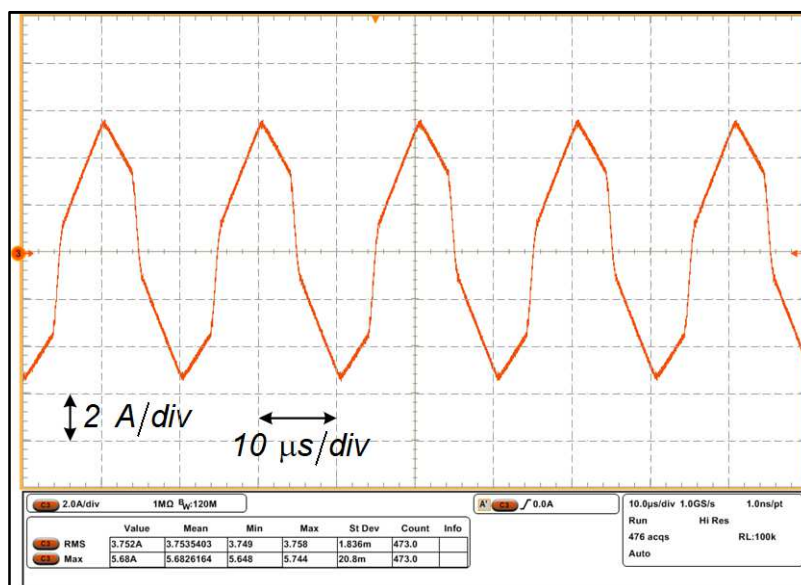


Fonte: Autoria própria

Conforme resultado obtido, a tensão de entrada atinge 477,1 V e tem-se uma corrente média de entrada de aproximadamente 2,475 A. Observa-se que a frequência é igual a duas vezes a frequência de comutação do conversor.

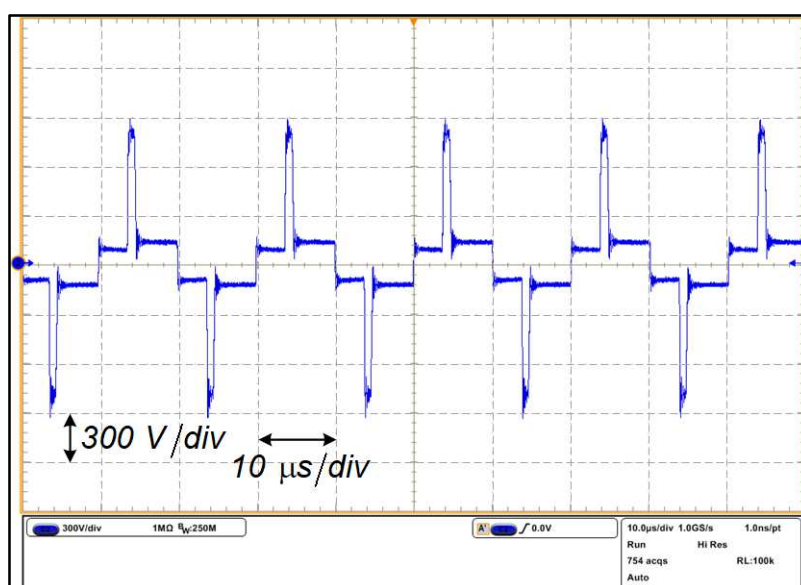
As formas de onda da corrente e tensão no indutor L_d são apresentadas Figura 160 e Figura 161, respectivamente. Pela corrente no indutor obtida experimentalmente, observa-se a operação simétrica do conversor. A corrente máxima em L_d , correspondente a corrente I_2 é de aproximadamente 5,68 A e a corrente eficaz no mesmo elemento é de aproximadamente 3,752 A.

Figura 160 – Corrente no indutor L_d (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

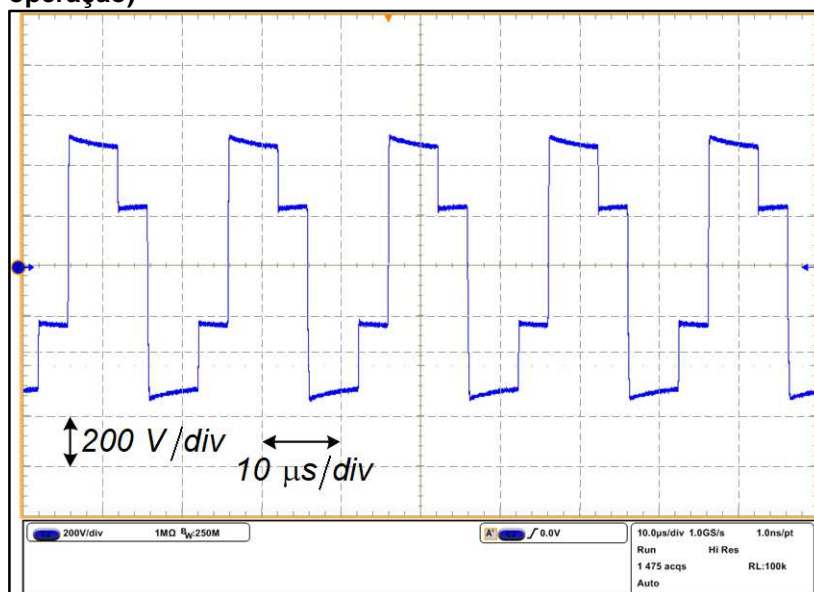
Figura 161 – Tensão no indutor L_d (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

A forma de onda da tensão entre os pontos 'a' e 'b' gerada pela célula inversora é mostrada na Figura 162. Como o ponto de operação para potência nominal encontra-se na região referente ao modo de condução contínua com modulação de quatro níveis (MCC4), é possível verificar os quatro níveis de tensão previstos na análise teórica.

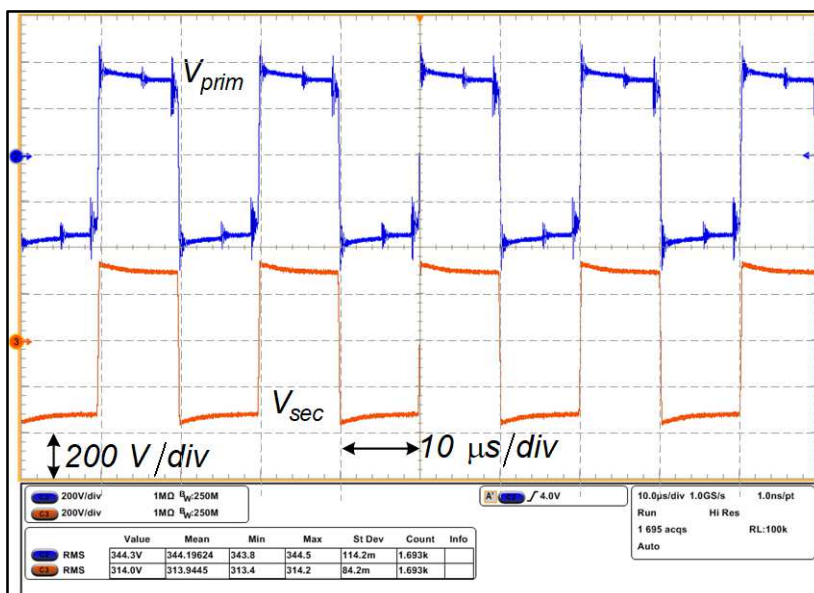
Figura 162 – Tensão entre os pontos ‘a’ e ‘b’ (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

A Figura 163 apresenta as formas de onda de tensão no primário e secundário do transformador.

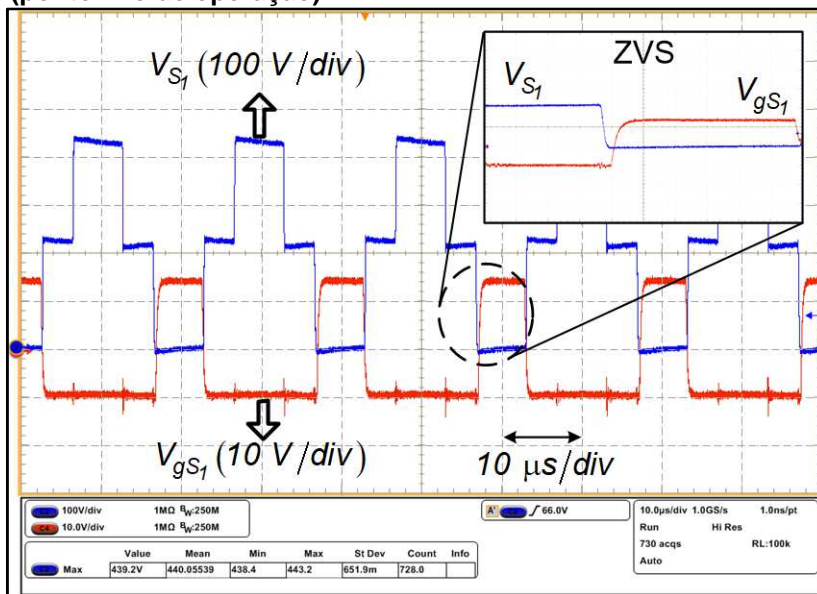
Figura 163 – Tensão no primário e secundário do transformador (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

O pulso de comando do interruptor S_1 juntamente com sua tensão de bloqueio são apresentadas na Figura 164.

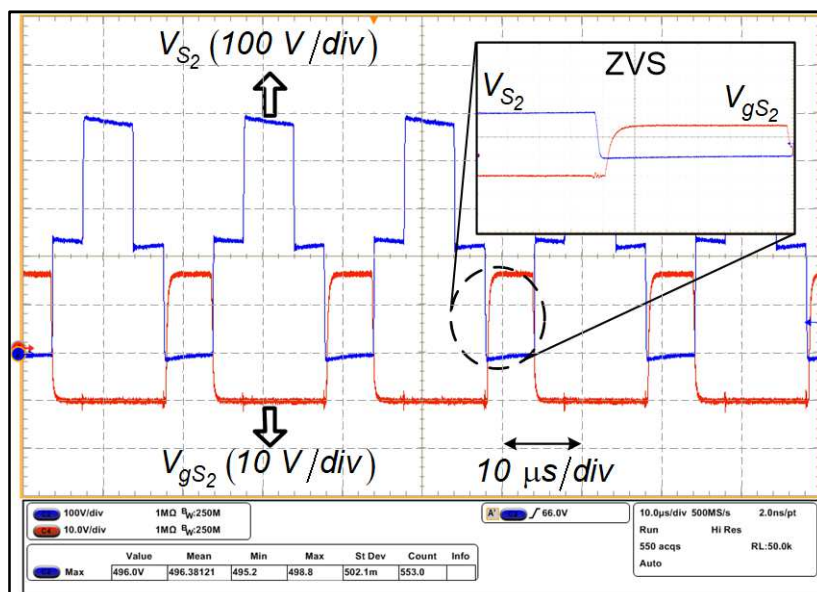
Figura 164 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_1 (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Constata-se pelo detalhe das formas de onda, a entrada em condução do interruptor S_1 com tensão nula, o que caracteriza uma comutação suave do tipo ZVS. Observa-se também, a tensão máxima neste interruptor, sendo aproximadamente igual a tensão de entrada do conversor.

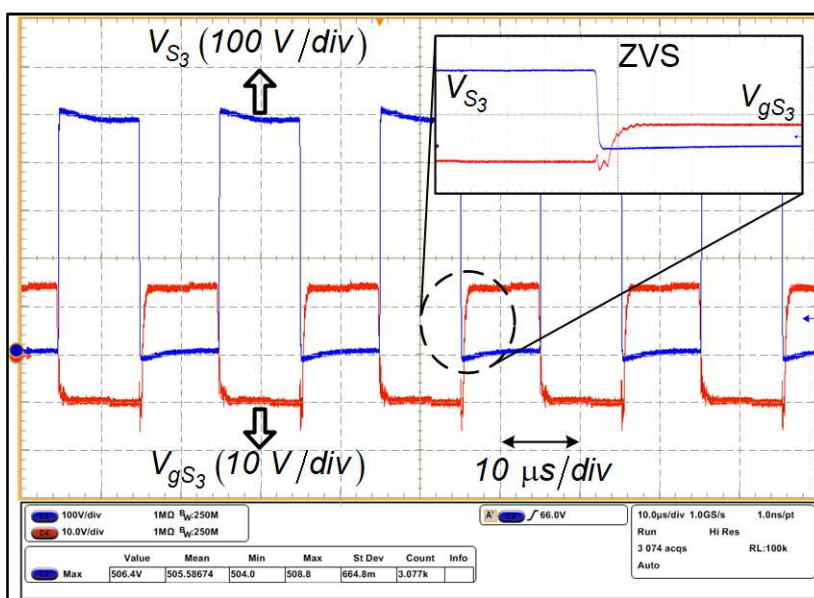
Figura 165 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_2 (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

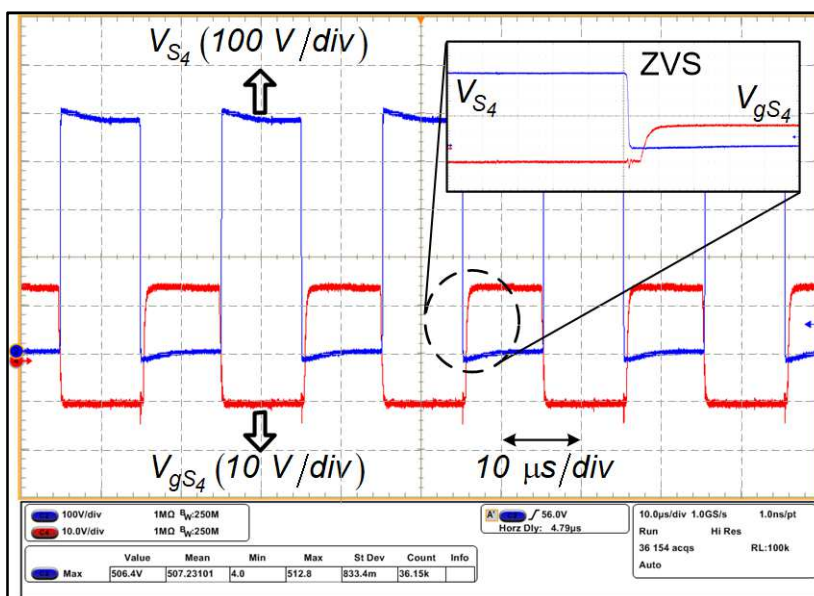
O mesmo ocorre com o interruptor S_2 , como observa-se na Figura 165, sendo possível também observar a ocorrência da comutação suave ZVS. As formas de onda de comando e tensão de bloqueio nos interruptores S_3 e S_4 são observadas na Figura 166 e Figura 167, respectivamente. Há a ocorrência da comutação suave do tipo ZVS nestes interruptores, como observado nos detalhes.

Figura 166 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_3 (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Figura 167 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_4 (ponto fixo de operação)

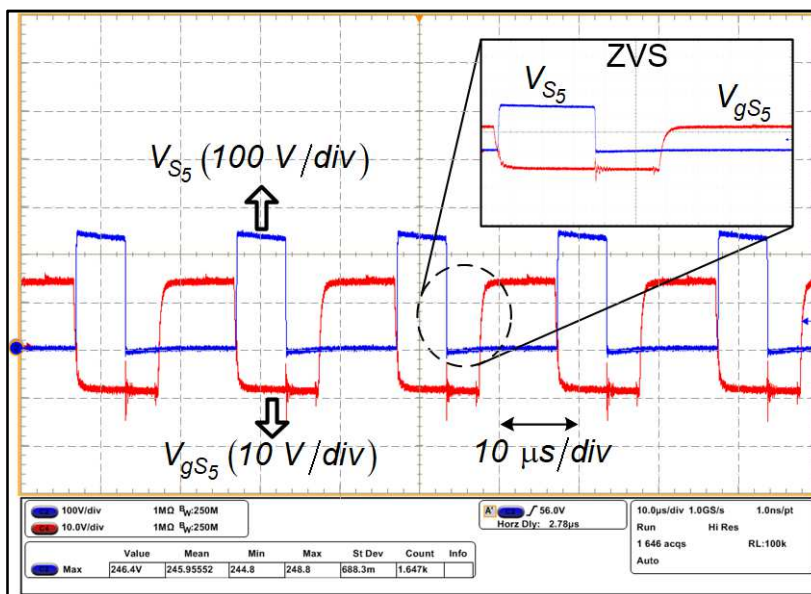


Fonte: Autoria própria

A tensão máxima nos interruptores S_3 e S_4 , como observado experimentalmente, aproxima-se da tensão de entrada de 480 V.

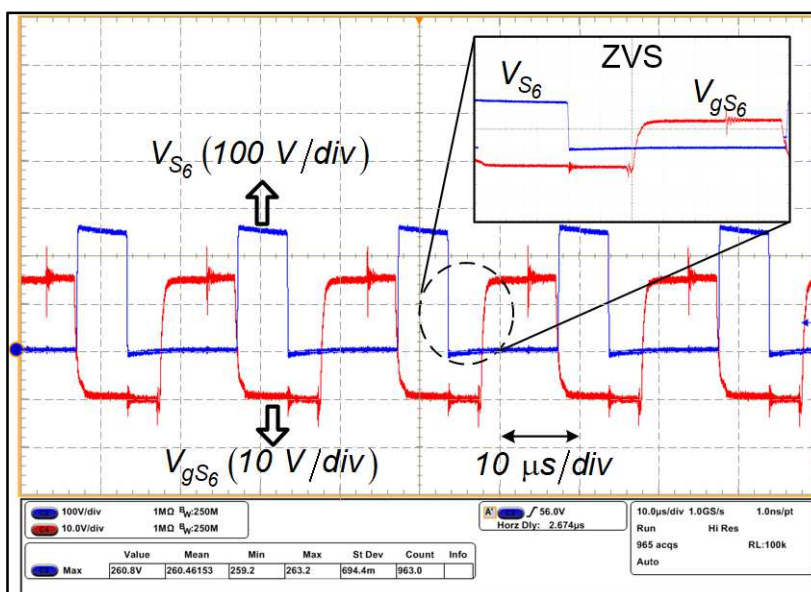
Na Figura 168 são apresentadas as formas de onda do comando e tensão do interruptor S_5 e na Figura 169 do interruptor S_6 .

Figura 168 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_5 (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Figura 169 – Pulso de comando e tensão do interruptor S_6 (ponto fixo de operação)

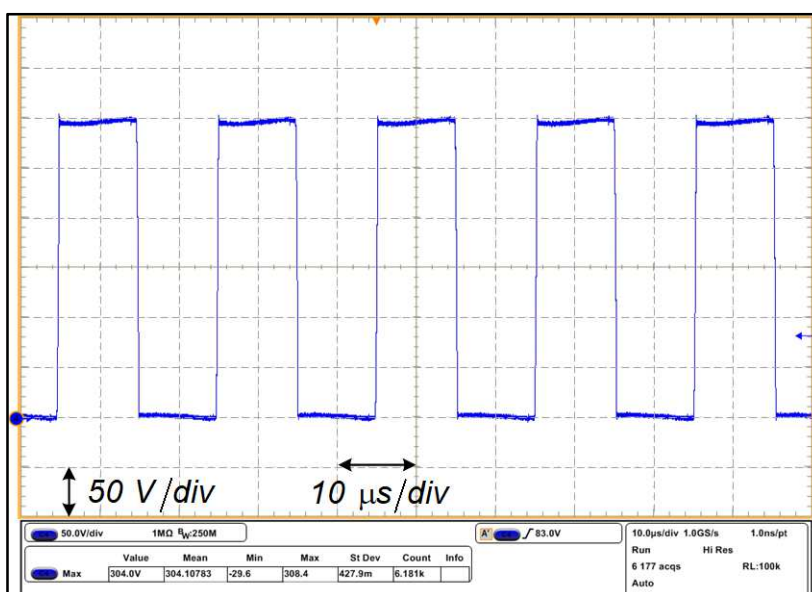


Fonte: Autoria própria

Constata-se que para o caso destes interruptores, que compõem a célula tipo T do conversor HT²-ZVS-PWM, a tensão de bloqueio é igual a aproximadamente a metade da tensão de entrada. Estes interruptores também apresentam comutação suave ZVS, tendo uma faixa mais ampla entre o momento em que a tensão atinge zero e o momento em que são comandados a conduzir. As experimentações das comutações de todos os interruptores da topologia para o modo de condução contínua comprovaram que todos eles são comandados a conduzir com tensão nula, como previsto nas simulações numéricas.

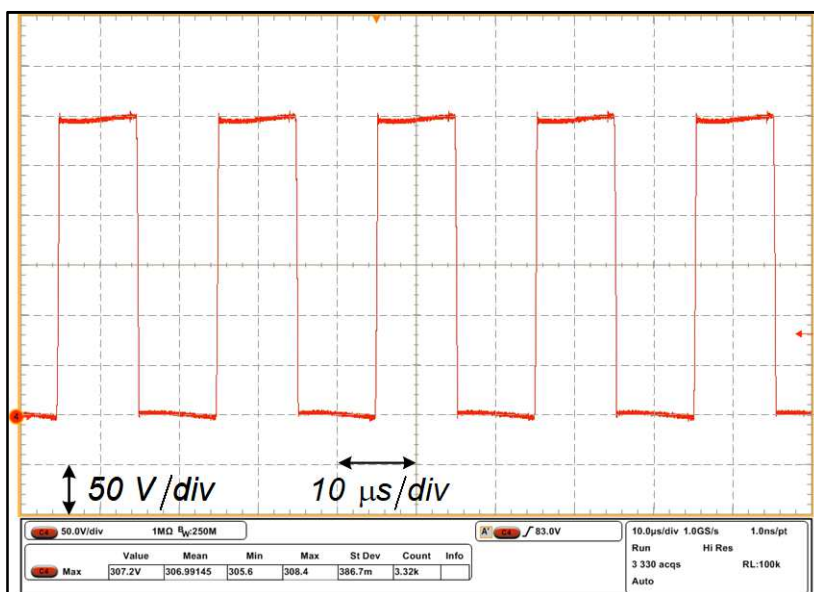
A tensão imposta nos diodos da ponte retificadora de saída D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} são apresentadas na Figura 170, Figura 171, Figura 172 e Figura 173, respectivamente. Como pode ser observado, a tensão máxima é aproximadamente 300 V, ou seja, igual a tensão de saída do conversor.

Figura 170 – Tensão no diodo D_{o1} (ponto fixo de operação)



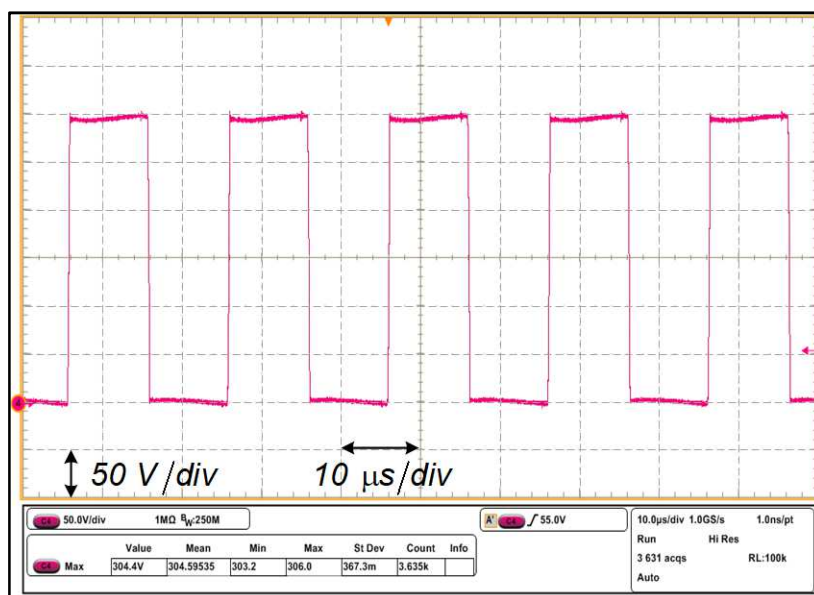
Fonte: Autoria própria

Figura 171 - Tensão no diodo D_{o2} (ponto fixo de operação)



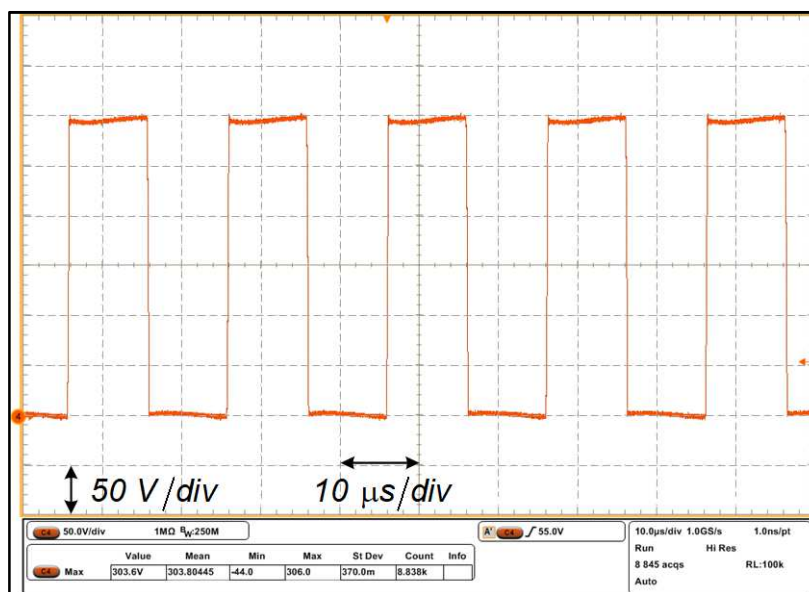
Fonte: Autoria própria

Figura 172 - Tensão no diodo D_{o3} (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Figura 173 - Tensão no diodo D_{o4} (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

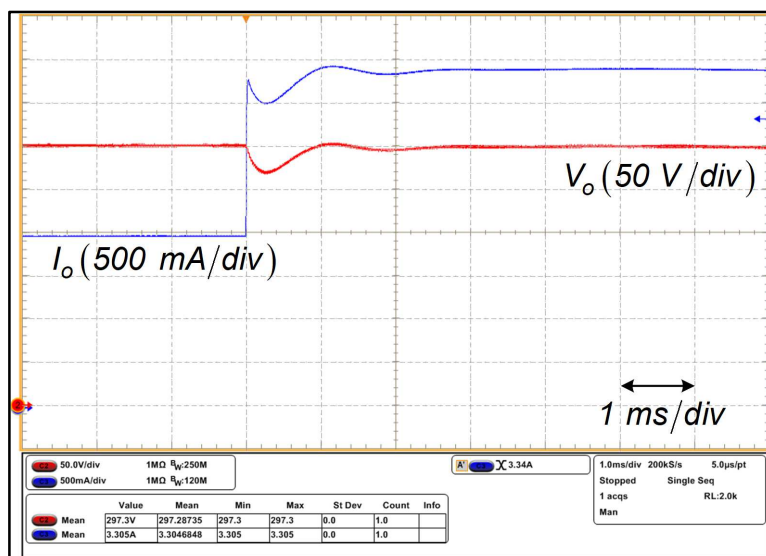
O sistema de controle projetado na seção 6.4.2 é implementado em laboratório, apresentando-se na Figura 174 a resposta da tensão de saída a um degrau de 50% a 100% de carga.

Na Figura 175 é ilustrado a resposta da tensão de saída para um degrau negativo de 100% a 50% de carga.

Observa-se na corrente de saída no degrau negativo, que ela não se reduz instantaneamente, devido a um arco elétrico gerado no interruptor mecânico utilizado para realizar o degrau de carga.

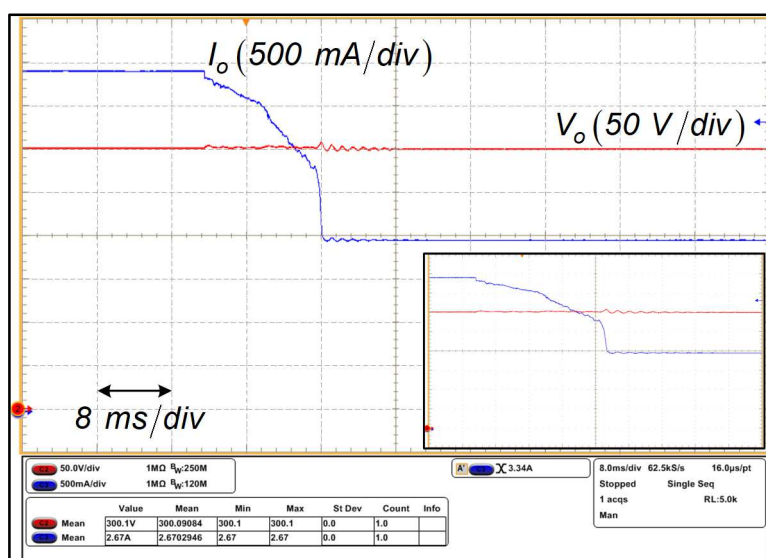
Visualiza-se nos resultados aos degraus de carga que a tensão de saída é controlada em aproximadamente 300 V, validando o projeto do compensador e as equações obtidas na análise dinâmica do conversor.

Figura 174 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 50% para 100% de carga (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

Figura 175 – Resposta da tensão de saída para um degrau de 100% para 50% de carga (ponto fixo de operação)



Fonte: Autoria própria

8.3 OPERAÇÃO COM AMPLA FAIXA DE TENSÃO DE ENTRADA

A seguir apresentam-se os resultados de ensaios experimentais do protótipo do conversor HT^2 -ZVS-PWM de 1,2 kW para a operação com ampla faixa de tensão de entrada. Analisam-se os resultados para as tensões de entrada mínima de 240 V

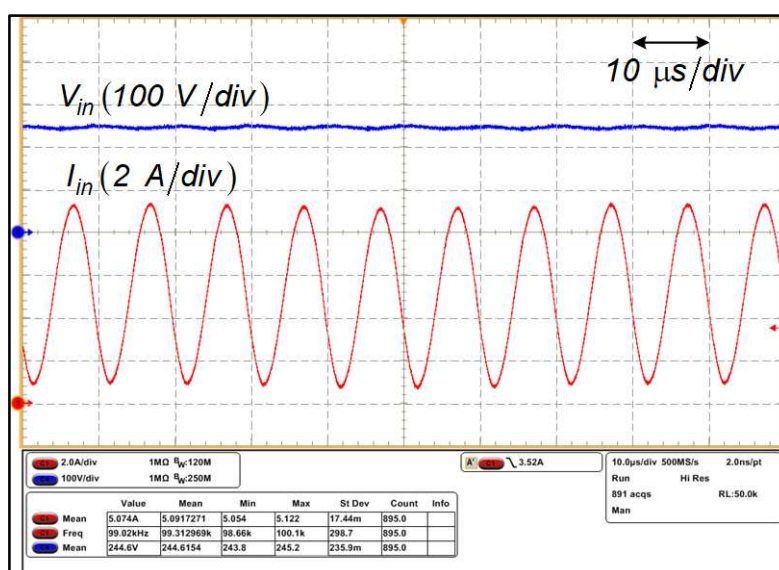
e máxima de 480 V, apresentando-se as principais formas de onda do funcionamento da topologia.

8.3.1 Resultados Experimentais para Tensão Mínima de Entrada

Quando a tensão de entrada é mínima de 240 V especificado, o conversor opera no modo de condução contínua com modulação de quatro níveis. Foi ajustada uma razão cíclica de 80% para a obtenção das formas de onda experimentais, valor este, um pouco abaixo dos 90% obtidos teoricamente.

Os primeiros resultados apresentados com o conversor operando em malha aberta e com 240 V de tensão de entrada são as formas de onda da tensão e corrente de entrada, apresentadas na Figura 176.

Figura 176 - Tensão e corrente de entrada (ampla faixa: MCC4)

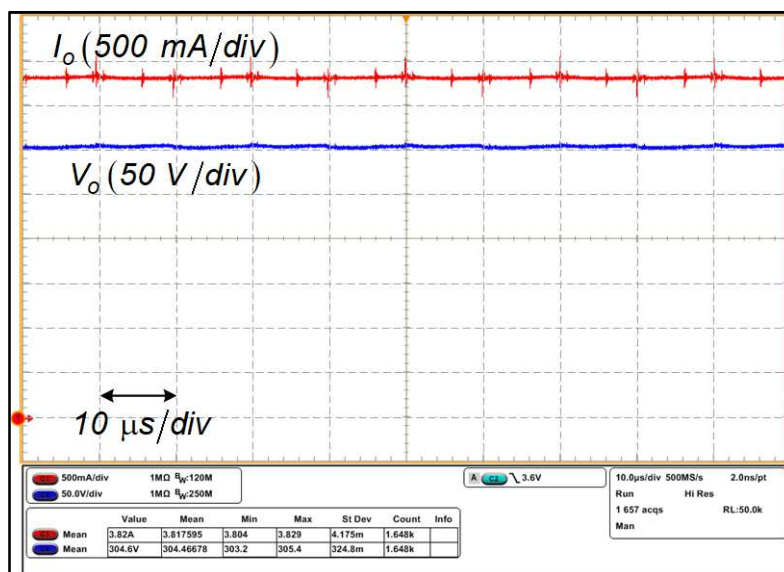


Fonte: Autoria própria

O valor média da corrente de entrada foi de 5,074 A e o valor média da tensão de entrada de 244,6 V. Já a frequência de entrada do conversor equivale ao dobro da frequência de comutação.

As formas de onda da tensão e corrente de saída são mostradas na Figura 177.

Figura 177 – Tensão e corrente de saída (ampla faixa: MCC4)

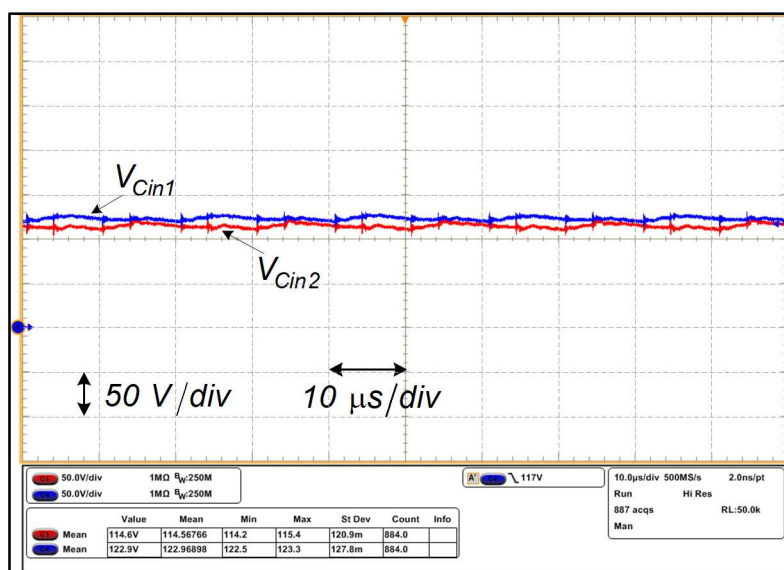


Fonte: Autoria própria

A tensão média de saída obtida foi de 304,6 V e uma corrente média de saída de 3,82 A, sendo valores bem próximos dos especificados em projeto.

As tensões nos capacitores de entrada C_{in1} e C_{in2} são apresentadas na Figura 178.

Figura 178 – Tensões nos capacitores do barramento CC (ampla faixa: MCC4)

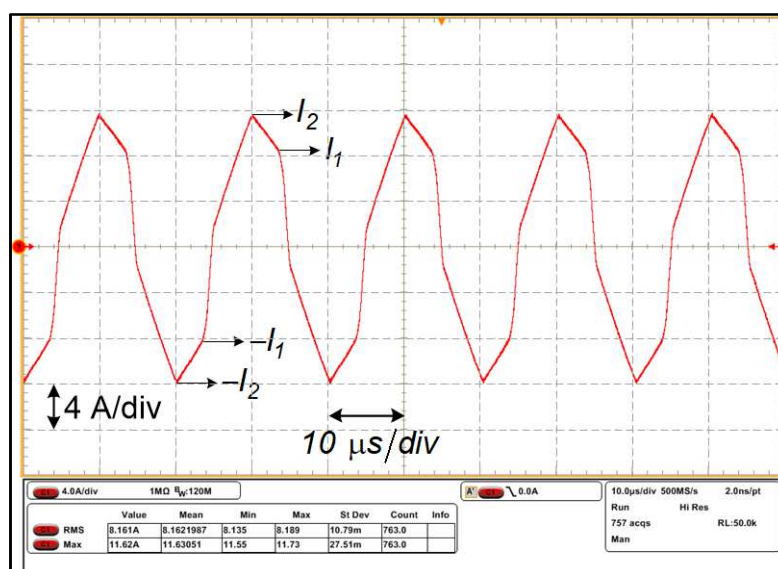


Fonte: Autoria própria

A tensão sobre o capacitor C_{in1} foi de 122,9 V, já no capacitor C_{in2} , de 114,6V, observando que as tensões tendem a ser equilibradas.

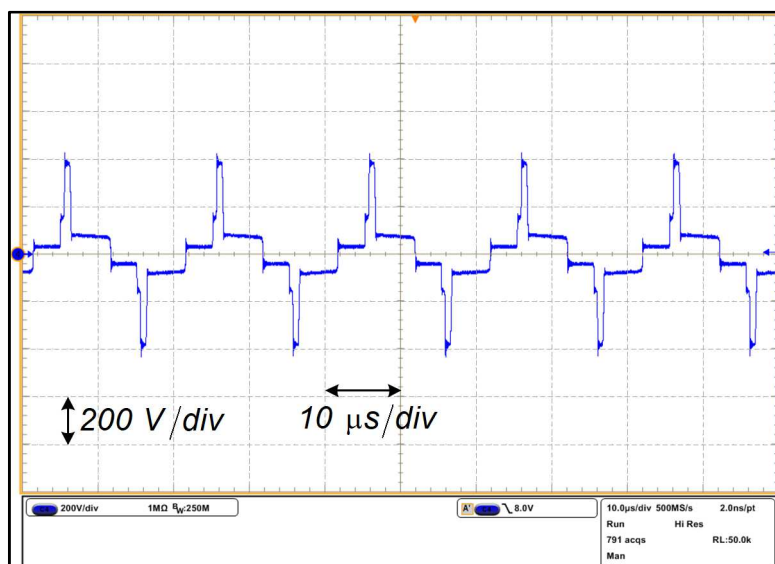
A Figura 179 apresenta o resultado experimental da corrente que circula no indutor L_d , já na Figura 180 apresenta-se a tensão sobre o mesmo.

Figura 179 – Corrente i_{Ld} (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

Figura 180 – Tensão sobre L_d (ampla faixa: MCC4)

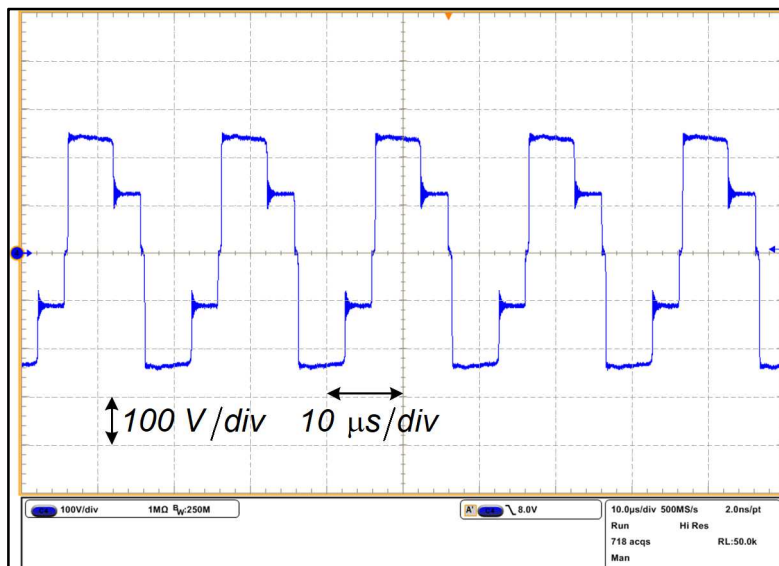


Fonte: Autoria própria

Os valores de corrente no indutor de dispersão, máximos e eficaz, obtidos na experimentação, ficaram bem próximos dos valores teóricos calculados.

A forma de onda da tensão entre os pontos 'a' e 'b' do conversor é apresentada na Figura 181.

Figura 181 – Tensão V_{ab} (ampla faixa: MCC4)

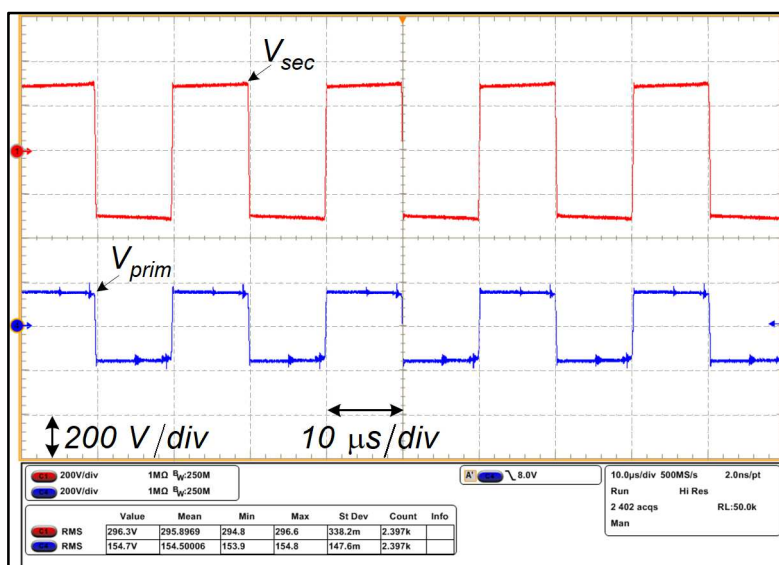


Fonte: Autoria própria

Observa-se a ocorrência dos quatro níveis de tensão entre os pontos 'a' e 'b' caracterizando a modulação de quatro níveis empregada no conversor.

As formas de onda da tensão no primário e secundário do transformador são ilustradas na Figura 182.

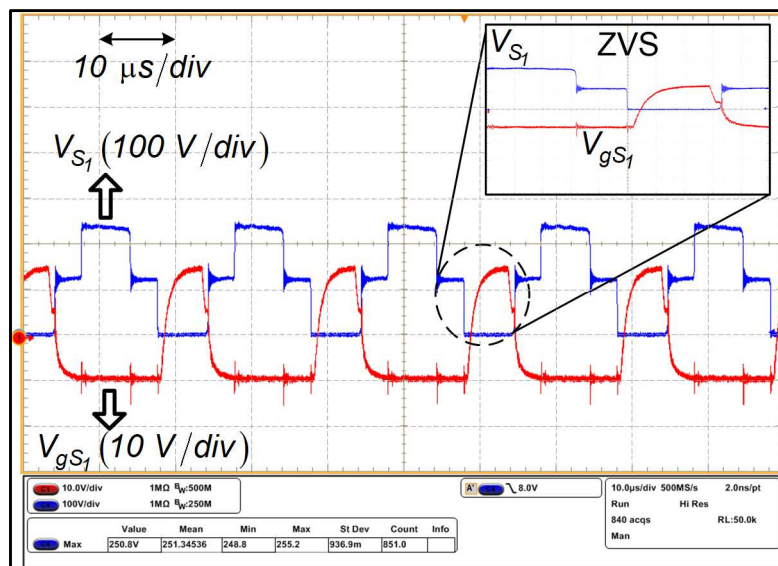
Figura 182 – Tensões no primário e secundário do transformador (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

A Figura 183 apresenta as formas de onda do comando e da tensão do interruptor S_1 , evidenciando no detalhe a comutação suave do tipo ZVS.

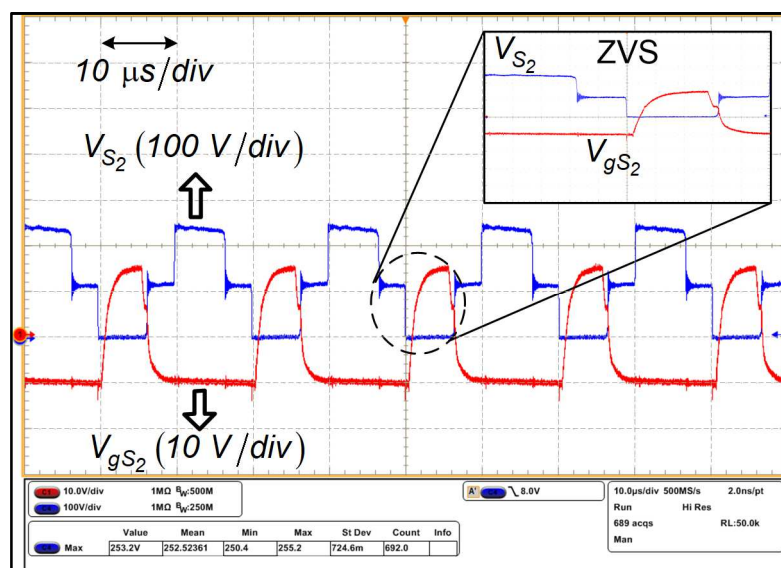
Figura 183 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_1 (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

A tensão máxima submetida nos terminais do interruptor S_1 obtida no ensaio experimental foi aproximadamente igual a tensão de entrada do conversor. Do mesmo modo que no interruptor S_1 , a tensão máxima no interruptor S_2 também é aproximadamente igual a tensão de entrada.

Figura 184 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_2 (ampla faixa: MCC4)

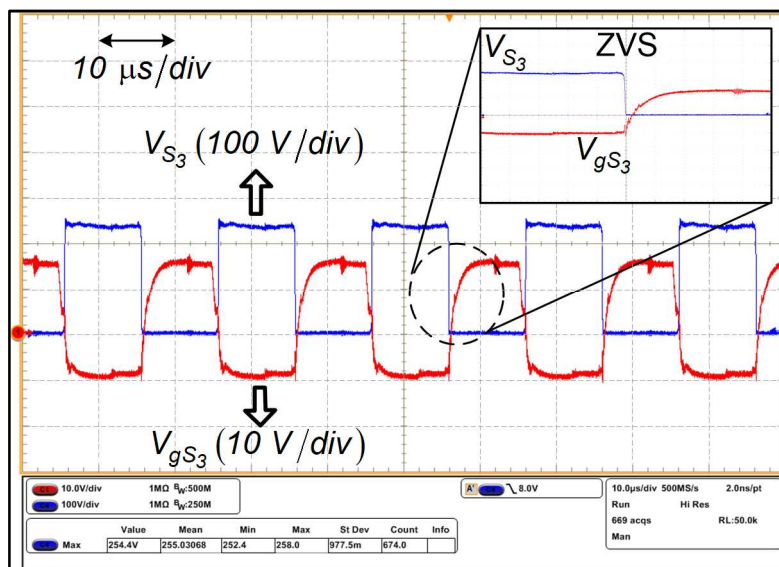


Fonte: Autoria própria

Observa-se a comutação suave no interruptor S_2 , em que quando é dado o comando para o mesmo conduzir, a tensão já encontra-se com valor nulo.

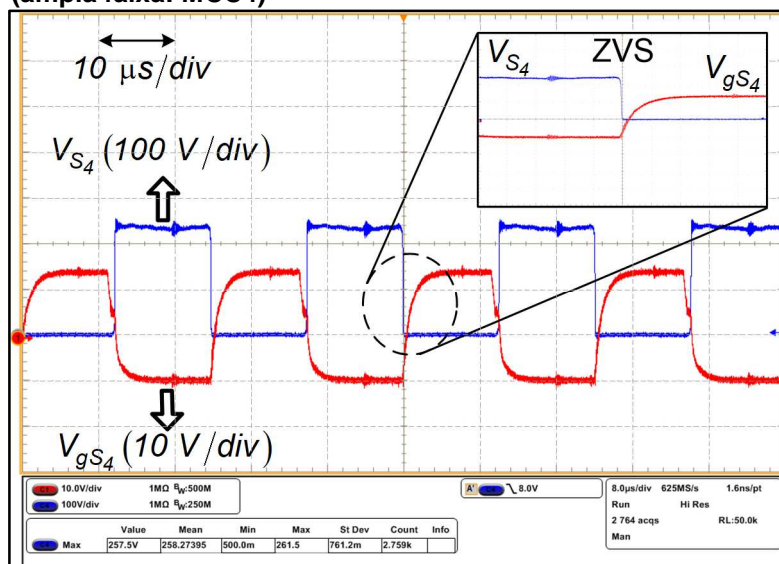
Na Figura 185 e Figura 186 são apresentadas o comando e tensão nos interruptores S_3 e S_4 , respectivamente.

Figura 185 – Pulso comando e tensão no interruptor S_3 (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

Figura 186 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_4 (ampla faixa: MCC4)

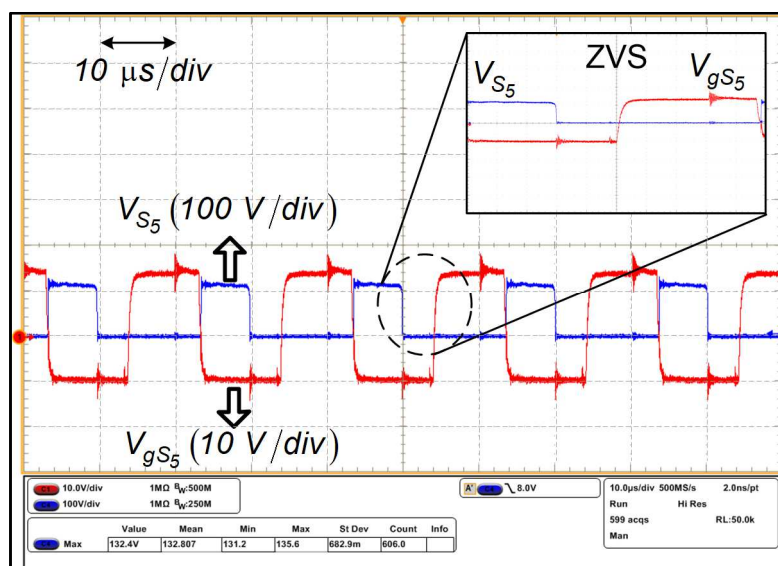


Fonte: Autoria própria

Constata-se pelos resultados a tensão máxima sobre os interruptores S_3 e S_4 , igual aproximadamente a tensão de entrada. Nos detalhes evidenciam-se a comutação suave sob tensão nula.

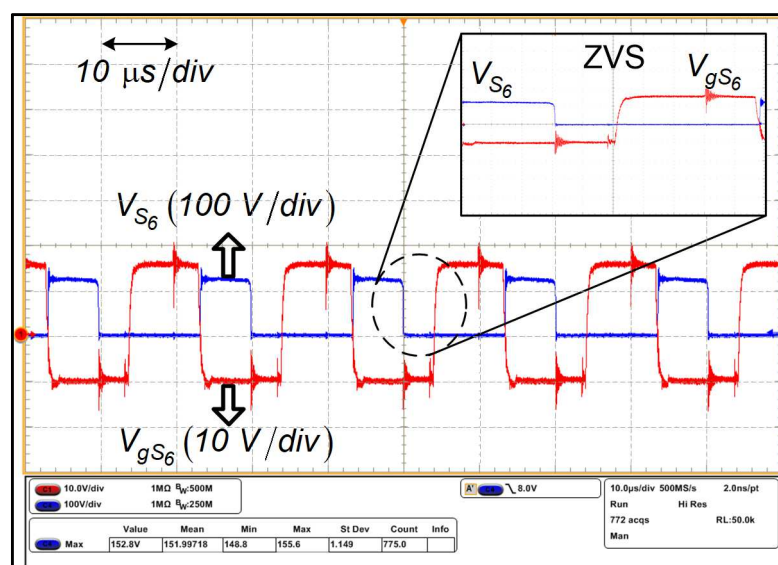
O comando e tensão nos interruptores S_5 e S_6 são apresentadas na Figura 187 e Figura 188, respectivamente.

Figura 187 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_5 (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

Figura 188 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_6 (ampla faixa: MCC4)

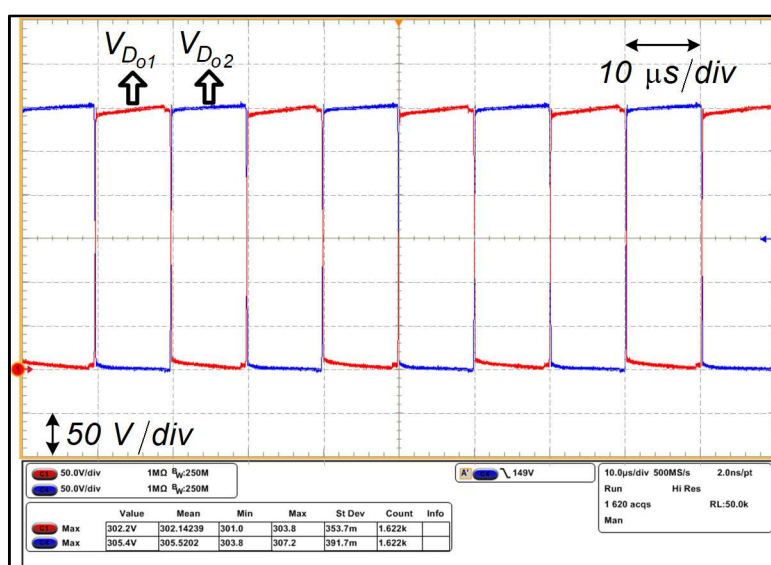


Fonte: Autoria própria

Os valores máximos medidos de tensão nos interruptores da célula tipo T, S_5 e S_6 , ficaram bem próximos da metade de tensão de entrada, já nos momentos em que tais interruptores são comandados a conduzir, observa-se a comutação suave ZVS, tendo impacto significativo nas perdas do conversor, aumentando o rendimento.

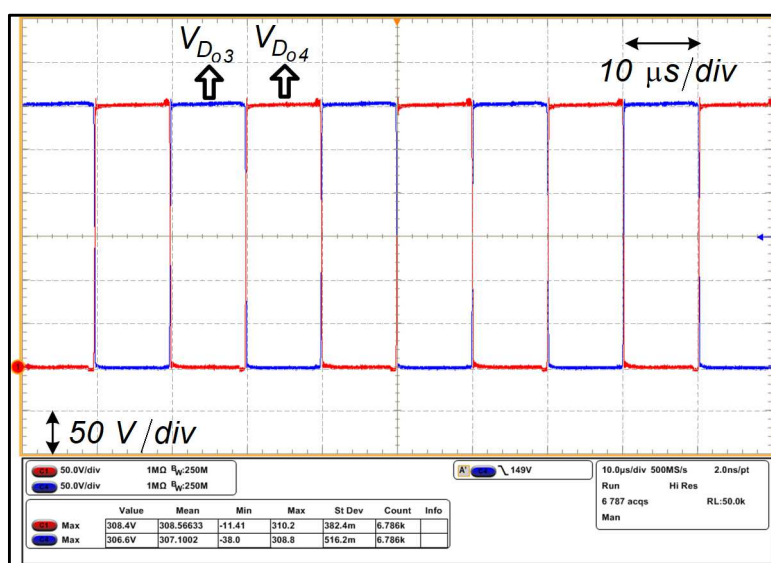
Na Figura 189 e Figura 190 são apresentadas as formas de onda de tensão nos diodos retificadores de saída, em que observa-se que a tensão máxima é bem próxima da tensão de saída de 300 V, especificada em projeto.

Figura 189 – Tensão nos diodos D_{o1} e D_{o2} (ampla faixa: MCC4)



Fonte: Autoria própria

Figura 190 – Tensão nos diodos D_{o3} e D_{o4} (ampla faixa: MCC4)



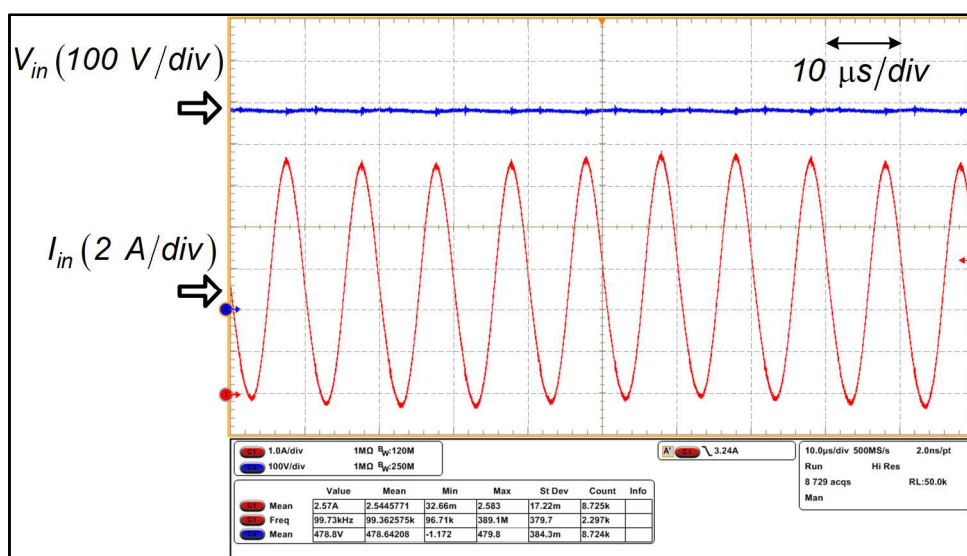
Fonte: Autoria própria

8.3.2 Resultados Experimentais para Tensão Máxima de Entrada

O conversor HT²-ZVS-PWM na operação com tensão máxima de entrada de 480 V, apresenta modulação de três níveis. Portanto, a razão cíclica foi ajustada para aproximadamente 35%, sendo um valor um pouco abaixo dos 37,5% calculado na teoria. A seguir, serão apresentados os principais resultados obtidos, utilizando-se do protótipo do conversor operando em malha aberta e potência nominal.

A tensão e corrente de entrada são apresentadas na Figura 191.

Figura 191 – Tensão e corrente na entrada (ampla faixa: MCC3)

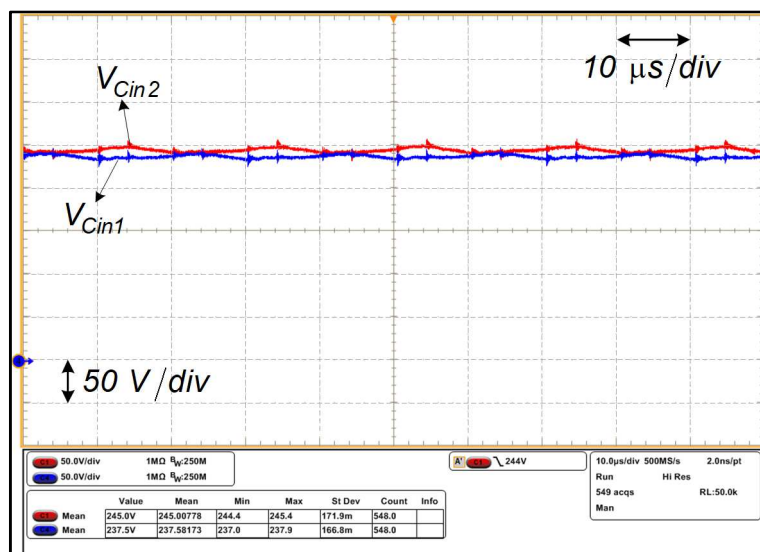


Fonte: Autoria própria

Observa-se a ondulação na corrente de entrada do conversor, ocasionada da composição entre as indutâncias parasitas das trilhas de cobre juntamente com os capacitores de barramento do protótipo do conversor. Para que esta ondulação seja reduzida, é necessário realizar o projeto de um filtro na entrada do conversor.

A Figura 192 apresenta as tensões nos capacitores C_{in1} e C_{in2} , que compõem o barramento CC, em que verifica-se que estão muito próximas do equilíbrio.

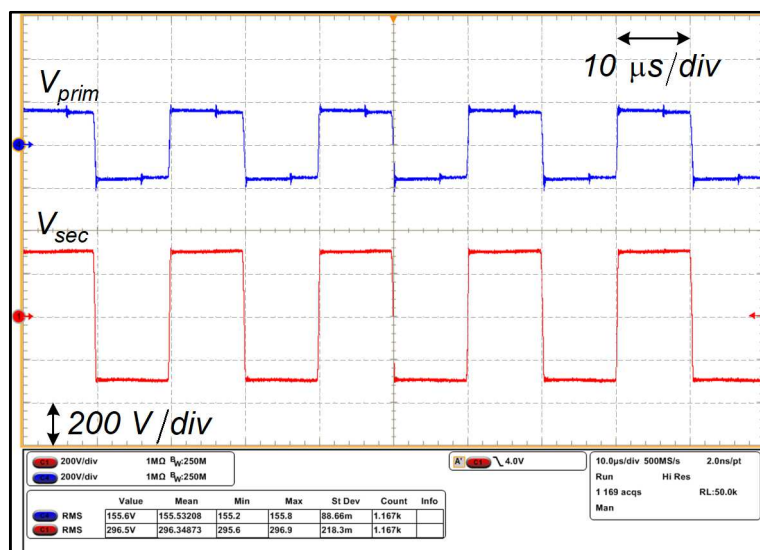
Figura 192 – Tensão nos capacitores do barramento CC (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

Na Figura 193 são apresentadas as tensões no enrolamento primário e secundário do transformador, em que observa-se que o enrolamento primário apresenta dois níveis de tensão, o que impede a saturação do núcleo do transformador, devido a simetria.

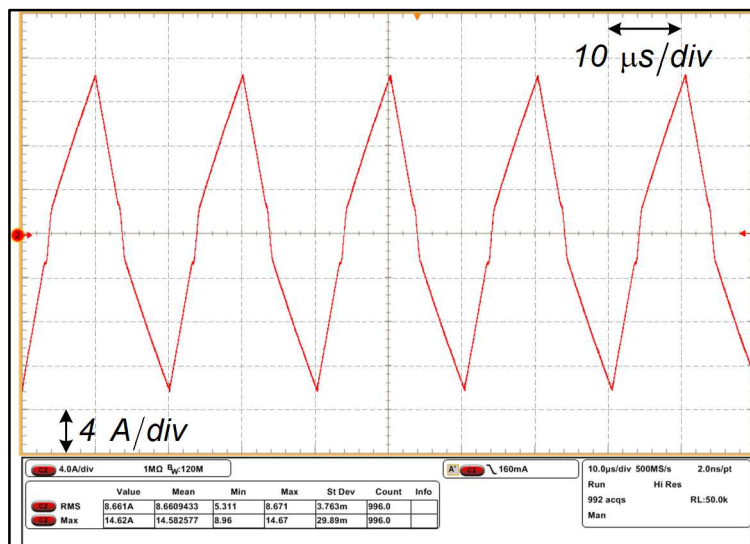
Figura 193 – Tensão no primário e secundário do transformador (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

A corrente no indutor de dispersão L_d com o conversor operando no modo MCC3 é apresentada na. Observa-se que os valores de corrente máxima e eficaz apresentaram resultados próximos aos calculados teoricamente.

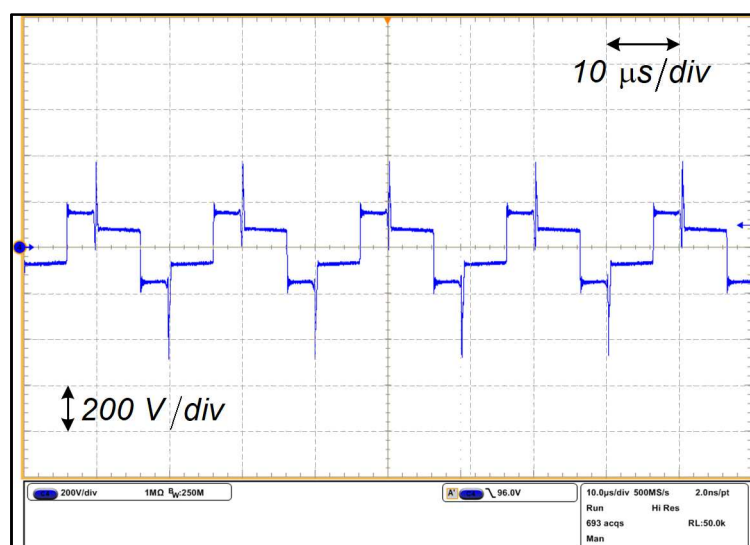
Figura 194 – Corrente no indutor L_d (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

A Figura 195 apresenta a tensão sobre os terminais do indutor L_d , sendo possível verificar pelos níveis impostos neste elemento, as etapas de operação do conversor HT²-ZVS-PWM para este modo.

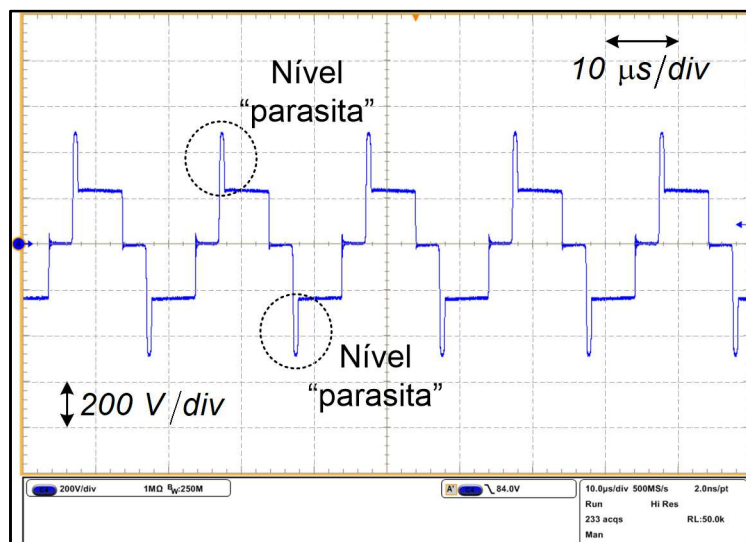
Figura 195 – Tensão no indutor L_d (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

Na Figura 196 a tensão entre os pontos ‘a’ e ‘b’ do conversor pode ser visualizada, em que observa-se a ocorrência de cinco níveis de tensão, sendo dois deles “parasitas”, devido a estratégia de modulação empregada e a estrutura do conversor, e os outros dois níveis iguais a zero e metade da tensão de entrada.

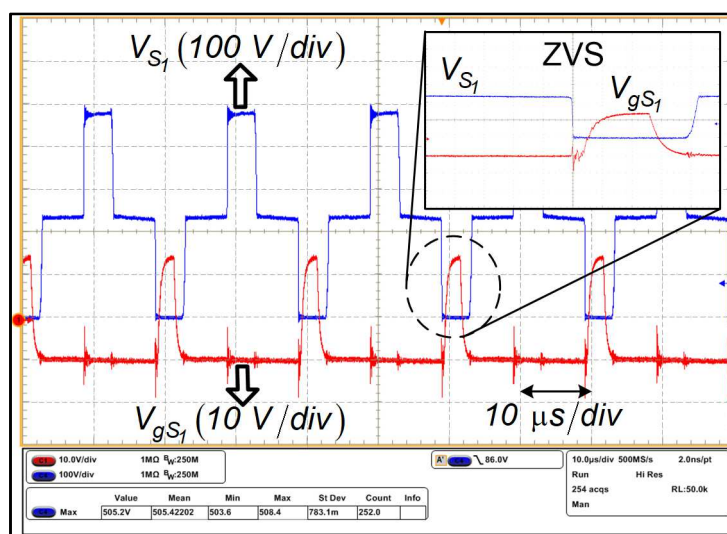
Figura 196 – Tensão V_{ab} (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

O pulso de comando e a tensão do interruptor S_1 são apresentados na Figura 197, em que é possível visualizar a comutação suave ZVS. Além disso, constatou-se que a tensão máxima sobre o mesmo é próxima a tensão teórica, o que comprova as análises realizadas acerca do conversor.

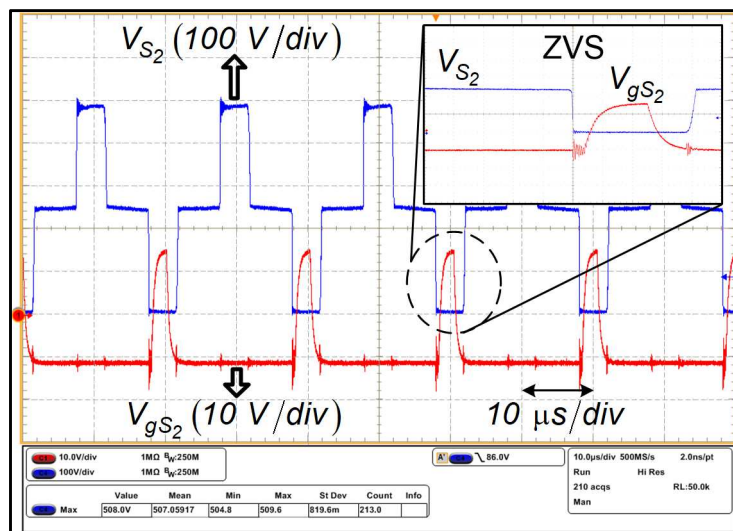
Figura 197 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_1 (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

Na Figura 198 são mostrados os resultados experimentais do pulso de comando e da tensão no interruptor S_2 , os quais são semelhantes ao do interruptor S_1 .

Figura 198 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_2 (ampla faixa: MCC3)

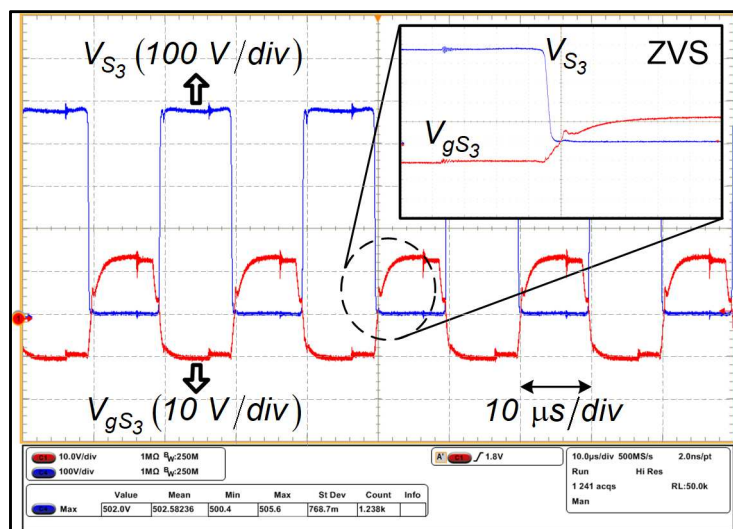


Fonte: Autoria própria

Do mesmo modo, obtém-se a comutação suave quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir, em que a tensão tem valor nulo, caracterizando uma comutação do tipo ZVS.

Já o pulso de comando e a tensão sobre o interruptor S_3 são visualizados na Figura 199.

Figura 199 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_3 (ampla faixa: MCC3)

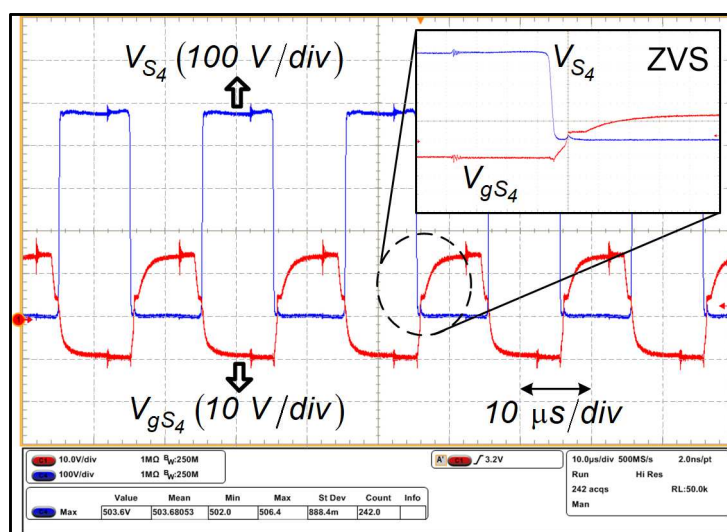


Fonte: Autoria propria

Pode ser visualizado na Figura 199 que a tensão máxima submetida nos terminais do interruptor S_3 é igual a tensão de entrada, a qual aproxima-se do valor de 480 V. Além do mais, este interruptor, como os outros já apresentados, possui comutação suave do tipo ZVS.

Apresentando resultados similares ao interruptor S_3 , pode-se visualizar na Figura 200 o pulso de comando e a tensão no interruptor S_4 .

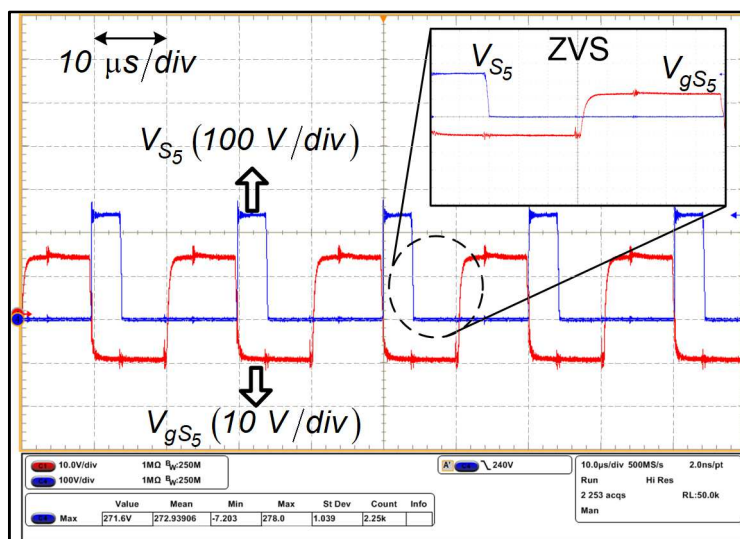
Figura 200 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_4 (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

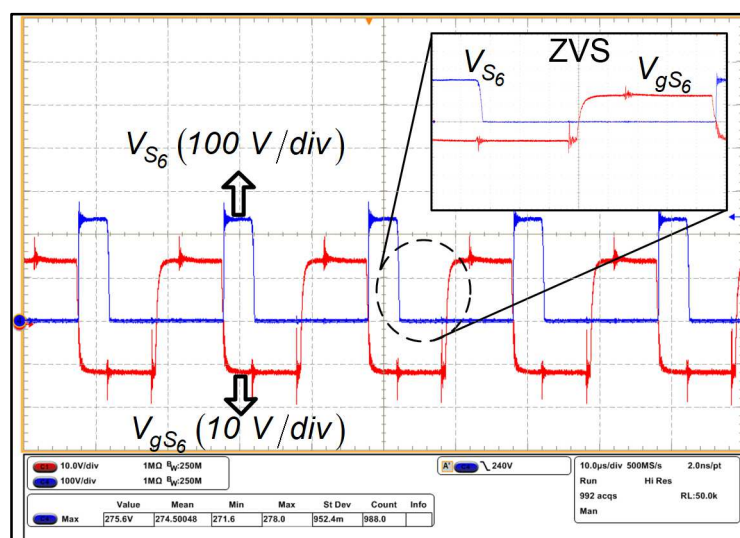
Dando fim a apresentação dos resultados experimentais com relação aos interruptores da topologia, na Figura 201 e Figura 202 apresentam-se as formas de onda dos pulsos de comando e das tensões sobre os interruptores S_5 e S_6 , respectivamente, os quais pertencem a célula do tipo T. A diferença da tensão submetida nos interruptores S_5 e S_6 , em relação aos outros são evidenciadas nas figuras, em que a máxima tensão sobre eles é igual a metade da tensão de entrada, ou seja, valores bem próximos de 240 V, o que permite a utilização de MOSFETs de menor tensão de bloqueio e menor resistência dreno-fonte. Estas características, como já mencionadas, possibilitam a redução de perdas e consequente aumento do rendimento do conversor.

Figura 201 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_5 (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

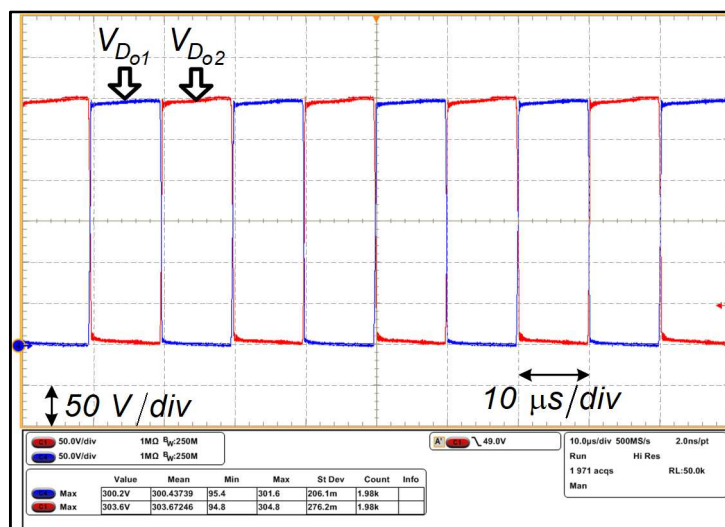
Figura 202 – Pulso de comando e tensão no interruptor S_6 (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

As formas de onda de tensão nos diodos da ponte retificadora de saída são apresentadas na Figura 203 e Figura 204. A máxima tensão sobre os diodos retificadores de saída apresentaram valores bem próximos aos 300 V de tensão de saída, como estimado nas análises teóricas realizadas.

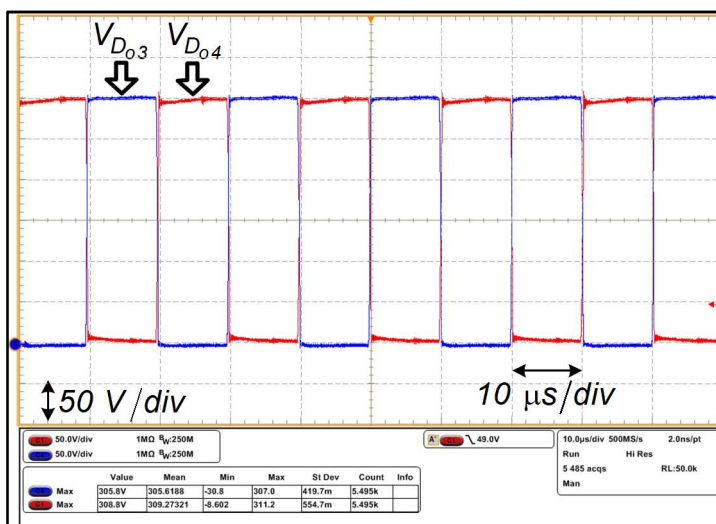
Figura 203 – Tensão nos diodos D_{o1} e D_{o2} (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

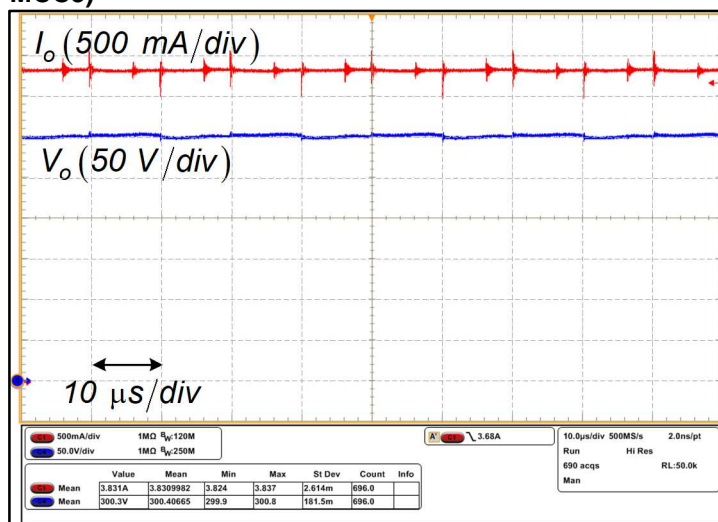
Por fim, na Figura 205 apresentam-se os resultados correspondentes à tensão de saída e corrente de saída, cujos valores médios ficaram próximos a 300 V e 4 A, respectivamente, processando desta forma aproximadamente 1,2 kW de potência.

Figura 204 – Tensão nos diodos D_{o3} e D_{o4} (ampla faixa: MCC3)



Fonte: Autoria própria

Figura 205 – Corrente e tensão de saída (ampla faixa: MCC3)

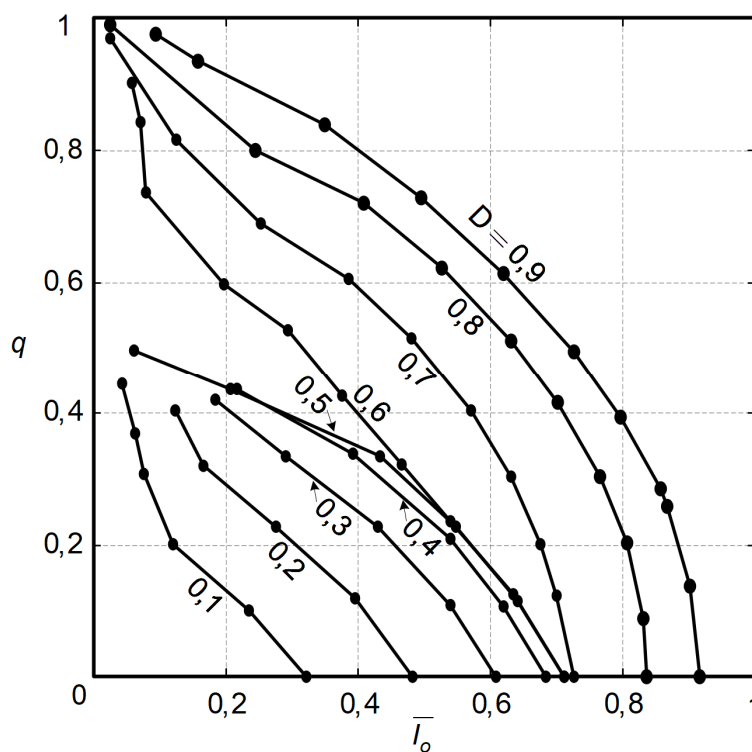


Fonte: Autoria própria

8.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA EXPERIMENTAL E RENDIMENTO

A Figura 206 apresenta as curvas da característica de saída do conversor HT²-ZVS-PWM obtidas em laboratório.

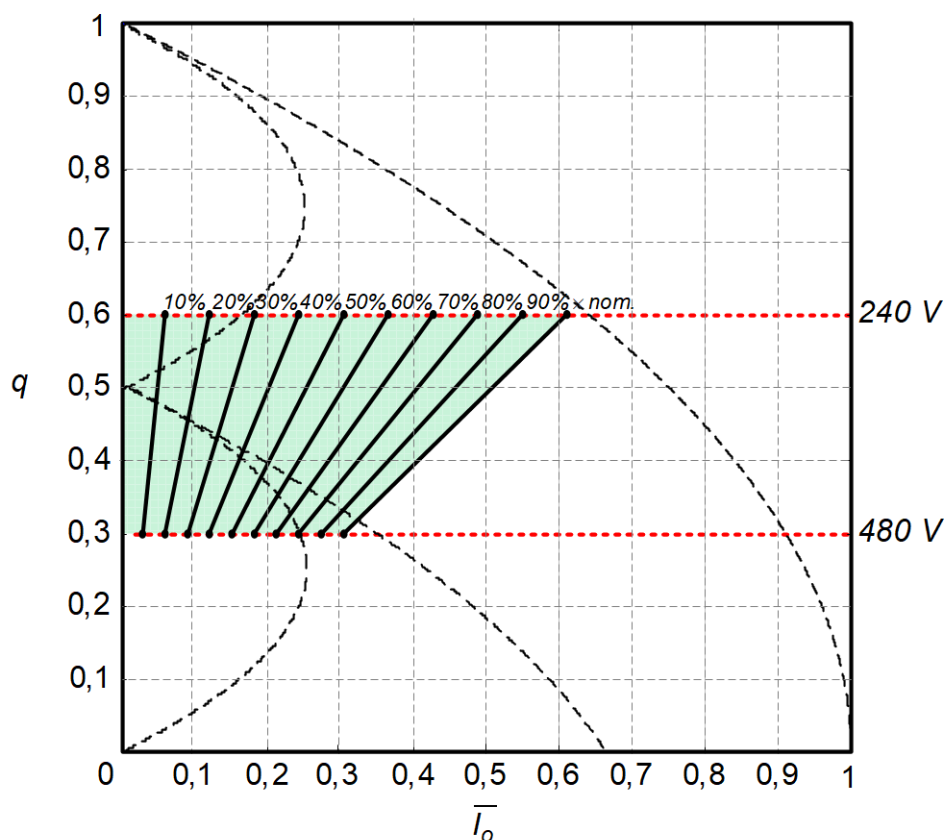
Figura 206 – Característica de saída do conversor HT²-ZVS-PWM obtida experimentalmente



Fonte: Autoria própria

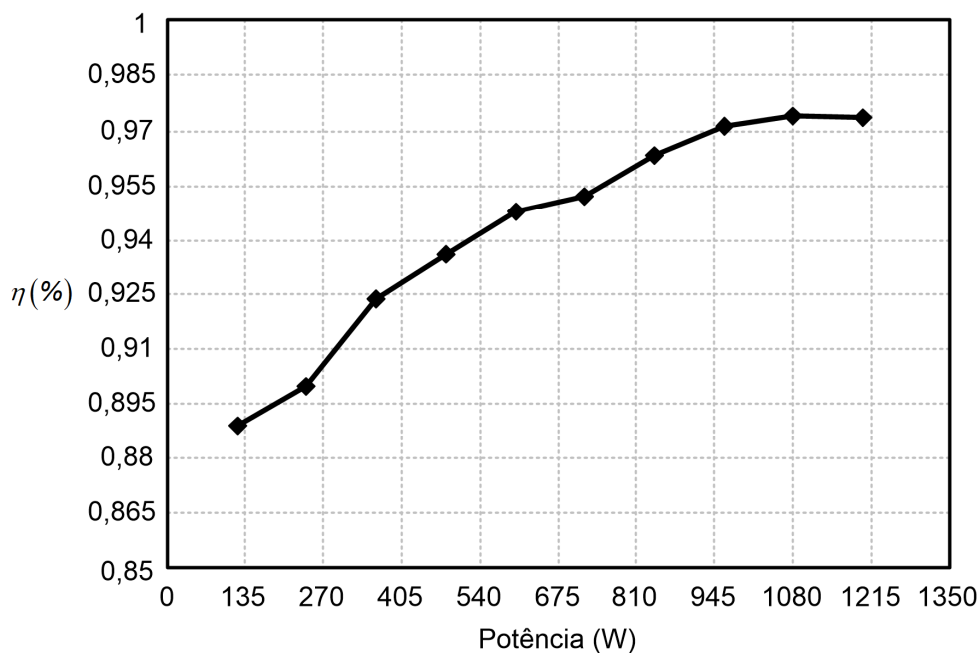
Para a sua obtenção foi realizado ensaios matendo a razão cíclica fixa, variando a resistência de carga e medindo a tensão e corrente na carga, sendo possível obter o valor da corrente parametrizada e ganho estático. Em comparação com as curvas apresentadas no gráfico da característica de saída teórica apresentada na Figura 81, conclui-se que o conversor opera de forma similar ao previsto teoricamente.

Figura 207 – Característica de saída com retas de potências



Fonte: Autoria própria

Figura 208 – Curva de rendimento do conversor HT²-ZVS-PWM

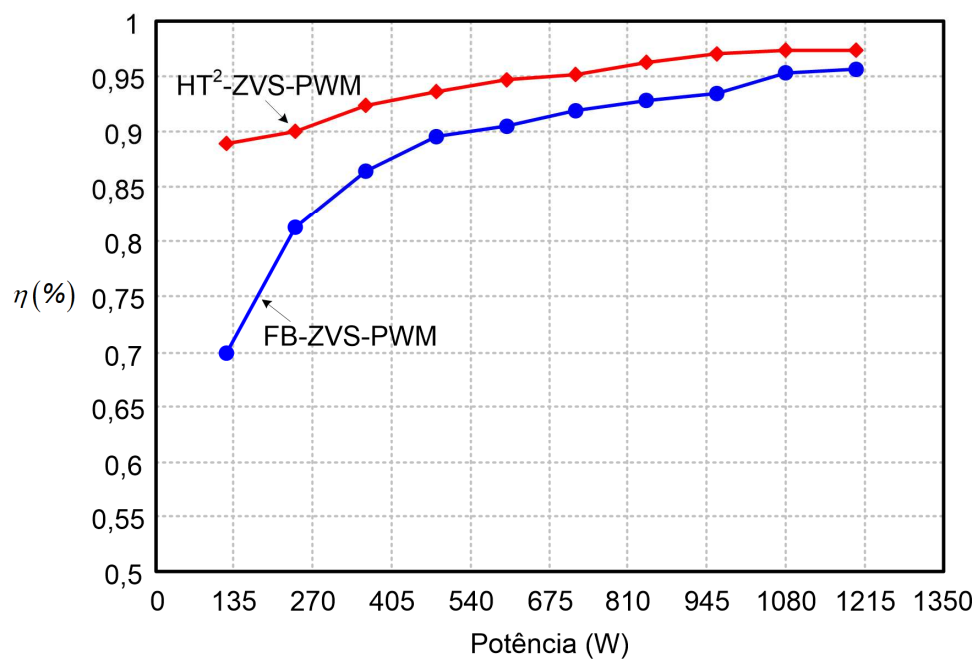


Fonte: Autoria própria

Além disso, realizam-se comparações entre o rendimento da topologia em estudo com o rendimento do conversor CC-CC Ponte completa com comutação ZVS. Para isso, foi somente necessário desabilitar os interruptores da célula tipo T do conversor HT²-ZVS-PWM, obtendo-se a topologia ponte-completa. Na Figura 209 apresentam-se as curvas de rendimento para os dois conversores. O rendimento máximo do protótipo HT²-ZVS-PWM para 90% da nominal foi de 97,38%, enquanto que para o conversor FB-ZVS-PWM foi de 95,59% para 1,2 kW.

Com uma alteração da indutância de magnetização do transformador, rendimentos mais elevados foram obtidos para cargas mais baixas. A indutância de magnetização do transformador possibilita a circulação de correntes permitindo uma ampliação na faixa de operação em condução contínua, o que acarreta também a ampliação da faixa de comutação suave do tipo ZVS. Na Figura 209, são apresentadas as curvas de rendimento para as topologias HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM, ao ser aplicada tal solução. O maior rendimento para o conversor em estudo nesta dissertação foi de 97,388% para 60% da potência nominal e do conversor ponte completa foi de 97,107% para potência de 1,2 kW.

Figura 209 – Curvas de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM



Fonte: Autoria própria

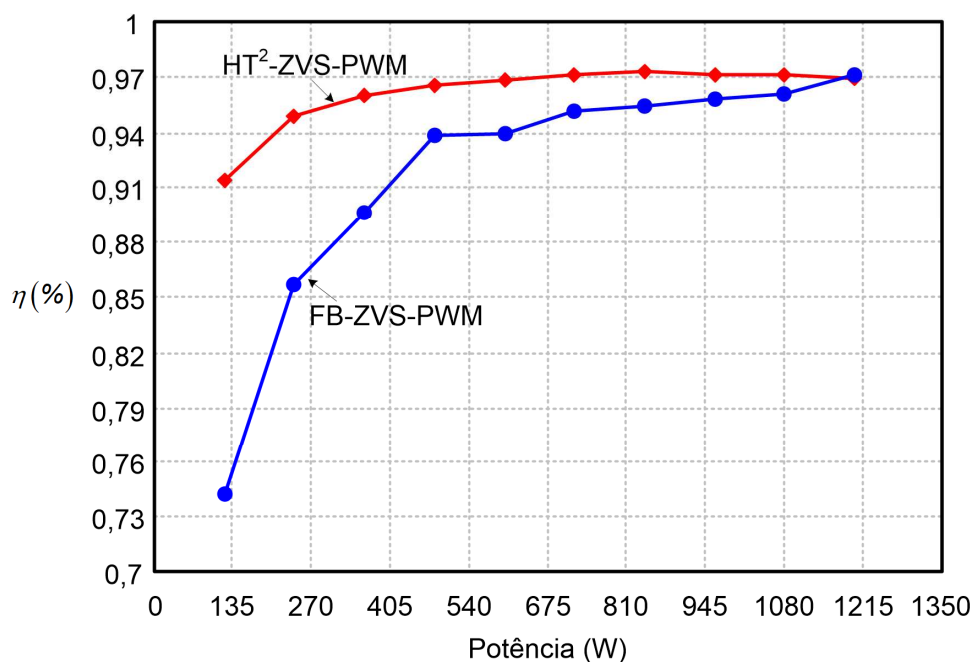
Na Tabela 31 apresentam-se os valores de rendimento de 10% a 100% da potência nominal para ambos os conversores, operando com ponto fixo.

Tabela 31 – Valores de rendimento dos conversor HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (ponto fixo de operação)

Porcentagem da potência nominal (1,2 kW)	HT ² -ZVS-PWM	FB-ZVS-PWM
10%	88,911%	69,803%
20%	89,950%	81,290%
30%	92,344%	86,475%
40%	93,567%	89,465%
50%	94,758%	90,391%
60%	95,186%	91,933%
70%	96,311%	92,748%
80%	97,108%	93,455%
90%	97,384%	95,288%
Nominal	97,322%	95,591%

Fonte: Autoria própria

Figura 210 – Curvas de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (alterando a magnetizante)



Fonte: Autoria própria

Na Tabela 32 apresentam-se os valores obtidos com a alteração da magnetizante para um valor de aproximadamente 1,12 mH.

Tabela 32 – Valores de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM (alteração da indutância magnetizante)

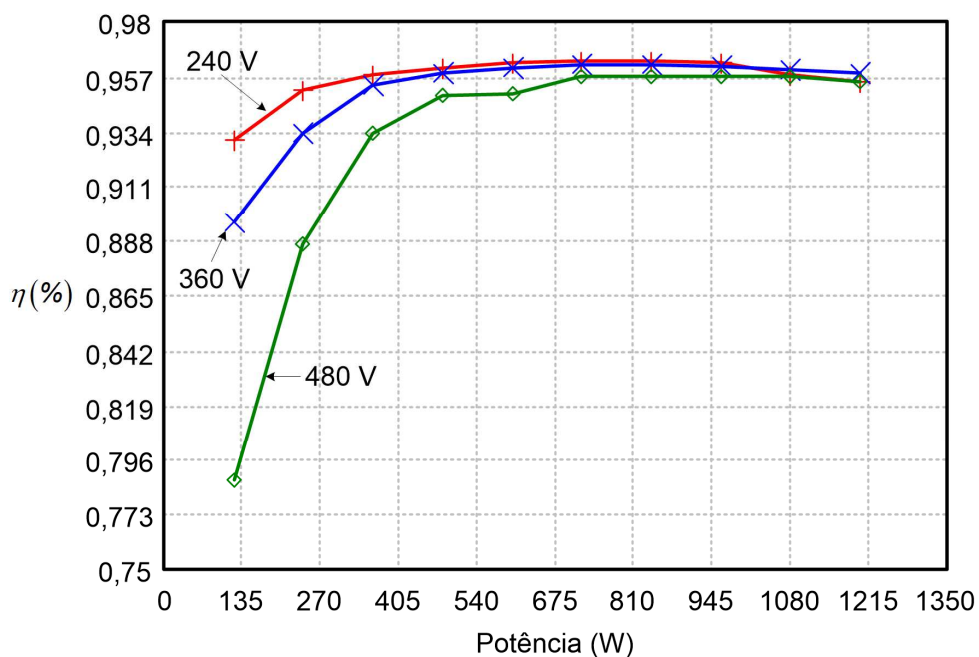
Porcentagem da potência nominal (1,2 kW)	HT ² -ZVS-PWM	FB-ZVS-PWM
10%	92,606%	74,185%
20%	95,403%	85,626%
30%	96,163%	89,629%
40%	96,586%	93,804%
50%	96,999%	93,914%
60%	97,388%	95,107%
70%	97,329%	95,371%
80%	97,326%	95,789%
90%	97,353%	96,107%
Nominal	96,358%	97,107%

Fonte: Autoria própria

O terceiro ensaio refere-se ao projeto do conversor HT²-ZVS-PWM operando com ampla faixa de tensão de entrada. Foram realizados ensaios com tensões de entrada de 240, 360 e 480 V, possibilitando evidenciar a utilização da topologia para

aplicações de ampla faixa de tensão de entrada. A Figura 211 mostram as curvas de rendimento para este caso.

Figura 211 – Curvas de rendimento do conversor HT²-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V



Fonte: Autoria própria

Quando a tensão de entrada é de 240 V o maior rendimento foi de 96,35% que apresenta-se para 60% da potência nominal, já para a tensão de 480 V o maior rendimento obtido para 70% da potência nominal foi de 95,725%. Realizou-se também ensaios para uma tensão intermediária de entrada de 360 V, em que o rendimento máximo foi de 96,23% em 60% da potência nominal. Na Tabela 33 apresentam-se os valores dos rendimentos do conversor HT²-ZVS-PWM para as tensões de 240, 360 e 480 V na entrada. Observa-se que o rendimento degrada para cargas mais baixas devido ao fato do conversor entrar nos modos de condução descontínuo e a descarga das capacitâncias durante as comutações.

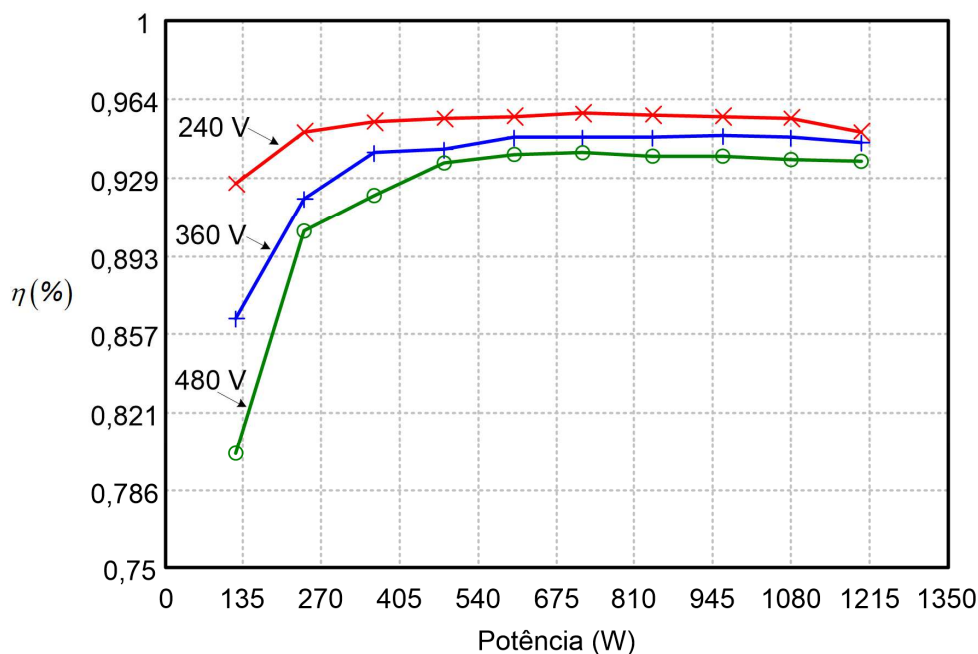
Tabela 33 – Valores de rendimento do conversor HT²-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V

Porcentagem da potência nominal (W)	240 V	360 V	480 V
10%	93,057%	85,622%	78,731%
20%	95,138%	93,347%	88,641%
30%	95,745%	95,357%	93,312%
40%	96,041%	95,873%	94,884%
50%	96,291%	96,054%	94,998%
60%	96,349%	96,227%	95,672%
70%	96,327%	96,219%	95,725%
80%	96,279%	96,149%	95,694%
90%	95,793%	95,957%	95,721%
Nominal	95,512%	95,862%	95,477%

Fonte: Autoria própria

Na Figura 212, apresentam-se as curvas de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM, também na operação com tensões de entrada de 240, 360 e 480 V.

Figura 212 – Curvas de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V



Fonte: Autoria própria

Conforme resultados, o maior rendimento para 240 V na entrada do conversor FB-ZVS-PWM foi de 95,81% para 720 W. Enquanto que para as tensões de entrada de 360 e 480 V, os rendimentos mais elevados foram de 94,786% e 93,948%,

respectivamente, ambos em 60% da potência nominal. Os valores de rendimento para a topologia em ponte completa são apresentados na Tabela 34.

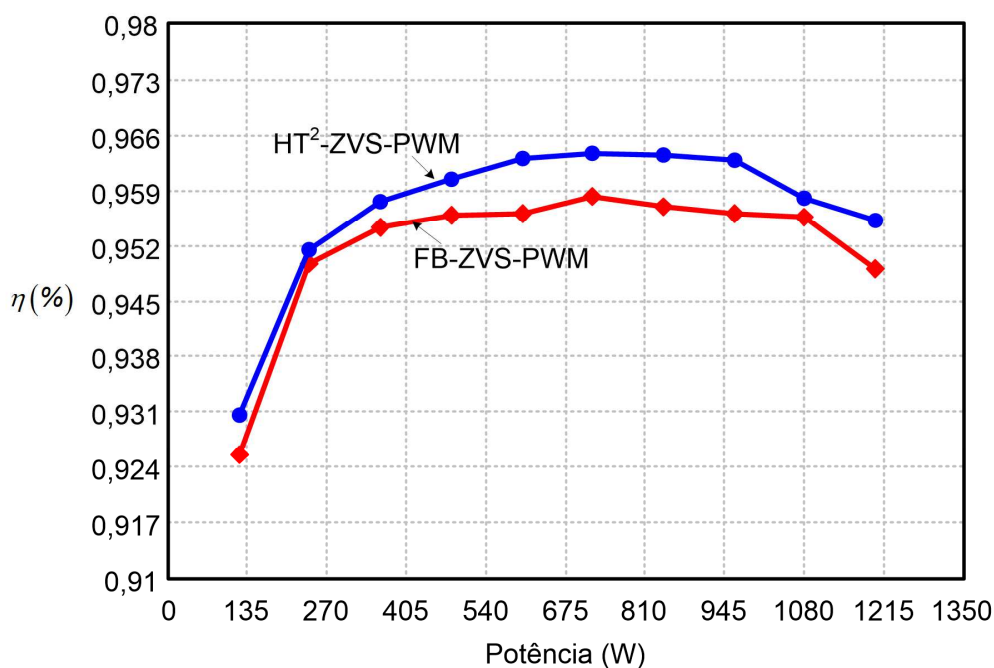
Tabela 34 – Valores de rendimento do conversor FB-ZVS-PWM para tensões de entrada de 240, 360 e 480 V

Porcentagem da potência nominal (W)	240 V	360 V	480 V
10%	92,546%	86,424%	80,252%
20%	94,951%	91,886%	90,387%
30%	95,421%	93,968%	91,996%
40%	95,566%	94,175%	93,524%
50%	95,597%	94,663%	93,941%
60%	95,811%	94,693%	93,948%
70%	95,671%	94,706%	93,849%
80%	95,597%	94,786%	93,834%
90%	95,560%	94,685%	93,671%
Nominal	94,841%	94,423%	93,593%

Fonte: Autoria própria

Primeiramente apresentam-se na Figura 213, a comparação entre ambos conversores quando a tensão de entrada é de 240 V.

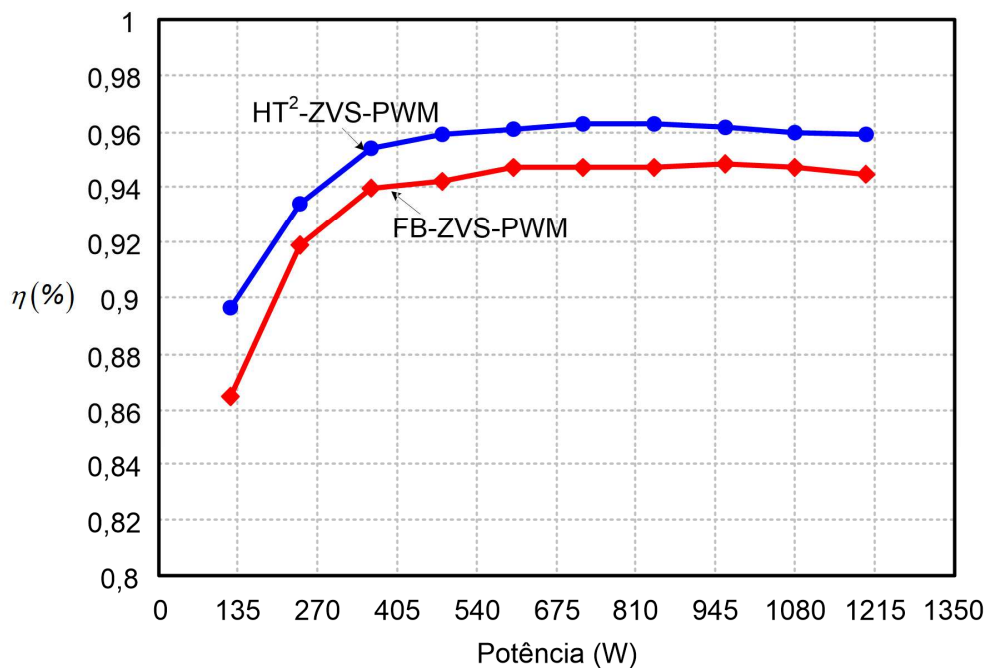
Figura 213 – Curvas de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 240 V na entrada



Fonte: Autoria própria

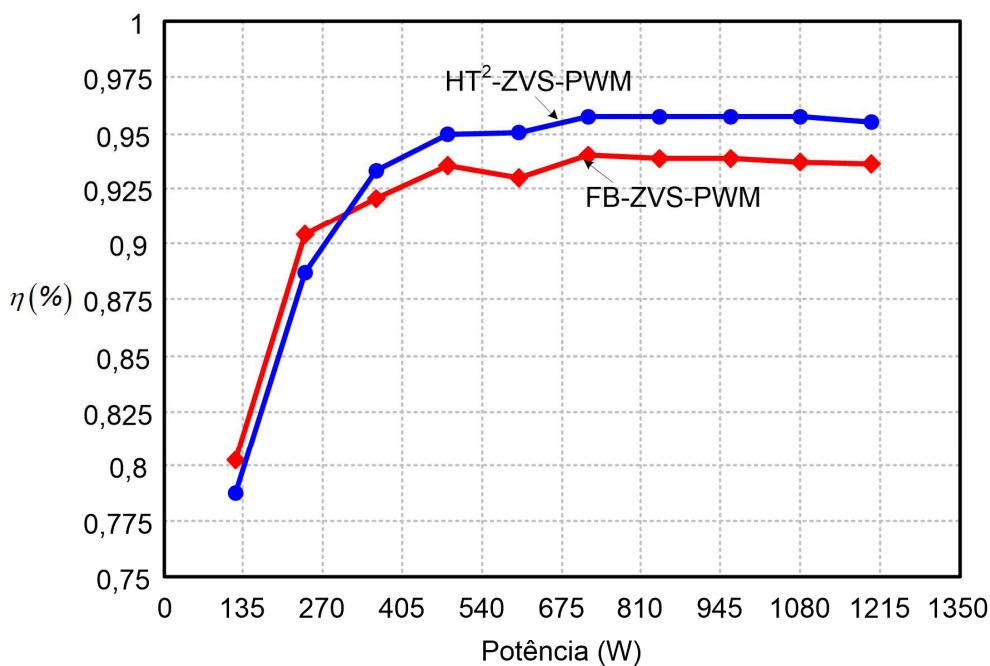
Comparam-se também os rendimentos para as tensões de entrada de 360 V e 480 V, apresentadas na Figura 214 e Figura 215, respectivamente.

Figura 214 – Curvas de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 360 V na entrada



Fonte: Autoria própria

Figura 215 – Curvas de rendimento dos conversores HT²-ZVS-PWM e FB-ZVS-PWM para 480 V na entrada



Fonte: Autoria própria

Obviamente, observam-se que os rendimentos mais elevados são da topologia HT²-ZVS-PWM para todas as tensões de entrada, comprovando que é adequada para aplicações de ampla faixa de tensão de entrada.

8.5 CONCLUSÃO

A experimentação através de ensaios com um protótipo de 1,2 kW do conversor em estudo para dois procedimentos de projeto distintos forneceu as principais formas de onda em concordância com o previsto pelas equações da análise estática, metodologias de projeto e resultados de simulações.

Primeiramente, foi investigado a operação do conversor com ponto fixo e potência nominal em que foram apresentadas as principais formas de onda em concordância com a análise estática desenvolvida nos capítulos anteriores. Foi observado a comutação suave em todos os interruptores da estrutura.

Para as experimentações do conversor operando com ampla faixa de tensão de entrada, as principais formas de onda foram apresentadas, tendo também concordância com resultados previstos na análise estática e em simulações. Do mesmo modo que no ponto fixo, todos os interruptores são comandados a conduzir com tensão nula, em todas as faixas de tensão de entrada, obtendo-se rendimentos elevados.

O valor máximo de rendimento observado para a operação do conversor HT²-ZVS-PWM com ponto fixo foi de 97,4%. Para as condições de ampla faixa de tensão de entrada, observou-se rendimentos elevados para todas as faixas de tensão analisadas (240, 360 e 480 V), o que evidencia a possível utilização desta topologia em aplicações que requeram ampla faixa de tensão de entrada. Constatou-se que para condições de cargas mais leves, o rendimento tendeu a ser menor devido aos maiores valores de capacitância equivalente de comutação, em que a energia armazenada nestas capacitâncias do circuito é dissipada durante as comutações. Além disso, com o conversor operando nas regiões do modo de condução descontínua, perde-se comutação suave nos interruptores S_3 e S_4 , aumentando as perdas e impactando no rendimento do conversor. Com a presença de corrente circulando pela indutância de magnetização do transformador, foi possível ampliar a faixa de operação em condução contínua e conseqüentemente a aplicação da faixa

com comutação suave ZVS, aumentando os rendimentos nas condições de cargas mais leves.

Com relação ao projeto dos controladores, o objetivo não era a otimização, mas somente a regulação da tensão de saída em 300 V, evidenciando que as estratégias de controle implementadas mostraram-se eficientes, mesmo com as simplificações adotadas.

9 CONCLUSÃO GERAL

9.1 CONCLUSÕES GERAIS DA DISSERTAÇÃO

Devido ao apelo por conversores CC-CC que operem com ampla faixa de tensão de entrada ou de saída, propiciando isolamento galvânica e fornecendo elevados rendimentos, estudou-se o conversor HT²-ZVS-PWM, considerando-o adequado para tais características. Os resultados obtidos com a análise estática detalhada realizada no capítulo 3 são apresentados neste documento e suas características foram evidenciadas.

Com a análise estática realizada no capítulo 3, é possível a elaboração de procedimentos de projeto para o conversor em estudo para qualquer um dos seus cinco modos de operação. Além disso, foi apresentado um gráfico da característica de saída completa do conversor, sendo uma ferramenta essencial para o entendimento de como é seu funcionamento, em que pode-se concluir que o valor da tensão de saída depende do valor da corrente da carga.

A partir das análises dos processos de comutação dos interruptores que foi realizada no capítulo 4, para os modos de condução contínua, pode-se obter através de análises matemáticas, que todos os interruptores da estrutura possuem comutação suave ZVS, o que depende de certas condições. Conclui-se também que os interruptores S_3 e S_4 são os primeiros a perderem comutação suave dependendo do ponto de operação em que o conversor se encontra, sendo denominados de interruptores críticos e que foram monitorados nos ensaios experimentais com uma maior atenção que os demais.

O comportamento dinâmico da tensão de saída do conversor HT²-ZVS-PWM para os modos de condução contínua e modulação de três níveis e quatro níveis foi investigada no capítulo 5, em que obtiveram-se modelos matemáticos que foram utilizados para o projeto dos compensadores. Nesta análise, simplificações foram utilizadas e através do método de transformação fasorial as funções de transferência foram determinadas. Mesmo com todas as simplificações, as respostas do modelos e o controle da tensão de saída do conversor apresentaram-se satisfatórias. Com degraus de carga, o compensador obtido foi validado. Deve-se deixar claro que o intuito não era realizar a otimização do controle do conversor, mas somente a

regulação da tensão de saída nos 300 V especificado, independente do sobressinal e tempo de estabilização resultantes.

Com os procedimentos de projeto propostos e simulações para a operação do conversor com ponto fixo e operação com ampla faixa de tensão de entrada realizados no capítulo 6, como resultados, foi construído um protótipo de 1,2 kW, o qual validou a análise teórica.

A partir da análise estática validada e das equações obtidas realizou-se as etapas do projeto físico do conversor, com a escolha adequada dos componentes e construção de magnéticos, descritas no capítulo 7. Além disso, as perdas nos elementos do circuito foram estimadas, sendo possível também realizar uma estimativa de rendimento para a potência nominal de 1,2 kW.

Tendo-se o protótipo do conversor HT²-ZVS-PWM projetado adequadamente, realizaram-se ensaios experimentais, apresentando os principais resultados no capítulo 8. Curvas de rendimento do conversor em estudo no presente trabalho foram apresentadas para diversas situações e comparadas com o conversor ponte completa com comutação suave ZVS (FB-ZVS-PWM).

Portanto, a partir de todo o estudo, simulações e ensaios experimentais acerca do conversor HT²-ZVS-PWM, conclui-se que:

- O transformador fica submetido a uma tensão simétrica de três ou quatro níveis, evitando a saturação do núcleo magnético, não necessitando a adição de um capacitor em série;
- Com a estratégia de modulação três níveis, empregada no modo de condução contínua, surgem mais dois níveis de tensão “parasitas” entre os pontos ‘a’ e ‘b’, que são decorrentes do funcionamento da topologia. Poderia ser denominada como uma modulação cinco níveis, porém o intuito foi obter três níveis de tensão. Uma estratégia de modulação que elimina estes níveis “parasitas” foi estudada, no entanto, esta não possibilita a comutação suave ZVS em todos os interruptores, que ao contrário da estratégia de modulação adotada garantiu;
- Obtém-se comutação suave em todos os interruptores da topologia para as operações propostas;
- A máxima tensão submetida nos terminais dos interruptores S_5 e S_6 é igual a metade da tensão de entrada, o que possibilitou a utilização de MOSFETs de menor tensão de bloqueio e menor resistência dreno-fonte;

- O conversor apresenta o modo de condução contínua incontrolável, que pertence ao intervalo de razão cíclica $1/2 < D < 2/3$. Neste modo a corrente de saída não responde a variações de razão cíclica neste intervalo;
- Não houve oscilação de tensão entre capacitância de junção dos diodos de saída e indutância de dispersão do secundário do transformador, não necessitando o emprego de um circuito de grampeamento nestes diodos.
- Com a utilização de um controlador proporcional-integral (PI) a tensão de saída foi regulada em 300 V.
- Para a operação do conversor com ponto fixo o rendimento máximo foi de 97,39%;
- A indutância de magnetização do transformador possibilita a circulação de correntes permitindo uma ampliação na faixa de operação em condução contínua, o que acarreta também a ampliação da faixa de comutação suave do tipo ZVS;
- Na operação com ampla faixa de tensão de entrada, obteve-se rendimentos máximos de 96,35% e 95,725%, para 240 e 480 V, respectivamente;
- Os resultados obtidos para as tensões de entrada de 240 e 480 V, assim como os rendimentos obtidos, conclui-se que o conversor HT²-ZVS-PWM é uma solução atraente para aplicações com ampla faixa de tensão de entrada;
- Em comparação com os rendimentos do conversor FB-ZVS-PWM, o conversor HT²-ZVS-PWM apresentou melhores rendimentos para todas as faixas de tensão de entrada (240, 360 e 480V).

9.2 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir das análises, simulações e ensaios experimentais realizados nesta dissertação é possível dar continuidade em pesquisas relacionadas ao conversor HT²-ZVS-PWM, dentre as quais podem ser citadas:

- Estudo comparativo entre diferentes pontos de operação do conversor, a fim de otimizar as condições de funcionamento e determinar um ponto em que os rendimentos sejam otimizados;

- Otimização do projeto do compensador, realizando uma varredura para determinar controladores que forneçam melhores respostas da tensão de saída do conversor, ou seja, um controle mais otimizado;
- Modelagem mais completa do conversor para a análise dinâmica, não utilizando-se de simplificações na determinação das funções de transferência;
- Melhorias no protótipo do conversor como a utilização de circuitos de comando em SMD e possível configuração planar dos magnéticos, possibilitando menor peso e volume do conversor;
- Estudo do conversor HT^2 -ZVS-PWM para potências mais elevadas;
- Estudo de novas tecnologias de semicondutores a serem utilizadas no conversor para a otimização do rendimento;
- Estudo aprofundado da análise da comutação, determinando-se as capacitâncias equivalentes e tempo morto em diferentes pontos de operação e potência, a fim de otimização;
- Proposta de uma estratégia de modulação, a qual possibilite eliminar a região de incontrolabilidade.

REFERÊNCIAS

- AGOSTINI JUNIOR, E. **Conversor CC-CC trifásico ZVS PWM de três níveis**. Tese—Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.
- ALOLAH, A. I.; HULLEY, L. N.; SHEPHERD, W. A three-phase neutral point clamped inverter for motor control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 399–405, out. 1988.
- BADSTÜBNER, U. **Ultra-high performance telecom DC-DC converter**. Doctoral Thesis—[s.l.] ETH Zurich, 2012.
- BANDEIRA, D. G.; BARBI, I. A T-Type Isolated Zero Voltage Switching DC-DC Converter With Capacitive Output. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4210–4218, jun. 2017.
- BANDEIRA, D. G.; MUSSA, S. A.; BARBI, I. **A ZVS-PWM T-type isolated DC-DC converter**. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). **Anais...** In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC). nov. 2015
- BANDEIRA JUNIOR, D. G. **Conversor CC-CC tipo T ZVS PWM: análise, projeto e implementação**. Dissertação—Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2014.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Edição do autor. Florianópolis, 2012.
- BEIRANVAND, R. et al. Using LLC Resonant Converter for Designing Wide-Range Voltage Source. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 5, p. 1746–1756, maio 2011a.
- BEIRANVAND, R. et al. Optimizing the LLC-LC Resonant Converter Topology for Wide-Output-Voltage and Wide-Output-Load Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 11, p. 3192–3204, nov. 2011b.
- CALISKAN, V. et al. **Analysis of three-phase rectifiers with constant-voltage loads**. IEEE, 1999Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/785588/>>. Acesso em: 8 set. 2017
- CANALES, F.; LI, T. H.; AGGELER, D. **Novel modulation method of a three-level isolated full-bridge LLC resonant DC-DC converter for wide-output voltage application**. 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC). **Anais...** In: 2012 15TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (EPE/PEMC). set. 2012
- CHEN, W.; GU, Y.; LU, Z. **A Novel Three Level Full Bridge Resonant Dc-Dc Converter Suitable for High Power Wide Range Input Applications**. APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.

Anais... In: APEC 07 - TWENTY-SECOND ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. fev. 2007

Datasheet, LEM; “Voltage Transducer LV 25-P/SP2”. , <http://www.lem.com>.

FUJII, K. et al. **1-MW advanced T-type NPC converters for solar power generation system**. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). **Anais...** In: 2013 15TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE). set. 2013

HAGA, H.; KUROKAWA, F. Modulation Method of a Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter for Battery Charger of Electrical Vehicles. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2498–2507, abr. 2017.

JIN, K.; RUAN, X. **Hybrid Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter- A Novel DC-DC Converter Suitable for Fuel Cell Power System**. 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference. **Anais...** In: 2005 IEEE 36TH POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. jun. 2005

JOVANOVIĆ, M. M.; IRVING, B. T. On-the-Fly Topology-Morphing Control-Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input- and/or Output-Voltage Range. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 3, p. 2596–2608, mar. 2016.

LEE, I. O.; MOON, G. W. Analysis and Design of a Three-Level LLC Series Resonant Converter for High- and Wide-Input-Voltage Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 6, p. 2966–2979, jun. 2012.

MARTINS, D. C. **Eletrônica de Potência: Semicondutores de Potência controlados, Conversores CC-CC Isolados e Conversores CC-CC a Tiristor (Comutação Forçada)**. INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC: [s.n.]. v. 1

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [s.l.] Marcel Dekker New York, NY, USA:, 2004. v. 121

POMILIO, J. A. **Conversores Ressonantes**, jul. 2016.

RIM, C. T.; CHO, G. H. Phasor transformation and its application to the DC/AC analyses of frequency phase-controlled series resonant converters (SRC). **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 5, n. 2, p. 201–211, abr. 1990.

SABATE, J. A. et al. **Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter**. Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition. **Anais...** In: FIFTH ANNUAL PROCEEDINGS ON APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. mar. 1990

SCHWEIZER, M.; KOLAR, J. W. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 899–907, fev. 2013.

SHIN, H. et al. **Power loss comparison with different PWM methods for 3L-NPC inverter and 3L-T type inverter**. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. **Anais...** In: 2014 INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND APPLICATION CONFERENCE AND EXPOSITION. nov. 2014

SONG, W.; LEHMAN, B. **Dual-bridge DC-DC converter: a new topology of no deadtime DC-DC converters**. APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335). **Anais...** In: APEC. SEVENTEENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (CAT. NO.02CH37335). 2002

SONG, W.; LEHMAN, B. Dual-bridge DC-DC converter: a new topology characterized with no deadtime operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 94–103, jan. 2004.

SUN, X. et al. Dual-Bridge LLC Resonant Converter With Fixed-Frequency PWM Control for Wide Input Applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 1, p. 69–80, jan. 2017.

SUPPLIER. Drivers para transistores de potência. 2011.

TING, Y. DC-DC converter with a wide load range and a wide input-voltage range. 2015.

YANG, B. et al. **LLC resonant converter for front end DC/DC conversion**. APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335). **Anais...** In: APEC. SEVENTEENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (CAT. NO.02CH37335). 2002

YOON, H. K. et al. **Zero-voltage switching and soft-commutating two-transformer full-bridge PWM converter using the voltage-ripple**. 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference. **Anais...** In: 2006 37TH IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. jun. 2006

APÊNDICE A - ANÁLISE DE ESFORÇOS

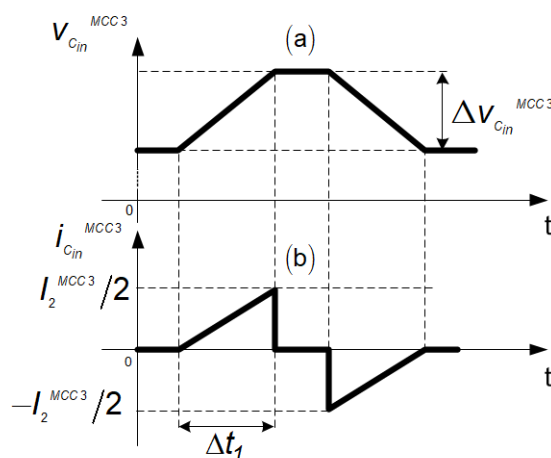
A.1 ESFORÇOS DO MCC3

A análise dos esforços dos componentes no modo de condução contínua com modulação três níveis (MCC3) é apresentada a seguir. Esta análise baseia-se na determinação das expressões a partir de formas de onda de corrente e tensão dos elementos do conversor, quando opera com modulação de três níveis.

- Esforços nos capacitores de barramento (MCC3)

As formas de onda ideais da tensão e corrente em um dos capacitores de barramento são apresentadas Figura A.1. Arbitrada uma ondulação máxima, a capacitância necessária pode ser calculada, assim como a corrente eficaz que circula por este capacitor.

Figura A.1 – Formas de onda ideais em um capacitor de barramento: (a) Tensão, (b) Corrente.



Fonte: Autoria própria

a) Ondulação de tensão nos capacitores de barramento

A Ondulação de tensão nos capacitores de barramento CC pode ser calculada pela expressão (A.1), a qual está em termos do ganho estático e da definição dada por (2.8).

$$\Delta V_{C_{in}(\%)}^{MCC3} = \frac{(1-2q)(q+2D)^2}{36C_{in} L_d f_s^2} \quad (A.1)$$

b) Valor eficaz de corrente

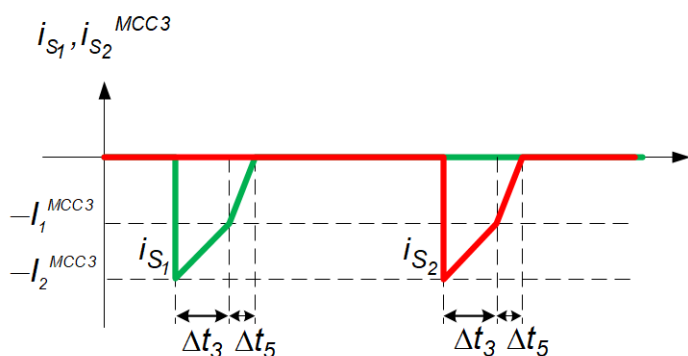
O valor da corrente eficaz no capacitor de barramento é calculado pela equação (A.2).

$$\overline{I_{C_{in\text{ef}}}^{MCC3}} = \frac{2}{9} \sqrt{2(1-2q)^2 (q-2D)^3} \quad (\text{A.2})$$

- Esforços nos interruptores S_1 e S_2 (MCC3)

Quando o conversor HT²-ZVS-PWM opera no modo MCC3, a corrente i_{Ld} circula pelos diodos em antiparalelo D_1 e D_2 dos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente. Portanto, os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos diodos D_1 e D_2 são calculadas com base na Figura A.2, considerando operação de forma idealizada. Além disso, tais valores de correntes são iguais por imposição do circuito para ambos os diodos.

Figura A.2 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCC3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

O valor máximo de corrente nos diodos D_1 e D_2 é dado pela expressão (A.3).

$$\overline{I_{D_{1,2}m\acute{a}x}^{MCC3}} = \frac{4}{3} (1-2q)(q+2D) \quad (\text{A.3})$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio de corrente nos diodos D_1 e D_2 é definido pela equação (A.4).

Obteve-se tal equação calculando-se a área do gráfico da Figura A.2.

$$\overline{I_{D_{1,2}m\acute{e}d}^{MCC3}} = \frac{4q^3 + (16D-8)q^2 + (16D^2 - 8D - 3)q - 20D^2 + 12D}{9} \quad (\text{A.4})$$

c) Valor eficaz de corrente

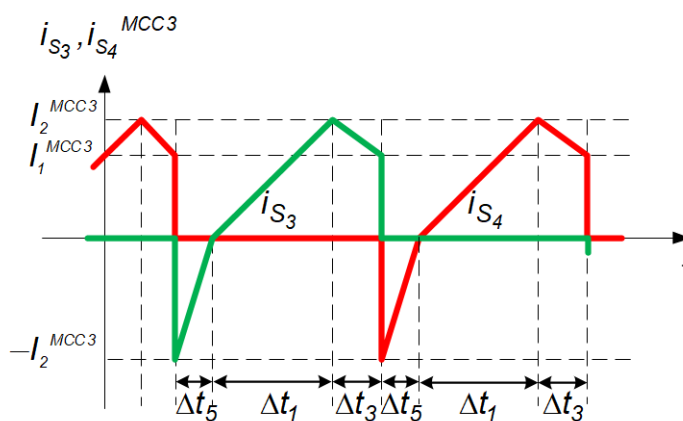
A expressão (A.5) representa o valor da corrente eficaz parametrizada dos diodos D_1 e D_2 , do MCC3.

$$\overline{I_{D_{1,2}^{ef}}^{MCC3}} = \frac{1}{9} \sqrt{8 \left[\begin{array}{l} -8q^5 + (20 - 48D)q^4 + (10 + 48D - 96D^2)q^3 + \\ (9 - 84D + 168D^2 - 64D^3)q^2 + \\ (-18 - 24D^2 + 88D^3)q - 64D^3 + 36D^2 \end{array} \right]} \quad (A.5)$$

▪ Esforços nos interruptores S_3 e S_4 (MCC3)

Pela análise da Figura A. 3, calculam-se as expressões para tais correntes.

Figura A. 3 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCC3)



Fonte: Autoria própria

O valor máximo, médio, e eficaz de corrente nos interruptores S_3 e S_4 são iguais por imposição do circuito.

a) Valor máximo de corrente

O valor máximo de corrente imposto nos interruptores S_3 e S_4 é dado pela equação (A.6).

$$\overline{I_{S_{3,4}^{máx}}^{MCC3}} = \frac{4}{3}(1-2q)(1+q) \quad (A.6)$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio da corrente nestes interruptores é representado pela igualdade (A.7).

$$\overline{I_{S_{3,4}^{MCC3}}^{MCC3}} = \frac{(16Dq^2 + 16Dq - 20D^2 - 8D^2q + 12D - 3q - 14q^2 - 8q^3)}{9} \quad (A.7)$$

c) Valor eficaz de corrente

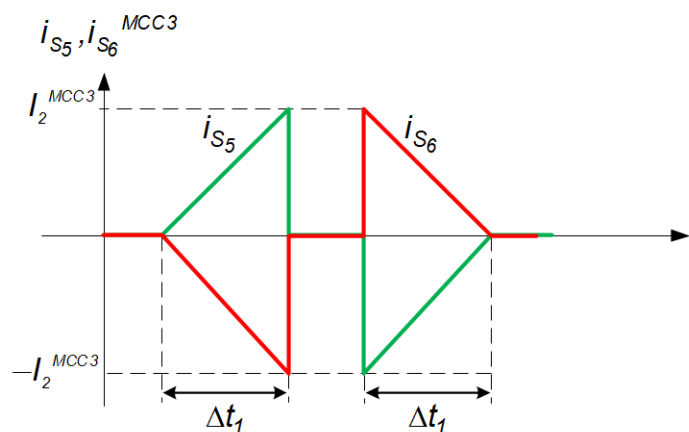
Por análise da forma de onda, o valor eficaz de corrente nos interruptores S_3 e S_4 é calculada pela expressão (A.8).

$$\overline{I_{S_{3,4}^{MCC3}}^{MCC3}} = \sqrt{\frac{8}{27} \left[4q^4 + 4q^3 + (24D^2 - 24D + 3)q^2 + (8D^3 - 6D)q - 16D^3 + 12D^2 \right]} \quad (A.8)$$

▪ Esforços nos interruptores S_5 e S_6 (MCC3)

A partir da análise da Figura A.4, obtêm-se as expressões para o cálculo do valor máximo, médio e eficaz dos interruptores S_5 e S_6 para o modo de condução contínua três níveis (MCC3).

Figura A.4 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCC3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A partir da expressão (A.9), determina-se o valor máximo de corrente nos interruptores S_5 e S_6 .

$$\overline{I_{S_{5,6}^{MCC3}}^{MCC3}} = \frac{4}{3}(1-2q)(q+2D) \quad (A.9)$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio da corrente que circula por S_5 e S_6 , de acordo com a forma de onda obtida na análise qualitativa do conversor, é igual a zero.

c) Valor eficaz de corrente

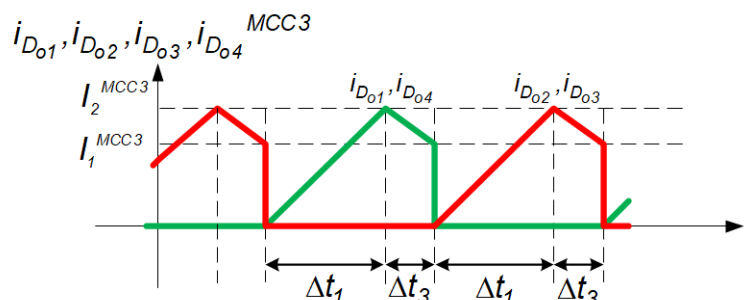
A expressão para o cálculo do valor eficaz de corrente nos interruptores S_5 e S_6 é representada por (A.10).

$$\overline{I_{S_{5,6}ef}^{MCC3}} = \frac{4}{9} \sqrt{2(2q-1)^2 (2D+q^3)} \quad (\text{A.10})$$

- Esforços nos diodos retificadores (MCC3)

O valor máximo, médio e eficaz de corrente nos diodos retificadores D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} são equivalentes, sendo que a Figura A.5 ilustra a forma de onda da corrente nestes componentes.

Figura A.5 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCC3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A expressão que define o valor máximo de corrente nos diodos retificadores pode ser vista em (A.11).

$$\overline{I_{D_{ret}m\acute{a}x}^{MCC3}} = \frac{4}{3} (1-2q)(1+q) \quad (\text{A.11})$$

b) Valor médio de corrente

A equação (A.12) possibilita o cálculo do valor médio da corrente nos diodos retificadores de saída D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} .

$$\overline{i'_{D_{ret}méd}}^{MCC3} = \frac{4D - 4D^2 - q - 2q^2}{3} \quad (A.12)$$

c) Valor eficaz de corrente

A expressão (A.13) é a equação final para o cálculo do valor eficaz da corrente nos diodos retificadores em um período de comutação do conversor.

$$\overline{i'_{D_{ret}ef}}^{MCC3} = 4\sqrt{\frac{(8D^3q - 16D^3 + 12D^2 + 24D^2q^2 - 6Dq - 24Dq^2 + 3q^2 + 4q^3 + 4q^4)}{54}} \quad (A.13)$$

▪ Esforços no indutor L_d

A partir da forma de onda da corrente no indutor L_d , apresentada na Figura 33, determina-se a equação para o cálculo do valor eficaz para este componente do conversor. Tal equação é apresentada por (A.14).

$$\overline{i_{L_d}^{MCC3}} = \frac{4}{3}\sqrt{\frac{4q^4 + 4q^3 + (24D^2 - 24D + 3)q^3 + (8D^3 - 6D)q - 16D^3 + 12D^2}{3}} \quad (A.14)$$

▪ Esforços no capacitor de saída

a) Ondulação de tensão na saída

Há duas equações para a determinação da ondulação da tensão de saída. Elas dependem do formato da forma de onda da corrente que circula pelo capacitor de saída. Portanto, estas expressões e suas restrições são apresentadas em (A.15).

$$\Delta V_{op(\%)}^{MCC3} = \begin{cases} \Delta V_{op.u.1(\%)} = \frac{n^2 (4D^2 - 8Dq - 2q^2 + 3q)^2}{288L_d (1-2q) f_s^2 C_o q^2}, se \rightarrow (I_2 n - I_o) < 0 \\ \Delta V_{op.u.2(\%)} = \frac{n^2 (4D^2 + 2q^2 - 4D + q)^2}{96f_s^2 (1-2q)(q+1)L_d C_o q}, se \rightarrow (I_2 n - I_o) > 0 \end{cases}$$

(A.15)

b) Valor eficaz de corrente no capacitor de saída

A expressão final para o cálculo do valor eficaz de corrente no capacitor de saída, quando o conversor opera no modo MCC3, pode ser vista em (A.16).

$$I'_{C_{oef}}^{MCC3} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{4q^4 + 4q^3 + (48D^2 - 48D + 9)q^2 + (32D^3 - 24D^2)q - 48D^4 + 32D^3}{3}}$$

(A.16)

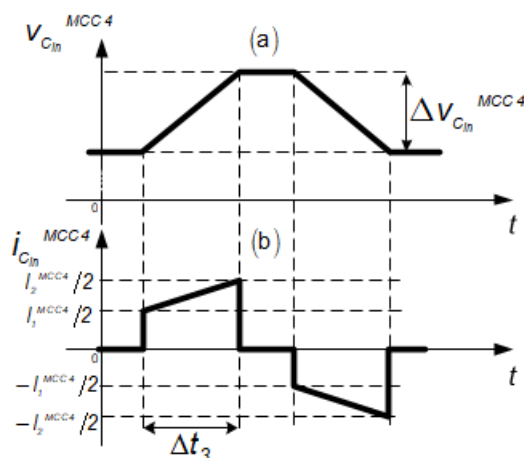
A.2 ESFORÇOS DO MCC4

Com a mesma metodologia do MCC3, obtêm-se as expressões para a determinação de correntes e tensões submetidas nos componentes do conversor no modo MCC4. As equações são apresentadas a seguir.

- Esforços nos capacitores de barramento (MCC4)

Conforme as formas de onda apresentadas na Figura A.6, determinam-se as expressões para o capacitor de barramento quando o conversor opera no modo MCC4.

Figura A.6 – Formas de onda ideais em um capacitor de barramento (MCC4): (a) Tensão, (b) Corrente



Fonte: Autoria própria

a) Ondulação de tensão nos capacitores de barramento

A partir da equação (A.17), obtém-se o valor da ondulação de tensão nos capacitores de barramento CC para o MCC4, já em termos do ganho estático e da definição (2.8).

$$\Delta V_{C_{in}(\%)}^{MCC4} = \frac{(D-1)(1+q^2-q-2D+Dq)}{4C_{in} L_d f_s^2} \quad (A.17)$$

b) Valor eficaz de corrente

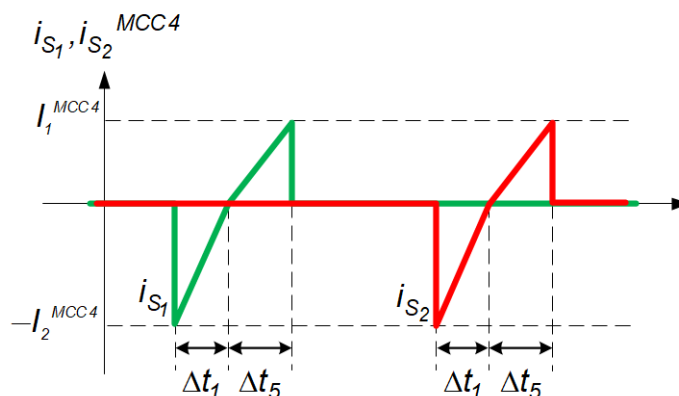
O valor eficaz de corrente no capacitor de barramento é calculado pela equação (A.18).

$$\overline{I_{C_{in}^{ef}}^{MCC4}} = 8 \sqrt{\frac{(1-D)}{96} \left[\begin{array}{l} 13D^2 - 16D^2q + 7D^2q^2 - 14D + 26Dq - 26Dq^2 \\ + 6Dq^3 + 4 - 10q + 13q^2 - 6q^3 + 3q^4 \end{array} \right]} \quad (A.18)$$

- Esforços nos interruptores S_1 e S_2 (MCC4)

Conforme as formas de onda apresentadas na Figura A.7, determinam-se as expressões dos esforços de corrente dos interruptores S_1 e S_2 no modo MCC4.

Figura A.7 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCC4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A expressão para o cálculo do valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_2 é dada por (A.19).

$$\overline{I_{S_{1,2}máx}^{MCC4}} = 2(1-q)(3D-2+q) \quad (A.19)$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio de corrente nos interruptores S_1 e S_2 pode ser determinado pela equação (A.20).

$$\overline{I_{S_{3,4}méd}^{MCC4}} = \frac{(4D^2 - 6D + 2 - q^3 - 5D^2q + 10Dq - 2Dq^2 + 2q^2 - 4q)}{2} \quad (A.20)$$

c) Valor eficaz de corrente

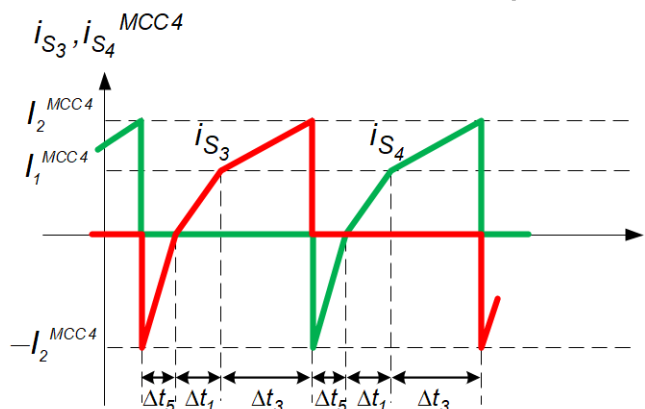
A equação (A.21) é a expressão que representa o valor eficaz da corrente nos interruptores S_1 e S_2 .

$$\overline{I_{S_{1,2}ef}^{MCC4}} = \sqrt{\frac{2}{3} \left[\begin{aligned} &(6D-5)q^4 + 12(D-1)^2q^3 + (14D^3 - 57D^2 + 60D - 19)q^2 \\ &+ (-26D^3 + 66D^2 - 54D + 14)q + 14D^3 - 27D^2 + 18D - 4 \end{aligned} \right]} \quad (A.21)$$

- Esforços nos interruptores S_3 e S_4 (MCC4)

A partir do gráfico apresentado pela Figura A.8, determinam-se e calculam-se as expressões para o cálculo dos valores máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores S_3 e S_4 .

Figura A.8 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCC4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Pela igualdade (A.22), obtém-se o valor máximo da corrente que circula nos interruptores S_3 e S_4 .

$$\overline{I_{S_{3,4}máx}^{MCC4}} = 2(1+q)(D-q) \quad (\text{A.22})$$

b) Valor médio de corrente

A equação (A.23) representa o valor médio da corrente em S_3 e S_4 .

$$\overline{I_{S_{3,4}méd}^{MCC4}} = \frac{D^2(-4-q) + (2q^2 + 2q + 6)D - q^3 - 2q^2 - 2}{2} \quad (\text{A.23})$$

c) Valor eficaz de corrente

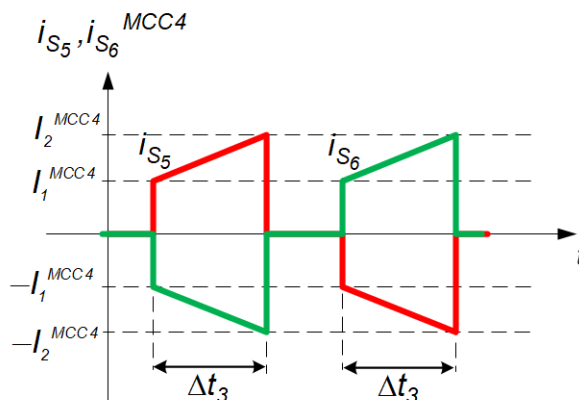
A expressão que representa o valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_4 é dada por (A.24).

$$\overline{I_{S_{3,4}ef}^{MCC4}} = \sqrt{\frac{2}{3} \left[\begin{aligned} &(6q-12)D^3 + (9q^2 - 18q + 27)D^2 \\ &+ (-18q^2 + 18q - 18)D + q^4 + 7q^2 - 6q + 4 \end{aligned} \right]} \quad (\text{A.24})$$

- Esforços nos interruptores S_5 e S_6 (MCC4)

Analisando-se as formas de onda da Figura A.9, determinam-se as equações que permitem o cálculo dos valores máximo, médio e eficaz de corrente para os interruptores S_5 e S_6 .

Figura A.9 – Formas de onda de corrente dos interruptores S_5 e S_6 (MCC4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A expressão para a determinação do valor máximo de corrente nos interruptores S_5 e S_6 e representada por (A.25).

$$\overline{I_{S_{5,6}^{\text{máx}}}}^{\text{MCC4}} = 2(1+q)(D-q) \quad (\text{A.25})$$

b) Valor médio de corrente

Pela análise das formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 , constata-se que o valor médio de corrente nos interruptores S_5 e S_6 é igual a zero.

c) Valor eficaz de corrente

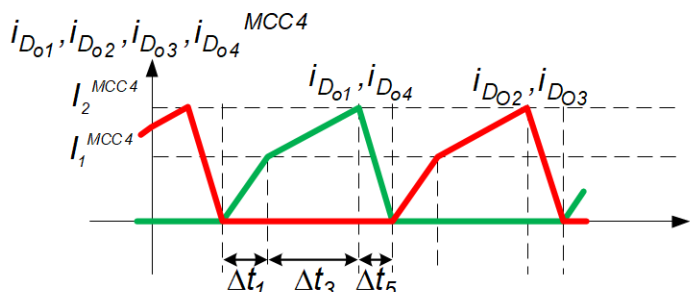
A expressão (A.26) é a equação final para o cálculo do valor eficaz da corrente nos interruptores S_5 e S_6 .

$$\overline{I_{S_{5,6}^{\text{ef}}}}^{\text{MCC4}} = \sqrt{\frac{8(1-D)}{3} \left[3q^4 + (6D-6)q^3 + (7D^2 - 26D + 13)q^2 + (-16D^2 + 26D - 10)q + 13D^2 - 14D + 4 \right]} \quad (\text{A.26})$$

- Esforços nos diodos retificadores (MCC4)

Analisando-se o gráfico da Figura A.10 é possível determinar as equações dos esforços nos diodos da ponte retificadora para o modo MCC4.

Figura A.10 – Formas de onda de corrente nos diodos retificadores (MCC4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

O valor máximo da corrente que circula pelos diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} é calculado pela expressão (A.27).

$$\overline{I_{D_{ret}máx}^{MCC4}} = 2(1+q)(D-q) \quad (A.27)$$

b) Valor médio de corrente

A expressão (A.28) representa a equação para o cálculo do valor médio da corrente nos diodos retificadores.

$$\overline{I_{D_{ret}méd}^{MCC4}} = \frac{(6D - 3D^2 - 2 - q)}{2} \quad (A.28)$$

c) Valor eficaz de corrente

A expressão final para o cálculo do valor eficaz de corrente nos diodos retificadores é representada por (A.29).

$$\overline{I_{D_{ret}ef}^{MCC4}} = 2 \sqrt{\frac{D^3(6q-12) + D^2(9q^2-18q+27) + D(18q-18q^2-18) + q^4 + 7q^2 - 6q + 4}{6}} \quad (A.29)$$

- Esforços no indutor L_d

Conforme forma de onda da corrente no indutor de dispersão, obtém-se a expressão para o cálculo do valor eficaz de corrente em L_d , conforme (A.30).

$$\overline{I_{L_d \text{ef}}^{MCC4}} = 2 \sqrt{\frac{(6q-12)D^3 + (9q^2 - 18q + 27)D^2 + (18q - 18q^2 - 18)D + q^4 + 7q^2 - 6q + 4}{3}} \quad (\text{A.30})$$

- Esforços no capacitor de saída

a) Ondulação de tensão da saída

A ondulação de tensão de saída é determinada para o modo MCC4 pode ser determinada a partir de duas equações. Dependendo das especificações de projeto do conversor usa-se uma ou outra expressão. Tais equações são apresentadas em (A.31).

$$\Delta V_{op.u.(\%)}^{MCC4} = \begin{cases} \Delta V_{op.u.1(\%)} = \frac{3n^2 (3D^2 + 2Dq - q^2 - 4D - 2q + 2)^2}{128L_d f_s^2 (1-2q)(q+1)C_o}, & \text{se } \rightarrow (I_1 n - I_o) < 0 \\ \Delta V_{op.u.2(\%)} = \frac{n^2 (3D^2 - 6D + q^2 + 2)^2}{64L_d f_s^2 C_o q (1-q^2)}, & \text{se } \rightarrow (I_1 n - I_o) > 0 \end{cases} \quad (\text{A.31})$$

b) Valor eficaz de corrente eficaz no capacitor de saída

A corrente eficaz no capacitor de saída do conversor HT²-ZVS-PWM é calculada pela equação (A.32).

$$\overline{I_{C_o \text{ef}}^{MCC4}} = \sqrt{\frac{(-27D^4 + 60D^3 - 36D^2 + 4) + 24q(D-1)^3 + 18q^2(D - \frac{2}{3})(D - \frac{4}{3}) + q^4}{3}} \quad (\text{A.32})$$

A.3 ESFORÇOS DO MCC4

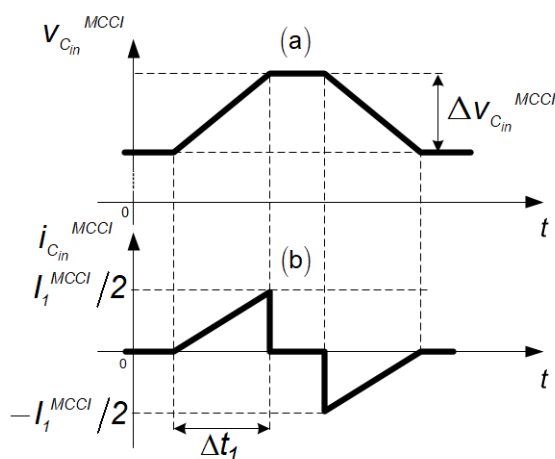
A seguir apresentam-se as equações dos esforços nos componentes do conversor quando este opera no denominado modo incontrolável. Nota-se que neste

modo as equações não se apresentam em função da razão cíclica, o que caracteriza tal modo de operação.

- Esforços nos capacitores de barramento

A partir das formas de onda idealizadas de tensão e corrente em um dos capacitores de barramento ilustrada na Figura A.11, determinam-se as expressões para o cálculo destes capacitores e seus respectivos valores eficazes de corrente.

Figura A.11 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCCI): (a) Tensão, (b) Corrente



Fonte: Autoria própria

a) Ondulação de tensão nos capacitores de barramento

Pela expressão (A.33), que se apresenta em termos do ganho estático e da definição (2.8), calcula-se a ondulação de tensão nos capacitores de barramento CC para o modo MCCI.

$$\Delta V_{C_{in}(\%)}^{MCCI} = \frac{(1-2q)(1+q)^2}{36C_{in} L_d f_s^2} \quad (A.33)$$

b) Valor eficaz de corrente nos capacitores de barramento

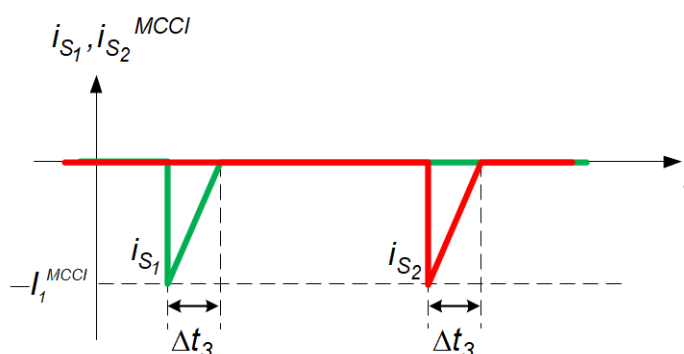
Pela equação representada por (A.34), calcula-se o valor eficaz das correntes nos capacitores de barramento do conversor.

$$I_{C_{in}ef}^{MCCI} = \frac{4}{9} \sqrt{\frac{(1+q)(q-1+2q^2)^2}{2}} \quad (A.34)$$

- Esforços nos interruptores S_1 e S_2

Na Figura A.12 apresentam-se as formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 . Observa-se que a corrente circula pelos diodos em antiparalelo a estes interruptores, portanto, os valores máximo, médio e eficaz são referenciados aos diodos D_1 e D_2 .

Figura A.12 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCCI)



Fonte: Autoria própria

- a) Valor máximo de corrente

O valor máximo da corrente que circula pelos diodos D_1 e D_2 dos interruptores S_1 e S_2 é dado pela expressão (A.35).

$$\overline{I_{D_{1,2}máx}^{MCCI}} = \frac{4}{3}(1-2q)(1+q) \quad (\text{A.35})$$

- b) Valor médio de corrente

O valor médio da corrente que circula pelos diodos em antiparalelo D_1 e D_2 é obtido pela equação (A.36).

$$\overline{I_{D_{1,2}méd}^{MCCI}} = \frac{(1-2q)^2(1+q)}{9} \quad (\text{A.36})$$

- c) Valor eficaz de corrente

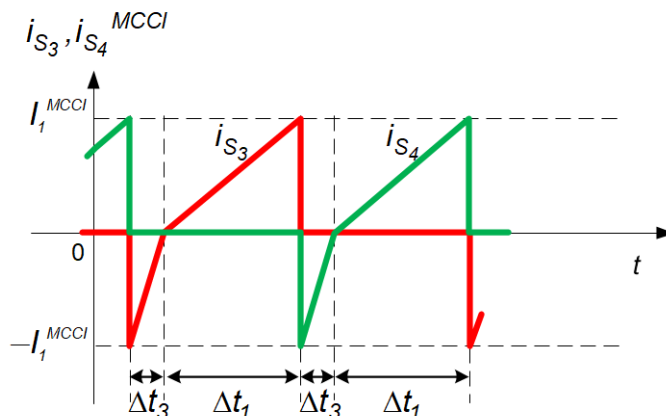
O valor eficaz da corrente em D_1 e D_2 é representado pela equação (A.37).

$$\overline{I_{D_{1,2}ef}^{MCCI}} = \frac{4}{9} \sqrt{\frac{(1-2q)(q-1+2q^2)^2}{2}} \quad (\text{A.37})$$

- Esforços nos interruptores S_3 e S_4

Os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos interruptores S_3 e S_4 são determinados analisando-se as formas de onda da Figura A.13.

Figura A.13 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCCI)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Com a equação (A.38), determina-se o valor máximo da corrente dos interruptores S_3 e S_4 quando o conversor opera no MCCI.

$$\overline{I_{S_{3;4}máx}^{MCCI}} = \frac{4}{3}(1-2q)(1+q) \quad (\text{A.38})$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio de corrente nos interruptores S_3 e S_4 quando o conversor HT²-ZVS-PWM opera no MCCI é calculado pela expressão (A.39).

$$\overline{I_{S_{3;4}méd}^{MCCI}} = \frac{1+3q-6q^2-8q^3}{9} \quad (\text{A.39})$$

c) Valor eficaz de corrente

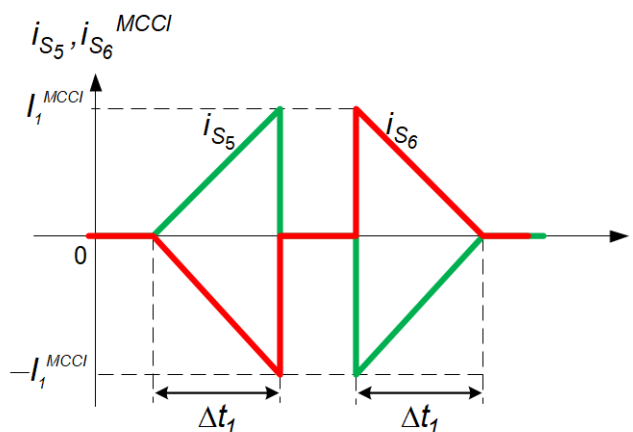
A expressão (A.40) representa o valor eficaz da corrente que circula por S_3 e S_4 .

$$\overline{I_{S_{3;4}ef}^{MCCI}} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}(q-1+2q^2)^2} \quad (\text{A.40})$$

- Esforços nos interruptores S_5 e S_6

Apresentam-se na Figura A.14, as formas de onda de corrente de S_5 e S_6 , necessárias para a análise e obtenção dos seus respectivos valores máximo, médio e eficaz. Observa-se pela ilustração que a corrente média é igual a zero em ambos os interruptores.

Figura A.14 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCCI)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Da mesma forma que nos interruptores S_3 e S_4 , o valor máximo de corrente em S_5 e S_6 é obtida pela igualdade (A.41).

$$\overline{I_{S_{5,6}^{m\acute{a}x}}^{MCCI}} = \frac{4}{3}(1-2q)(1+q) \quad (\text{A.41})$$

b) Valor eficaz de corrente

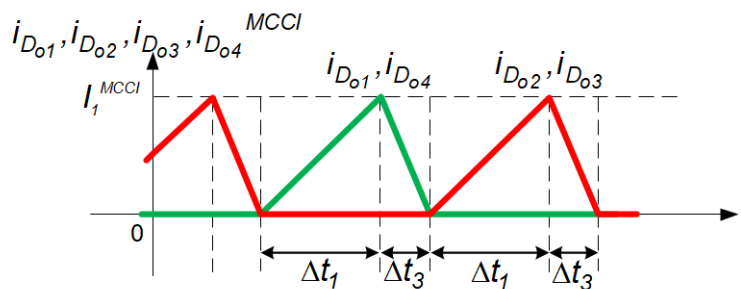
Pela expressão (A.42), calcula-se o valor eficaz de corrente em S_5 e S_6 .

$$\overline{I_{S_{5,6}^{ef}}^{MCCI}} = \frac{8}{9} \sqrt{\frac{(1+q)(q-1+2q^2)^2}{2}} \quad (\text{A.42})$$

▪ Esforços nos diodos retificadores

Com a análise das formas de onda de corrente dos diodos retificadores D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04} da Figura A.15, obtêm-se as expressões para seus respectivos valores máximo, médio e eficaz.

Figura A.15 – Formas de onda de corrente nos diodos retificadores (MCCI)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

O valor máximo de corrente nos diodos retificadores é calculado utilizando a equação (A.43).

$$\overline{i_{D_{ret}máx}^{MCCI}} = \frac{4}{3}(1-2q)(1+q) \quad (A.43)$$

b) Valor médio de corrente

Pela expressão (A.44), calcula-se o valor médio de corrente nos diodos retificadores quando o conversor opera no MCCI.

$$\overline{i_{D_{ret}méd}^{MCCI}} = \frac{(1-2q)(1+q)}{3} \quad (A.44)$$

c) Valor eficaz de corrente

Através da expressão (A.45), obtém-se o valor eficaz de corrente nos diodos retificadores, para o modo MCCI.

$$\overline{i_{D_{ret}ef}^{MCCI}} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2}{3}(q-1+2q^2)^2} \quad (A.45)$$

▪ Esforços no indutor L_d

Com base na forma de onda da corrente no indutor L_d , apresentada pela Figura 59, determina-se a equação (A.46), para o cálculo do valor eficaz de corrente neste elemento, quando o conversor opera no modo incontrolável.

$$\overline{i_{L_d ef}^{MCCI}} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{(q-1+2q^2)^2}{3}} \quad (A.46)$$

- Esforços no capacitor de saída

a) Ondulação da tensão na saída

O valor da ondulação de tensão na saída do conversor quando este opera no MCCI é obtido a partir da expressão (A.47)

$$\Delta V_{op.u.\%}^{MCCI} = \frac{n^2 (1-2q)(q+1)}{96L_d f_s^2 C_o q} \quad (A.47)$$

b) Valor eficaz de corrente eficaz no capacitor de saída

A equação (A.48) representa a expressão para o cálculo do valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor de saída no modo MCCI.

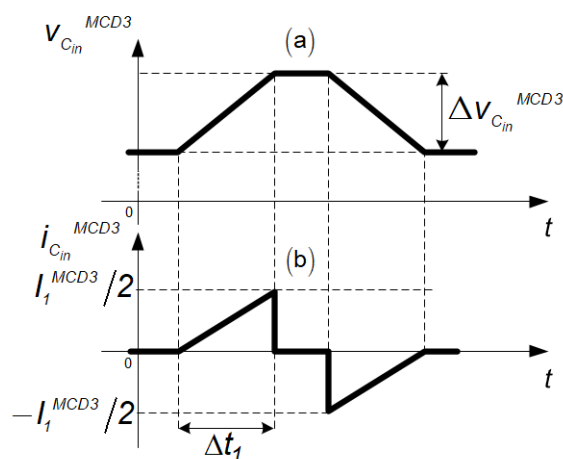
$$i_{C_{oef}}^{MCCI} = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{(2q^2 + q - 1)^2}{3}} \quad (A.48)$$

A.4 ESFORÇOS DO MCD3

- Esforços nos capacitores de barramento

Na Figura A.16 apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente nos capacitores de barramento do conversor HT²-ZVS-PWM quando opera no MCD3.

Figura A.16 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCD3): (a) Tensão, (b) Corrente



Fonte: Autoria própria

a) Ondulação de tensão nos capacitores de barramento

Com a equação (A.49) é possível determinar da ondulação de tensão nos capacitores de barramento para o MCD3.

$$\Delta v_{C_{in}(\%)}^{MCD3} = \frac{D^2 (1-2q)}{4C_{in} L_d f_s^2} \quad (\text{A.49})$$

b) Valor eficaz de corrente nos capacitores de barramento

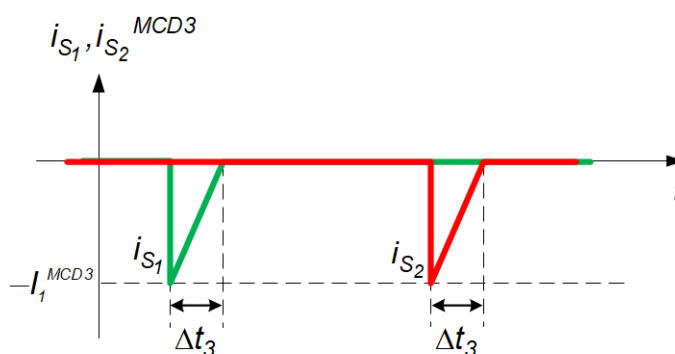
O valor eficaz da corrente nos capacitores de barramento pode ser calculado pela igualdade (A.50)

$$I_{C_{in}ef}^{MCD3} = \sqrt{\frac{8}{3} D(D-2Dq)^2} \quad (\text{A.50})$$

▪ Esforços nos interruptores S_1 e S_2

Através da análise das formas de onda da Figura A.17, obtêm-se as equações que fornecem os valores máximo, médio e eficaz de corrente nos diodos D_1 e D_2 , denominados diodos em antiparalelo aos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente.

Figura A.17 – Formas de onda de corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCD3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Quando o conversor opera no MCD3, a corrente circula pelos diodos D_1 e D_2 dos interruptores S_1 e S_2 . Portanto, o valor máximo de corrente nestes diodos é dado pela expressão (A.51).

$$\overline{I_{D_{1,2}máx}^{MCD3}} = 4D(1-2q) \quad (\text{A.51})$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio da corrente que circula pelos diodos em antiparalelo aos interruptores S_1 e S_2 é calculado utilizando a equação (A.52).

$$\overline{I_{D_{1,2}méd}^{MCD3}} = \frac{D^2(1-4q+4q^2)}{q} \quad (\text{A.52})$$

c) Valor eficaz de corrente

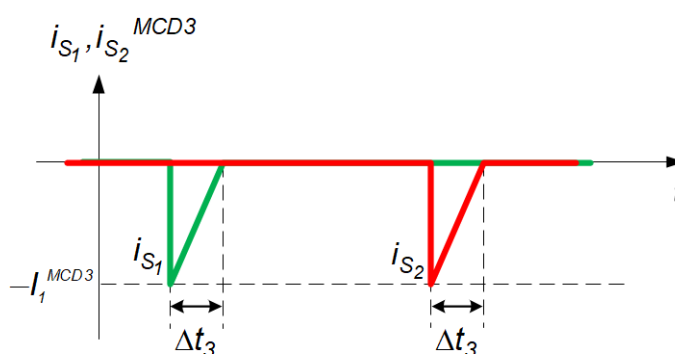
A equação (A.53) representa a expressão para o cálculo do valor eficaz da corrente nos diodos dos interruptores S_1 e S_2 .

$$\overline{I_{D_{1,2}ef}^{MCD3}} = \frac{8}{5} \sqrt{\frac{D^3(1-2q)^3}{q}} \quad (\text{A.53})$$

▪ Esforços nos interruptores S_3 e S_4

Na Figura A.18, apresentam-se as formas de onda dos interruptores S_3 e S_4 quando o conversor HT²-ZVS-PWM opera no modo de condução descontínua e modulação de três níveis.

Figura A.18 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCD3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

O valor da corrente máxima submetida nos interruptores S_3 e S_4 é obtida pela equação (A.54).

$$\overline{i_{S_{3,4}máx}^{MCD3}} = 4D(1-2q) \quad (A.54)$$

b) Valor médio de corrente

A expressão (A.55) representa a equação para o cálculo do valor médio da corrente em S_3 e S_4 .

$$\overline{i_{S_{3,4}méd}^{MCD3}} = \frac{D^2(1-2q)}{q} \quad (A.55)$$

c) Valor eficaz de corrente

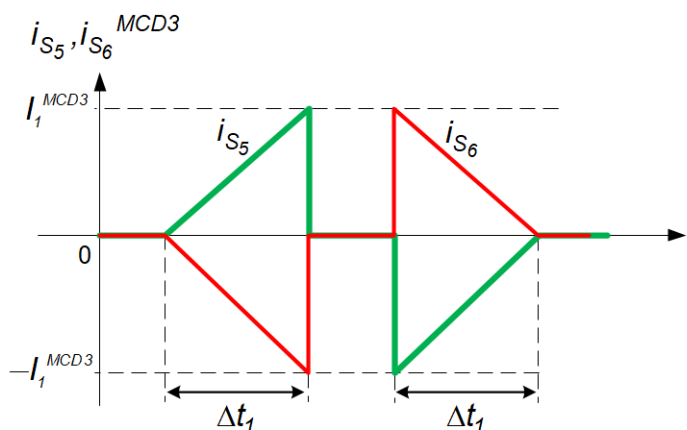
A equação (A.56) define o valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_4 .

$$I_{S_{3,4}ef}^{MCD3} = 2\sqrt{\frac{2D^3(1-2q)^2}{3q}} \quad (A.56)$$

▪ Esforços nos interruptores S_5 e S_6

Através da análise das formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 ilustradas na Figura A.19, é possível determinar os esforços dos mesmos. Primeiramente, constata-se que o valor médio de corrente nestes interruptores é igual a zero.

Figura A.19 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCD3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A expressão final para o cálculo do valor máximo de corrente nos interruptores pode ser vista em (A.57).

$$\overline{I_{S_{5,6}^{máx}}^{MCD3}} = 4D(1-2q) \quad (\text{A.57})$$

b) Valor eficaz de corrente

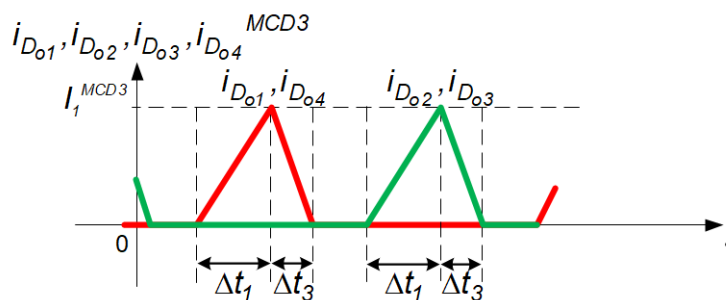
A equação final para o cálculo do valor eficaz de corrente de S_5 e S_6 pode ser visualizada em (A.58).

$$\overline{I_{S_{5,6}^{ef}}^{MCD3}} = \frac{408}{125} \sqrt{D^3(2q-1)^2} \quad (\text{A.58})$$

▪ Esforços nos diodos retificadores

As formas de onda de corrente nos diodos retificadores são apresentadas na Figura A.20.

Figura A.20 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCD3)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

A expressão para a determinação do valor máximo de corrente nos diodos retificadores de saída é representada por (A.59).

$$\overline{I_{D_{ret}^{máx}}^{MCD3}} = 4D(1-2q) \quad (\text{A.59})$$

b) Valor médio de corrente

Pela igualdade apresentada em (A.60), calcula-se o valor médio da corrente nos diodos da ponte retificadora de saída.

$$\overline{i'_{D_{ret}méd}}^{MCD3} = \frac{D^2(1-2q)}{q} \quad (A.60)$$

c) Valor eficaz de corrente

A expressão final para o cálculo do valor do valor eficaz de corrente nos diodos retificadores é apresentada em (A.61).

$$\overline{i'_{D_{ret}ef}}^{MCD3} = 2\sqrt{\frac{2D^3(1-2q)^2}{3q}} \quad (A.61)$$

- Esforços no indutor L_d

A expressão final para o cálculo do valor da corrente eficaz no indutor L_d , quando o conversor opera no MCD3, é representada por (A.62), obtida a partir da forma de onda da corrente i_{Ld} da Figura 69.

$$\overline{i_{Ld}ef}^{MCD3} = 4\sqrt{\frac{D^3(1-2q)^2}{3q}} \quad (A.62)$$

- Esforços no capacitor de saída

a) Ondulação de tensão na saída

Para a determinação da ondulação da tensão de saída do conversor HT²-ZVS-PWM operando no MCD3, aplica-se a expressão parametrizada apresentada por (A.63).

$$\Delta V_{op.u.(%) }^{MCD3} = \frac{D^2(1-2q)(D-2q)^2 n^2}{L_d f_s^2 n^2 C_o q^4} \quad (A.63)$$

b) Valor eficaz de corrente no capacitor de saída

Por fim, para o cálculo do valor eficaz de corrente no capacitor de saída para o modo de condução descontínua e modulação três níveis é utilizada a equação (A.64).

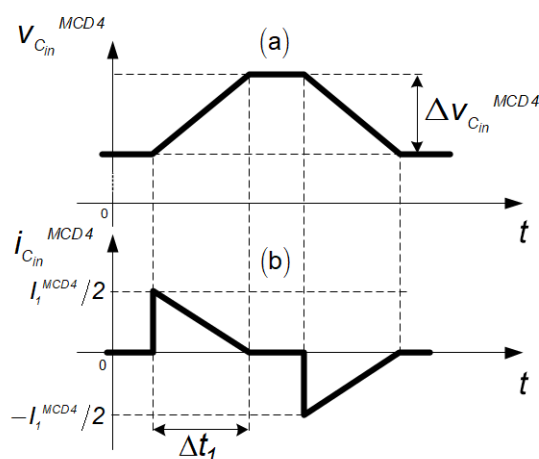
$$\overline{i'_{C_oeff}}^{MCD3} = 2\sqrt{\frac{D^3(4q-3D)(1-2q)^2}{3q^2}} \quad (A.64)$$

A.5 ESFORÇOS DO MCD4

- Esforços nos capacitores de barramento

O cálculo das capacitâncias de barramento e seus respectivos valores eficazes de corrente é realizado analisando-se as formas de onda da Figura A.21.

Figura A.21 – Formas de onda ideais de um capacitor de barramento (MCD4): (a) Tensão, (b) Corrente



Fonte: Autoria própria

- a) Ondulação de tensão nos capacitores de barramento

O valor da ondulação de tensão nos capacitores de barramento do conversor é obtido pela expressão (A.65).

$$\Delta V_{C_{in}(\%)}^{MCD4} = \frac{(2D-1)^2 (1-q)^2}{4C_{in} L_d f_s^2 (2q-1)} \quad (\text{A.65})$$

- b) Valor eficaz de corrente nos capacitores de barramento

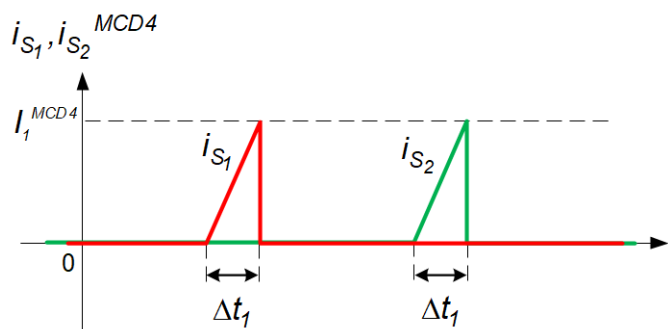
Aplicando-se a igualdade (A.66) determina-se o valor eficaz de corrente nos capacitores de barramento para o modo MCD4.

$$I_{C_{in}ef}^{MCD4} = \sqrt{\frac{8(1-q-2D+2Dq)^3}{3(1-2q)}} \quad (\text{A.66})$$

- Esforços nos interruptores S_1 e S_2

Na Figura A.22 são ilustradas as formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 do modo MCD4.

Figura A.22 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_1 e S_2 (MCD4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Conforme o gráfico da corrente apresentado anteriormente, o valor máximo de corrente nos interruptores S_1 e S_2 é igual a I_1 e dado pela equação (A.67).

$$\overline{I_{S_{1,2}máx}^{MCD4}} = 4(2D - 2Dq - 1 + q) \quad (\text{A.67})$$

b) Valor médio de corrente

A equação que representa o valor médio de corrente nos interruptores S_1 e S_2 é apresentada em (A.68).

$$\overline{I_{S_{1,2}méd}^{MCD4}} = (2D - 1)^2 (1 - q) \quad (\text{A.68})$$

c) Valor eficaz de corrente

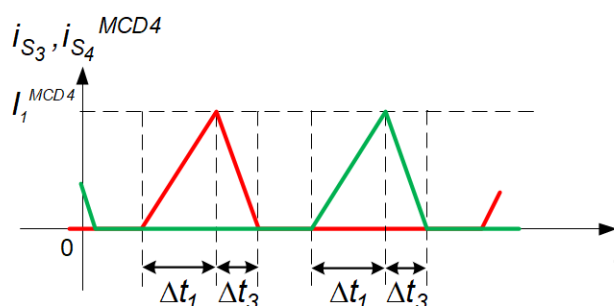
A expressão final para o cálculo do valor eficaz da corrente nos interruptores S_1 e S_2 pode ser vista em (A.69).

$$\overline{I_{S_{1,2}ef}^{MCD4}} = 2\sqrt{\frac{2}{3}(q-1)^2(2D-1)^3} \quad (\text{A.69})$$

▪ Esforços nos interruptores S_3 e S_4

Analisando-se a Figura A.23 é possível determinar as expressões dos esforços de corrente nos interruptores S_3 e S_4 .

Figura A.23 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_3 e S_4 (MCD4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Da mesma forma que nos interruptores S_1 e S_2 , o valor máximo da corrente que circula nos interruptores S_3 e S_4 é representado pela equação (A.70).

$$\overline{I_{S_{3;4}máx}^{MCD4}} = 4(2D - 2Dq - 1 + q) \quad (\text{A.70})$$

b) Valor médio de corrente

O valor médio da corrente nos interruptores S_3 e S_4 com o conversor operando no MCD4 é calculado utilizando a expressão (A.71).

$$\overline{I_{S_{3;4}méd}^{MCD4}} = \frac{(2D - 1)^2 (1 - q)}{(2q - 1)} \quad (\text{A.71})$$

c) Valor eficaz de corrente

A equação final para o cálculo do valor da corrente eficaz de S_3 e S_4 pode ser vista em (A.72)

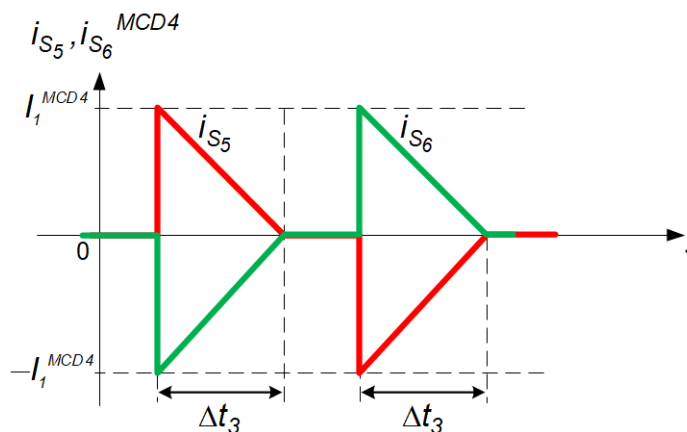
$$\overline{I_{S_{3;4}ef}^{MCD4}} = \sqrt{\frac{8(q - 1)^2 (2D - 1)^3}{(6q - 3)}} \quad (\text{A.72})$$

▪ Esforços nos interruptores S_5 e S_6

A Figura A.24 ilustra as formas de onda da corrente que circula nos interruptores S_5 e S_6 . Devido à simetria de operação do circuito, os valores máximo e

eficaz de correntes são os mesmos para ambos os interruptores. Observa-se que o valor médio de corrente é igual a zero.

Figura A.24 – Formas de onda da corrente nos interruptores S_5 e S_6 (MCD4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

Novamente, o valor máximo de corrente nestes interruptores é representado pela expressão (A.73).

$$\overline{I_{S_{5,6}máx}^{MCD4}} = 4(2D - 2Dq - 1 + q) \quad (A.73)$$

b) Valor eficaz de corrente

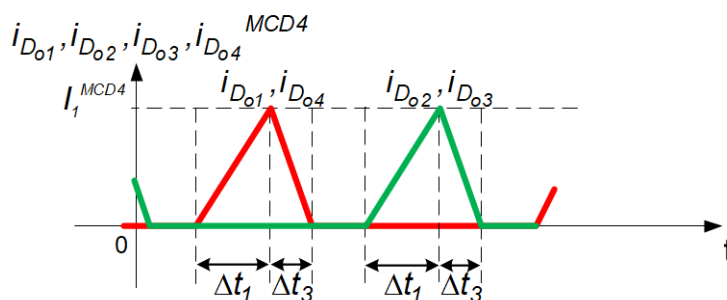
A equação para o cálculo do valor eficaz de corrente de S_5 e S_6 é representada por (A.74).

$$\overline{I_{S_{5,6}ef}^{MCD4}} = 8\sqrt{\frac{(1 - q - 2D + 2Dq)^3}{6(1 - 2q)}} \quad (A.74)$$

- Esforços nos diodos retificadores

Com as formas de onda da corrente nos diodos D_{01} , D_{02} , D_{03} e D_{04} , apresentadas na Figura A.25, obtém-se por meio de análise matemática os esforços de corrente sobre tais componentes do conversor, operando no MCD4.

Figura A.25 – Formas de onda da corrente nos diodos retificadores (MCD4)



Fonte: Autoria própria

a) Valor máximo de corrente

O valor máximo de corrente nos diodos retificadores é igual a I_1 , porém, refletida ao secundário do transformador, conforme dado pela equação (A.75).

$$\overline{i'_{D_{ret}m\acute{a}x}}^{MCD4} = 4(2D - 2Dq - 1 + q) \quad (A.75)$$

b) Valor médio de corrente

A expressão que representa o valor médio de corrente nos diodos retificadores no modo MCD4 pode ser vista em (A.76), refletida ao secundário do transformador.

$$\overline{i'_{D_{ret}m\acute{e}d}}^{MCD4} = \frac{(2D - 1)^2 (q - 1)}{(1 - 2q)} \quad (A.76)$$

c) Valor eficaz de corrente

A expressão final para o cálculo do valor da corrente eficaz dos diodos D_{o1} , D_{o2} , D_{o3} e D_{o4} é representada pela igualdade (A.77), também refletida ao secundário do transformador.

$$\overline{i'_{D_{ret}ef}}^{MCD4} = \sqrt{\frac{8(q - 1)^2 (2D - 1)^3}{6q - 3}} \quad (A.77)$$

▪ Esforços no indutor L_d

De acordo com a análise matemática da forma de onda da corrente no indutor L_d , da Figura 79, obtém-se a equação (A.78), a qual representa o valor eficaz de corrente neste componente do conversor HT²-ZVS-PWM.

$$\overline{I_{L_d}^{MCD4}} = 4 \sqrt{\frac{(1-q)^2 (2D-1)^3}{3(2q-1)}} \quad (\text{A.78})$$

- Esforços no capacitor de saída

a) Ondulação de tensão na saída

A determinação da ondulação da tensão de saída é realizada utilizando-se a equação já parametrizada vista em (A.79)

$$\Delta V_{op.u.(\%)}^{MCD4} = \frac{n^2 (2D-1)^2 (1-q)(2D-4q+1)^2}{32L_d^2 f_s^2 (2q-1)^3 C_o q} \quad (\text{A.79})$$

b) Valor eficaz de corrente no capacitor de saída

O valor eficaz da corrente do capacitor de saída da topologia HT²-ZVS-PWM é calculado utilizando-se a expressão (A.80), quando esta opera no modo MCD4.

$$\overline{I_{C_o}^{MCD4}} = 2 \sqrt{\frac{2(1-q^2)(2D-1)^3 (8q-6D-1)n^2}{6(1-2q)^2}} \quad (\text{A.80})$$

A.6 VALORES MÁXIMOS DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES: MCC3, MCC4, MCC1, MCD3 E MCD4

Os valores máximos de tensão a que estão submetidos os interruptores para os cinco modos de operação possuem os mesmos valores, caso seja aplicada a mesma tensão de entrada no conversor. Portanto, as máximas tensões sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 , S_4 , S_5 e S_6 seguem as igualdades (A.81), (A.82) e (A.83).

$$V_{S_{1,2}máx} = V_{in} \quad (\text{A.81})$$

$$V_{S_{3,4}máx} = V_{in} \quad (\text{A.82})$$

$$V_{S_{5,6}máx} = \frac{V_{in}}{2} \quad (\text{A.83})$$

A.7 VALOR MÁXIMO DE TENSÃO NOS DIODOS RETIFICADORES: MCC3, MCC4, MCC1, MCD3 E MCD4

Conforme análise do conversor e formas de onda teóricas, constata-se que o valor máximo de tensão nos terminais dos diodos da ponte retificadora de saída para os cinco modos de operação do conversor HT²-ZVS-PWM é igual a V_o , conforme a igualdade (A.84).

$$V_{D_{ret}m\acute{a}x} = V_o \quad (A.84)$$

APÊNDICE B - PROJETO FÍSICO DO TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA

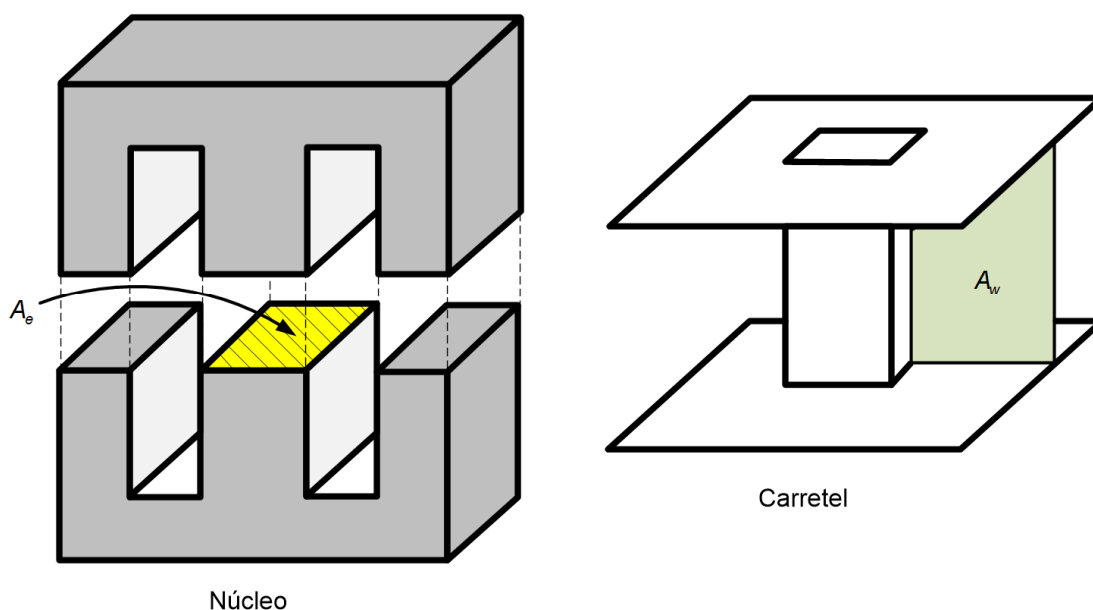
B.1 INTRODUÇÃO

Neste apêndice encontra-se os procedimentos do projeto do transformador empregado no conversor HT²-ZVS-PWM. O transformador de alta frequência é uma peça fundamental dos conversores CC-CC isolados, provendo isolação galvânica.

B.2 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O projeto físico do transformador requer a escolha de um núcleo de material magnético. A Figura B.1 apresenta o núcleo utilizado na confecção do transformador.

Figura B.1 – Núcleo e carretel utilizados na confecção do transformador



Fonte: Autoria própria

A equação (B.1) é a representação da lei de Faraday na forma diferencial.

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{B.1})$$

Aplicando-se o Teorema de Stokes à equação (B.1) e escolhendo-se adequadamente a superfície de controle, é possível obter a expressão que representa a tensão induzida em uma espira, dada por (B.2).

$$\iint_s \vec{\nabla} \times \vec{E} \cdot d\vec{s} = \iint_s -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s}$$

$$\oint_{L(s)} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot \iint_s d\vec{s}$$

$$V_{\text{espira}} = \frac{dB}{dt} \cdot A_e \quad (\text{B.2})$$

As tensões induzidas em cada um dos enrolamentos primário e secundário do transformador monofásico podem ser representadas pelas expressões (B.3) e (B.4).

$$V_{\text{prim}} = N_{\text{prim}} V_{\text{espira}} \quad (\text{B.3})$$

$$V_{\text{sec}} = N_{\text{sec}} V_{\text{espira}} \quad (\text{B.4})$$

Substituindo a equação (B.2) na expressão (B.3), obtém-se para a tensão primária a equação (B.5) e isolando-se o fluxo magnético na mesma, obtém-se a expressão (B.6).

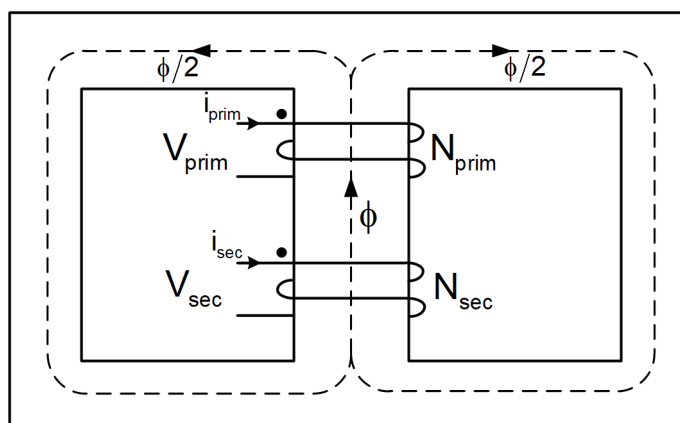
$$V_{\text{prim}} = N_{\text{prim}} A_e \frac{dB}{dt} \quad (\text{B.5})$$

$$dB = \frac{V_{\text{prim}}}{N_{\text{prim}} A_e} dt \quad (\text{B.6})$$

B.3 ANÁLISE DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

A Figura B.2 ilustra a representação básica do transformador monofásico a partir da qual será realizado a análise deste elemento magnético.

Figura B.2 – Representação básica do transformador monofásico

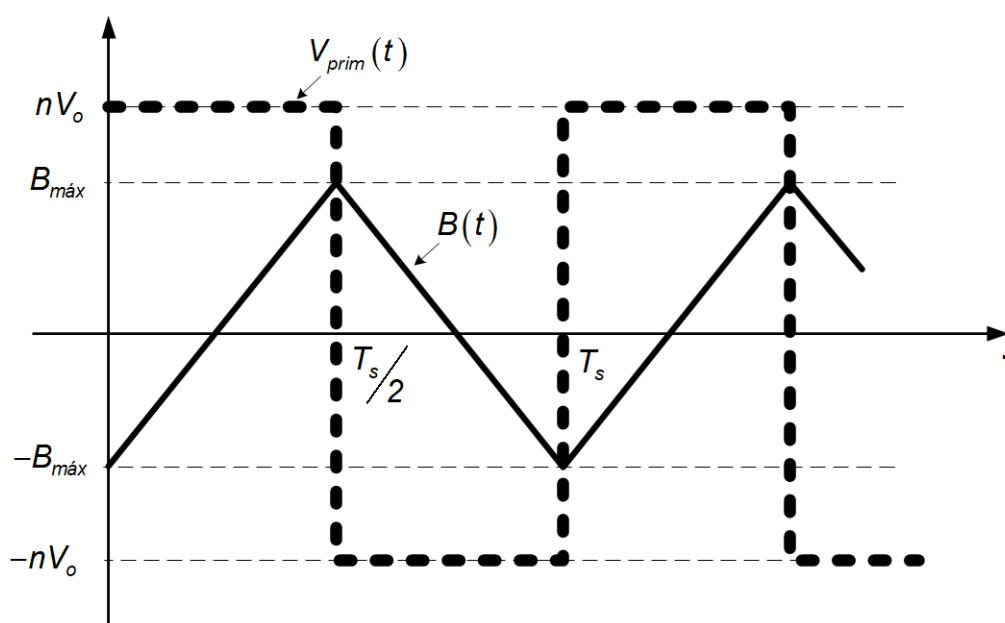


Fonte: Autoria própria

Para projetar o transformador são necessários alguns parâmetros que podem ser obtidos a partir das formas de onda de grandezas que proporcionam o processamento da energia pelo transformador. As formas de onda da tensão no primário do conversor e da densidade de fluxo magnético do transformador são apresentadas na Figura B.3.

Estas formas de onda são essenciais para a análise e projeto deste elemento magnético.

Figura B.3 – Formas de onda da tensão no primário e da densidade de fluxo magnético no transformador



Fonte: Autoria própria

A seguir é apresentada uma metodologia para a determinação das características construtivas do transformador monofásico do conversor HT²-ZVS-PWM. Primeiramente, considera-se que a tensão no primário é dada pela expressão (B.7).

$$V_{prim} = nV_o = V_{pef} \quad (\text{B.7})$$

Para $0 \leq T \leq T_s/2$, considerando a forma de onda do fluxo magnético apresentada na Figura B.3 e integrando a equação (B.6), tem-se a expressão (B.8).

$$B_{máx} = \frac{V_{pef}}{4N_{prim}A_e f_s} \quad (\text{B.8})$$

Isolando-se a variável A_e na expressão (B.8), obtém-se a equação (B.9).

$$A_e = \frac{V_{pef}}{4N_{prim}B_{m\acute{a}x}f_s} \quad (B.9)$$

De análise empírica tem-se (B.10).

$$J_{ef} = \frac{N_{prim}I_{pef} + N_{sec}I_{sef}}{k_w A_w} \quad (B.10)$$

Isolando-se a variável A_w em (B.10), obtém-se (B.11).

$$A_w = \frac{N_{prim}I_{pef} + N_{sec}I_{sef}}{J_{ef}k_w} \quad (B.11)$$

Multiplicando-se A_e em (B.9) e A_w em (B.11), tem-se (B.12).

$$A_e A_w = \frac{S_T}{2B_{m\acute{a}x}f_s J_{ef}k_w} \quad (B.12)$$

O número de espiras do primário e do secundário podem ser obtidas por (B.13) e (B.14), respectivamente.

$$N_{prim} = \frac{V_{pef}}{4f_s A_e B_{m\acute{a}x}} \quad (B.13)$$

$$N_{sec} = \frac{N_{prim}}{n} \quad (B.14)$$

A bitola do fio, número de condutores em paralelo em cada enrolamento, perdas no cobre e perdas magnéticas, elevação de temperatura e possibilidade de execução que são os demais cálculos do projeto do transformador, são fornecidos no Apêndice C.

APÊNDICE C - PLANILHAS DE PROJETO FÍSICO DOS MAGNÉTICOS



Universidade Tecnológica Federal
do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
Programa de Pós graduação em
Engenharia Elétrica (PPGEE)

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO TIPO T

Responsável: Eng. Rafael Felipe Van Kan

Coordenador do projeto: Prof. Eloi Agostini Junior, Dr. Ing

LOCAL/ANO: Ponta Grossa - 2017

Projeto Físico do Transformador - Conversor Híbrido do Tipo T (ponto fixo de operação)

1 Especificações:

Potência Aparente	$S_{trafo} := 1.36kW$
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{prief} := 4.048A$
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{secef} := 3.614A$
Valor eficaz de tensão no primário	$V_{prief} := 336V$
Relação de Transformação	$a := 1.12$
Fluxo de indução máximo	$B_{max} := 0.15T$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} := 350 \frac{A}{cm^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50kHz$

2 Escolha do Núcleo:

$$AeAw := \frac{V_{prief} \cdot I_{prief}}{2 \cdot f_s B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w}$$

$$AeAw = 3.701 \cdot cm^4$$

Núcleo Escolhido: ETD59 N97

$$A_e := 3.68 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 3.65 \text{ cm}^2$$

$$l_c := 4.12 \text{ cm}$$

3 Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{pri}} := \text{ceil} \left(\frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_{\text{pri}} = 31$$

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s N_{\text{pri}} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.147 \cdot \text{T}$$

$$N_{\text{sec}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{pri}}}{a} \right)$$

$$N_{\text{sec}} = 28$$

4 Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\text{max}} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.10 \text{ mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.13 \text{ mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobrepri}} := \frac{I_{\text{prief}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobrepri}} = 0.012 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condpri}} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cobrepri}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{condpri}} = 145$$

$$x := \text{ceil} \left(\frac{n_{\text{condpri}}}{41} \right)$$

$$x = 4$$

$$n_{\text{condpri}} := 41 \cdot x$$

$$n_{\text{condpri}} = 164$$

$$S_{\text{cobresec}} := \frac{I_{\text{secef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobresec}} = 0.01 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condsec}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobresec}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condsec}} = 130$$

$$x := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condsec}}}{22}\right)$$

$$x = 6$$

$$n_{\text{condsec}} := 22 \cdot x$$

$$n_{\text{condsec}} = 132$$

5 Cálculo das Perdas:

5.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{(N_{\text{pri}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot n_{\text{condsec}}) \cdot d_{\text{w_iso}}}{\eta_{\text{w}} \cdot l_{\text{c}}}$$

$$N_{\text{cam}} = 34.63$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_{\text{T}}}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 10.61 \text{ cm}$$

$$l_{\text{fiopri}} := N_{\text{pri}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiopri}} = 3.289 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccpri}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{pri}}}{n_{\text{condpri}}}$$

$$R_{\text{ccpri}} = 0.059 \cdot \Omega$$

$$l_{\text{fiosec}} := N_{\text{sec}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiosec}} = 2.971 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccsec}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{sec}}}{n_{\text{condsec}}}$$

$$R_{\text{ccsec}} = 0.066 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_{\text{w}}}{\delta_{\text{w}}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{w}}}$$

$$\Delta = 0.216$$

$$F_{\text{r}} := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_{\text{r}} = 1.292$$

$$R_{acpri} := F_r \cdot R_{ccpri}$$

$$R_{acpri} = 0.076 \cdot \Omega$$

$$R_{acsec} := F_r \cdot R_{ccsec}$$

$$R_{acsec} = 0.085 \cdot \Omega$$

$$P_{cobrepri} := R_{acpri} \cdot I_{prief}^2$$

$$P_{cobrepri} = 1.246 \cdot W$$

$$P_{cobresec} := R_{acsec} \cdot I_{secef}^2$$

$$P_{cobresec} = 1.115 \cdot W$$

$$P_{cobre} := P_{cobrepri} + P_{cobresec}$$

$$P_{cobre} = 2.361 \cdot W$$

5.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 51.2 \text{ cm}^3 \quad k := 0.478 \frac{W}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.53 \quad \beta := 2.51$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{2 \cdot 50000} \quad \Delta t_2 := \frac{1}{2 \cdot 50000}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.295$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 3.091 \cdot W$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.026 \cdot \frac{W}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot 2 \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{2\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{2\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 37.918 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 1.941 \cdot W$$

5.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 4.302 \cdot W$$

5.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 8.797 \cdot \frac{K}{W}$$

5.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 37.846 K$$

6 Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_{\text{pri}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condsec}}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 1.631 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.447$$



Universidade Tecnológica Federal
do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
Programa de Pós graduação em
Engenharia Elétrica (PPGEE)

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO TIPO T

Responsável: Eng. Rafael Felipe Van Kan

Coordenador do projeto: Prof. Eloi Agostini Junior, Dr. Ing

LOCAL/ANO: Ponta Grossa - 2017

Projeto Físico do Indutor L_d - Conversor Híbrido do Tipo T (ponto fixo de operação)

1. Especificações:

Indutância	$L_r := 161.28\mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 6.25\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 4.048\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_d} := 12.5\text{A}$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.1\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 300 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w}$$

$$A_e A_w = 1.943 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: ETD59 N97

$$A_e := 3.68 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 3.65 \text{ cm}^2$$

$$l_E := 4.12 \text{ cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left(\frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_e = 28$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.098 \cdot T$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_r}$$

$$l_{\text{entreferro}} = 2.248 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\text{max}} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.1 \text{ mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.13 \text{ mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.013 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 169$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{41}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 5$$

$$n_{\text{cond}} := 41 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 205$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 22.64$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 10.61 \text{ cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 2.971 \text{ m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.043 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.216$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.125$$

$$R_{\text{ac}} := F_r \cdot R_{\text{cc}}$$

$$R_{\text{ac}} = 0.048 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{ac}} \cdot I_{\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 0.784 \cdot \text{W}$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 51.2 \text{ cm}^3 \quad k := 0.478 \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.53 \quad \beta := 2.51$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{50000} \quad \Delta t_2 := \frac{1}{50000}$$

$$\Delta B := \frac{L_r \cdot \Delta I_{Ld}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.196$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 1.107 \cdot \text{W}$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.026 \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 13.582 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{núcleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{núcleo}} = 0.695 \cdot \text{W}$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 1.891 \cdot W$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 8.797 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 16.635 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 1.066 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.292$$



Universidade Tecnológica Federal
do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
Programa de Pós graduação em
Engenharia Elétrica (PPGEE)

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO TIPO T

Responsável: Eng. Rafael Felipe Van Kan

Coordenador do projeto: Prof. Eloi Agostini Junior, Dr. Ing

LOCAL/ANO: Ponta Grossa - 2017

Projeto Físico do Transformador - Conversor Híbrido do Tipo T (ampla faixa de operação)

1 Especificações:

Potência Aparente	$S_{trafo} := 1.38\text{kW}$
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{prief} := 9.62\text{A}$
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{secef} := 4.618\text{A}$
Valor eficaz de tensão no primário	$V_{prief} := 144\text{V}$
Relação de Transformação	$a := 0.48$
Fluxo de indução máximo	$B_{max} := 0.16\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{max} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2 Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{V_{prief} \cdot I_{prief}}{2 \cdot f_s B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w}$$

$$A_e A_w = 3.534 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: ETD59 N97

$$A_e := 3.68 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 3.65 \text{ cm}^2$$

$$l_c := 4.12 \text{ cm}$$

3 Cálculo do Número de Espiras:

$$N_{\text{pri}} := \text{ceil} \left(\frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_{\text{pri}} = 13$$

$$B_{\text{max}} := \frac{V_{\text{prief}}}{4 \cdot f_s N_{\text{pri}} \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.151 \cdot \text{T}$$

$$N_{\text{sec}} := \text{ceil} \left(\frac{N_{\text{pri}}}{a} \right)$$

$$N_{\text{sec}} = 28$$

4 Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot [1 + 0.0039(T_{\text{max}} - 20)] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.10 \text{ mm}$$

$$d_{w_iso} := 0.13 \text{ mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobrepri}} := \frac{I_{\text{prief}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobrepri}} = 0.027 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condpri}} := \text{ceil} \left(\frac{S_{\text{cobrepri}}}{S_{\text{fio}}} \right)$$

$$n_{\text{condpri}} = 344$$

$$x := \text{ceil} \left(\frac{n_{\text{condpri}}}{41} \right)$$

$$x = 9$$

$$n_{\text{condpri}} := 41 \cdot x$$

$$n_{\text{condpri}} = 369$$

$$S_{\text{cobresec}} := \frac{I_{\text{secef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobresec}} = 0.013 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{condsec}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobresec}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{condsec}} = 165$$

$$x := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{condsec}}}{22}\right)$$

$$x = 8$$

$$n_{\text{condsec}} := 22 \cdot x$$

$$n_{\text{condsec}} = 176$$

5 Cálculo das Perdas:

5.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{(N_{\text{pri}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot n_{\text{condsec}}) \cdot d_{\text{w_iso}}}{\eta_{\text{w}} \cdot l_{\text{c}}}$$

$$N_{\text{cam}} = 38.357$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_{\text{T}}}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 10.61 \text{ cm}$$

$$l_{\text{fiopri}} := N_{\text{pri}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiopri}} = 1.379 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccpri}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{pri}}}{n_{\text{condpri}}}$$

$$R_{\text{ccpri}} = 0.011 \cdot \Omega$$

$$l_{\text{fiosec}} := N_{\text{sec}} \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fiosec}} = 2.971 \text{ m}$$

$$R_{\text{ccsec}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_{\text{sec}}}{n_{\text{condsec}}}$$

$$R_{\text{ccsec}} = 0.05 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_{\text{w}}}{\delta_{\text{w}}} \cdot \sqrt{\eta_{\text{w}}}$$

$$\Delta = 0.216$$

$$F_{\text{r}} := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_{\text{r}} = 1.358$$

$$R_{acpri} := F_r \cdot R_{ccpri}$$

$$R_{acpri} = 0.015 \cdot \Omega$$

$$R_{acsec} := F_r \cdot R_{ccsec}$$

$$R_{acsec} = 0.067 \cdot \Omega$$

$$P_{cobrepri} := R_{acpri} \cdot I_{prief}^2$$

$$P_{cobrepri} = 1.379 \cdot W$$

$$P_{cobresec} := R_{acsec} \cdot I_{secef}^2$$

$$P_{cobresec} = 1.435 \cdot W$$

$$P_{cobre} := P_{cobrepri} + P_{cobresec}$$

$$P_{cobre} = 2.814 \cdot W$$

5.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{nucleo} := 51.2 \text{cm}^3 \quad k := 0.478 \frac{W}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.53 \quad \beta := 2.51$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{2 \cdot 50000} \quad \Delta t_2 := \frac{1}{2 \cdot 50000}$$

$$\Delta B := 2 \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.301$$

$$P_{nucleo} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{nucleo}$$

$$P_{nucleo} = 3.264 \cdot W$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.026 \cdot \frac{W}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot 2 \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{2\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{2\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 40.045 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 2.05 \cdot W$$

5.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 4.864 \cdot W$$

5.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{K}{W} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 8.797 \cdot \frac{K}{W}$$

5.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 42.79 K$$

6 Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_{\text{pri}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condpri}} + N_{\text{sec}} \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{condsec}}}{k_w}$$

$$A_{w_min} = 1.806 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

$$\text{Exec} = 0.495$$



Universidade Tecnológica Federal
do Paraná
Câmpus Ponta Grossa
Programa de Pós graduação em
Engenharia Elétrica (PPGEE)

CONVERSOR CC-CC ZVS-PWM HÍBRIDO TIPO T

Responsável: Eng. Rafael Felipe Van Kan

Coordenador do projeto: Prof. Eloi Agostini Junior, Dr. Ing

LOCAL/ANO: Ponta Grossa - 2017

Projeto Físico do Indutor L_d - Conversor Híbrido do Tipo T (ampla faixa)

1. Especificações:

Indutância	$L_r := 43.92\mu\text{H}$
Valor máximo de corrente	$I_{\text{pico}} := 16.39\text{A}$
Valor eficaz de corrente	$I_{\text{ef}} := 9.62\text{A}$
Ondulação de Corrente	$\Delta I_{L_d} := 32.68\text{A}$
Fluxo de indução máximo	$B_{\text{max}} := 0.13\text{T}$
Densidade máxima de corrente	$J_{\text{max}} := 300 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Fator de utilização da área do núcleo	$k_w := 0.7$
Frequência de Comutação	$f_s := 50\text{kHz}$

2. Escolha do Núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\text{max}} \cdot J_{\text{max}} \cdot k_w}$$

$$A_e A_w = 2.537 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo Escolhido: ETD59 N97

$$A_e := 3.68 \text{ cm}^2$$

$$A_w := 3.65 \text{ cm}^2$$

$$l_E := 4.12 \text{ cm}$$

3. Cálculo do Número de Espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left(\frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right)$$

$$N_e = 16$$

$$B_{\text{max}} := \frac{L_r \cdot I_{\text{pico}}}{N_e \cdot A_e}$$

$$B_{\text{max}} = 0.122 \cdot T$$

4. Cálculo do entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e \cdot \left(10^{-2} \cdot \frac{\text{m}}{\text{cm}} \right)}{L_r}$$

$$l_{\text{entreferro}} = 2.695 \cdot \text{mm}$$

5. Cálculo da bitola do condutor:

$$T_{\text{max}} := 100$$

$$\eta_w := 0.8$$

$$\rho_T := 17.9 \cdot 10^{-9} \cdot \left[1 + 0.0039(T_{\text{max}} - 20) \right] \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$\delta_w := \sqrt{\frac{\rho_T}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_s}}$$

$$\delta_w = 0.345 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do Fio:

$$D_{\text{fio}} := 2 \cdot \delta_w$$

$$D_{\text{fio}} = 0.069 \cdot \text{cm}$$

O condutor escolhido é o 38AWG.

$$d_w := 0.1 \text{ mm}$$

$$d_{w_{\text{iso}}} := 0.13 \text{ mm}$$

$$S_{\text{fio}} := 0.000080 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{fioiso}} := 0.000130 \cdot \text{cm}^2$$

$$S_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{ef}}}{J_{\text{max}}}$$

$$S_{\text{cobre}} = 0.032 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil}\left(\frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}}\right)$$

$$n_{\text{cond}} = 401$$

$$n_{\text{litz}} := \text{ceil}\left(\frac{n_{\text{cond}}}{41}\right)$$

$$n_{\text{litz}} = 10$$

$$n_{\text{cond}} := 41 \cdot n_{\text{litz}}$$

$$n_{\text{cond}} = 410$$

6. Cálculo das Perdas:

6.1 Perdas no Cobre:

$$N_{\text{cam}} := \frac{N_e \cdot n_{\text{cond}} \cdot d_{w_iso}}{\eta_w \cdot l_E}$$

$$N_{\text{cam}} = 25.874$$

$$\rho_{\text{fio}} := \frac{\rho_T}{S_{\text{fio}}}$$

$$\rho_{\text{fio}} = 0.029 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$l_{\text{espira}} := 10.61 \text{ cm}$$

$$l_{\text{fio}} := N_e \cdot l_{\text{espira}}$$

$$l_{\text{fio}} = 1.698 \text{ m}$$

$$R_{\text{cc}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_e}{n_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cc}} = 0.012 \cdot \Omega$$

$$\Delta := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \frac{d_w}{\delta_w} \cdot \sqrt{\eta_w}$$

$$\Delta = 0.216$$

$$F_r := \Delta \cdot \left[\frac{e^{2 \cdot \Delta} - e^{-2 \cdot \Delta} + 2 \cdot \sin(2 \cdot \Delta)}{e^{2 \cdot \Delta} + e^{-2 \cdot \Delta} - 2 \cdot \cos(2 \cdot \Delta)} + \frac{2}{3} \cdot (N_{\text{cam}}^2 - 1) \cdot \frac{e^{\Delta} - e^{-\Delta} - 2 \cdot \sin(\Delta)}{e^{\Delta} + e^{-\Delta} + 2 \cdot \cos(\Delta)} \right]$$

$$F_r = 1.163$$

$$R_{\text{ac}} := F_r \cdot R_{\text{cc}}$$

$$R_{\text{ac}} = 0.014 \cdot \Omega$$

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{ac}} \cdot I_{\text{ef}}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 1.308 \cdot W$$

6.2 Perdas Magnéticas:

$$V_{\text{nucleo}} := 51.2 \text{ cm}^3 \quad k := 0.478 \frac{\text{W}}{\text{m}^3} \quad \alpha := 1.53 \quad \beta := 2.51$$

$$\Delta t_1 := \frac{1}{50000} \quad \Delta t_2 := \frac{1}{50000}$$

$$\Delta B := \frac{L_r \cdot \Delta I_{Ld}}{N_e \cdot A_e} \cdot \frac{1}{T}$$

$$\Delta B = 0.244$$

$$P_{\text{nucleo}} := k \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta B \right)^\beta \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 1.922 \cdot \text{W}$$

$$k_i := \frac{k}{(2 \cdot \pi)^{\alpha-1} \cdot 2^{\beta-\alpha} \cdot \int_0^{2\pi} (|\cos(\theta)|)^\alpha d\theta}$$

$$k_i = 0.026 \cdot \frac{\text{W}}{\text{m}^3}$$

$$P_v := \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right) \cdot k_i \cdot (\Delta B)^{\beta-\alpha} \cdot \left[\int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_1} \right)^\alpha dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(\frac{\Delta B}{\Delta t_2} \right)^\alpha dt \right]$$

$$P_v = 23.585 \cdot \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_v \cdot V_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 1.208 \cdot \text{W}$$

6.3 Perdas Totais:

$$P_{\text{totais}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{totais}} = 2.516 \cdot W$$

6.4 Resistência Térmica do Núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} := 23 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}} \left(\frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37}$$

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 8.797 \cdot \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

6.5 Elevação de Temperatura:

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) R_{t_{\text{nucleo}}}$$

$$\Delta T = 22.129 \text{ K}$$

7. Possibilidade de Execução:

$$A_{w_min} := \frac{N_e \cdot S_{\text{fioiso}} \cdot n_{\text{cond}}}{k_w}$$

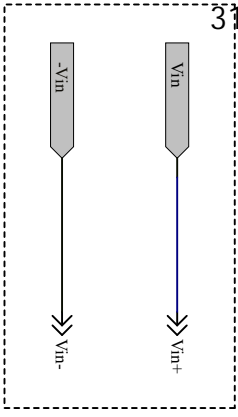
$$A_{w_min} = 1.218 \cdot \text{cm}^2$$

$$\text{Exec} := \frac{A_{w_min}}{A_w}$$

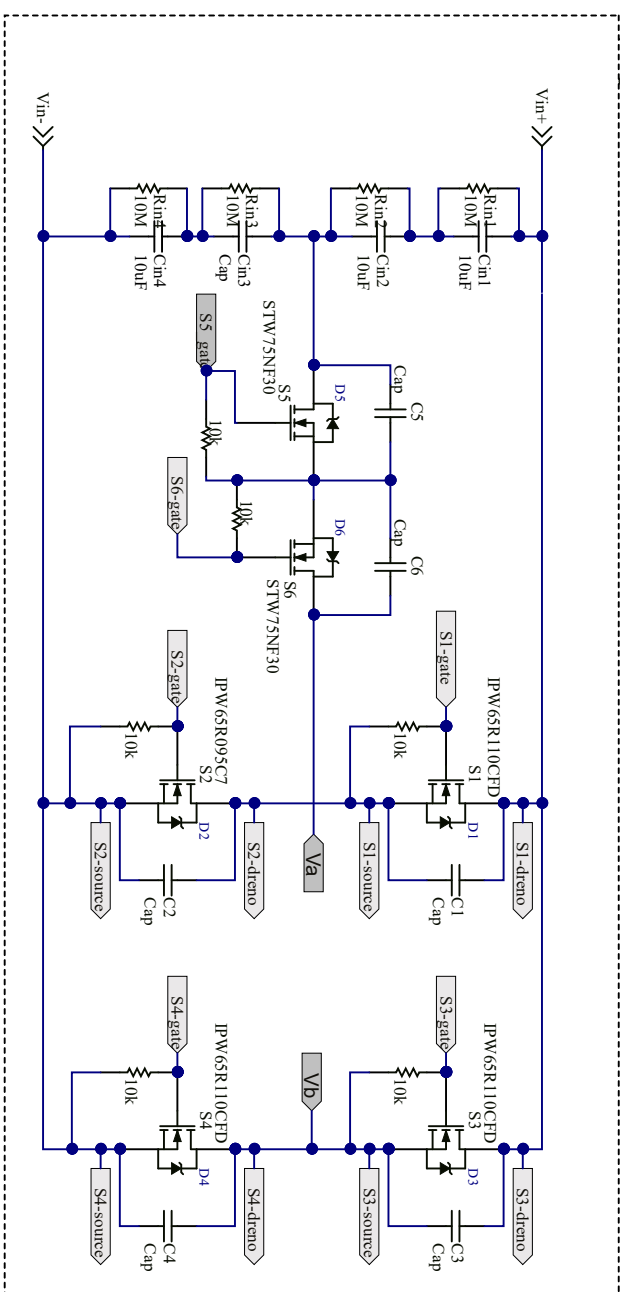
$$\text{Exec} = 0.334$$

APÊNDICE D - ESQUEMÁTICOS DO PROTÓTIPO

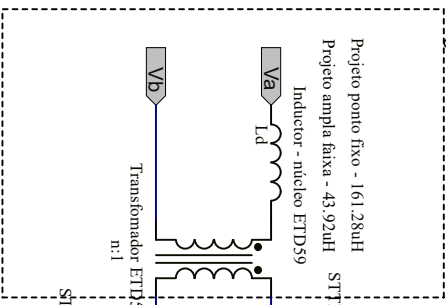
Tensão de entrada



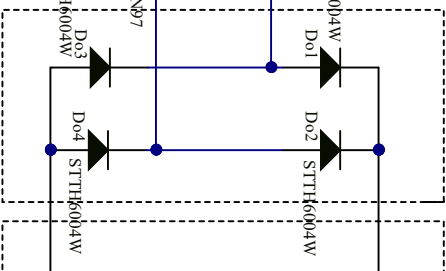
Topologia do conversor



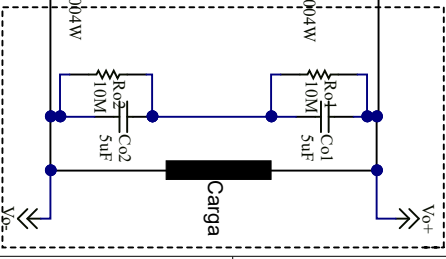
Magnéticos



Ponte retificadora



Saída

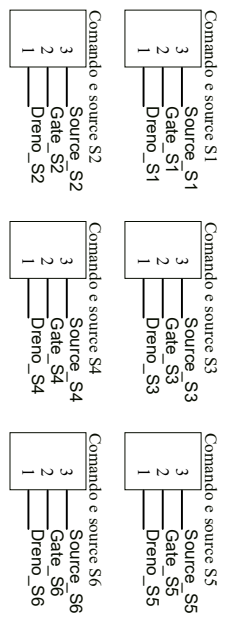


D

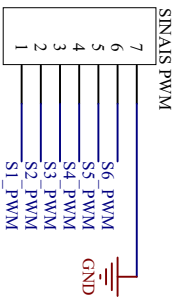
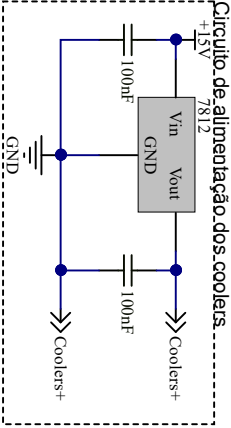
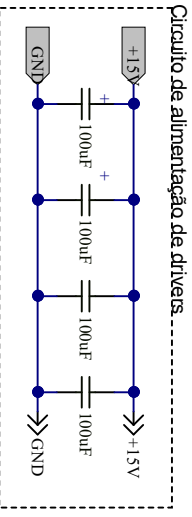
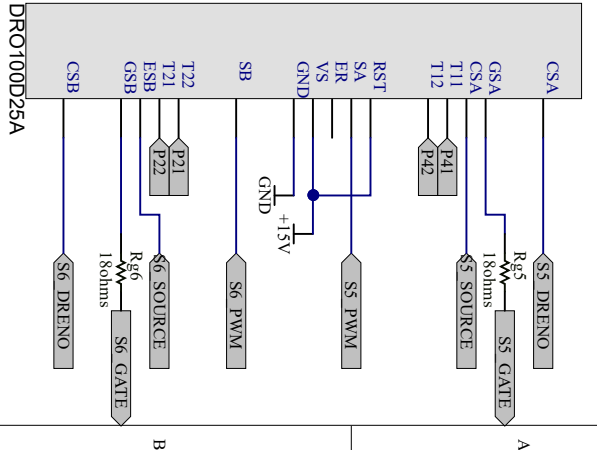
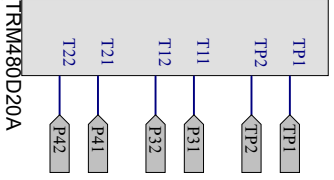
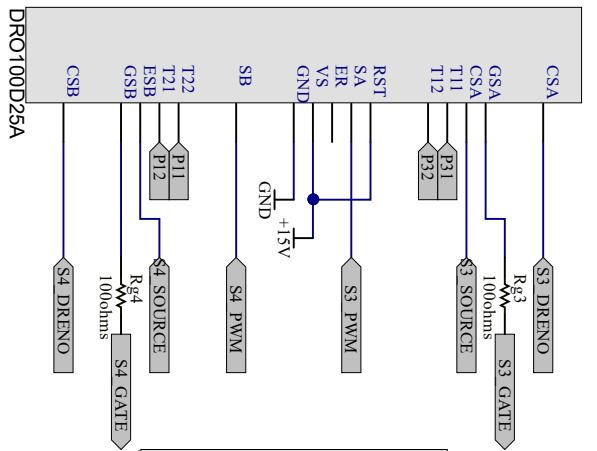
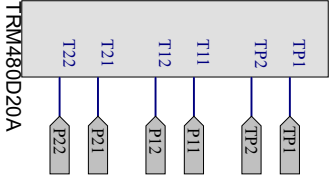
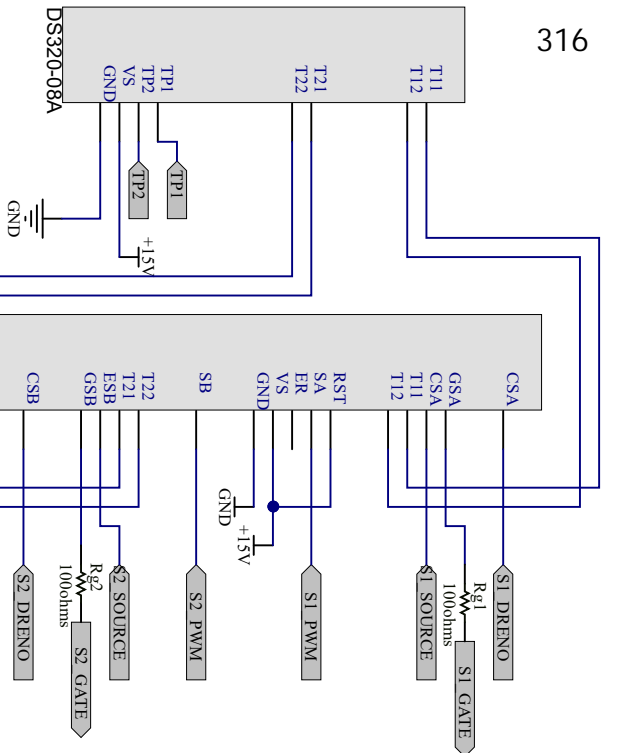
C

B

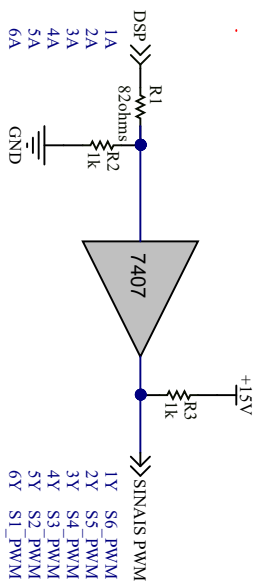
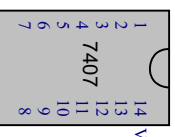
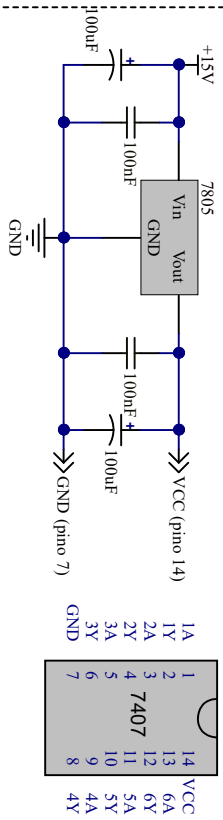
A



Title		Converter CC-CC ZVS PWM Híbrido tipo T	
Size		Circuito da etapa de potência	
Number		A4	
Date:	13/11/2017	Sheet of	Revision
File:	C:\Users\... \HT2_ZVS_PWM.SchDoc	Drawn By:	Eng. Rafael F. Van Kam



Circuito de condicionamento de sinal - Interface entre DSP e drivers de comando.



Title			Converter CC-CC ZVS PWM Híbrido tipo T		
Size			A4		
Date:	16/11/2017	Sheet of			
File:	C:\Users\...HT2_ZVS_PWM	circuito	ghidman@ShiDega Rafael Felipe Van Ken		
Number			Revision		

APÊNDICE E - LAYOUTS DO PROTÓTIPO

