UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS

MENAOUAR BERREHIL EL KATTEL

JOINVILLE, 2018

MENAOUAR BERREHIL EL KATTEL

NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós–Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de doutor em engenharia elétrica.

Orientador Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE, SC

2018

BERREHIL EL KATTEL, MENAOUAR
NOVAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC ISOLADOS BIDIRECIONAIS / MENAOUAR BERREHIL EL KATTEL. - Joinville , 2018.
300 p.

Orientador: SÉRGIO VIDAL GARCIA OLIVEIRA
Tese (Doutorado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2018.

1. Conversor CC-CC isolado. 2. Push-Pull. 3. Flyback. 4. Flyback intercalado. 5. Bidirecional. I. VIDAL GARCIA OLIVEIRA, SÉRGIO. II. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação. III. Título.



Em nome de Allah, o misericordioso, o misericordiador.

Novas Topologias de Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados

por

Menaouar Berrehil El Kattel

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de

DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

Prof. Dr. Roger Gules
UTFPR

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC

Prof. Dr. Clóvis Antônio Petry
IFSC

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt
CCT/UDESC

Joinville,SC, 28 de agosto de 2018.

Dedico este trabalho primeiramente a Allah (Deus), por ser essencial em minha vida, autor de meu destino, meu guia, socorro presente na hora da angústia, aos meus pais, minha esposa Cristina Berrehil el Kattel, meu filho Hadj Mohamed, meus irmãos e a toda minha família e meus amigos que, com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida e a oportunidade de estar aqui: obrigado Allah (Deus).

Aos meus pais, Ahmed Berrehil El Kattel e Mimouna Iza, de coração sou devedor eterno, pois são exemplos de pessoas especiais. A criação que proporcionaram a mim, com a preocupação em me educar para chegar neste nível, é digna de elogios. Por tudo isso, muito obrigado.

Um agradecimento muito especial a minha esposa, Cristina Berrehil el Kattel, minha melhor amiga e companheira para todas as horas, que com compreensão soube me apoiar nos momentos mais difíceis na minha vida.

Ao meu mais que amigo, meu irmão Robson Meyer, gostaria de dizer que eu sei que amizade não exige retribuição. A honestidade com que trata comigo os assuntos delicados só um verdadeiro amigo é capaz de fazer. Graças ao seu apoio e incentivo, os momentos difíceis dessa jornada foram mais toleráveis e nunca me esquecerei de tudo que fez por mim. Que continuemos juntos em todos os próximos bons momentos e também nos difíceis, com a mesma cumplicidade.

Ao meu orientador e amigo, Professor Doutor Sérgio Vidal, não há agradecimentos que bastem. Suas orientações e recomendações, sempre cordiais, demonstram o tamanho de sua humanidade. Estou grato por todo acompanhamento ao longo desses 7 anos, do mestrado ao doutorado, e também pela liberdade de ação que me permitiu, o que foi decisivo para que este trabalho contribuísse para o meu desenvolvimento pessoal. Muito obrigado.

De forma muito particular, agradeço minha família, pois foi a base de minha formação. Não poderia esquecer de citar minha cunhada Cristiane, muito obrigado pela ajuda e torcida, não tenho palavras para agradecer, seu marido Gustavo e minha sogra, a quem agradeço as orações, e meus irmãos.

Aos membros da banca examinadora professores Clóvis Antônio Petry, Roger Gules, Joselito Anastácio Heerdt e Yales Rômulo de Novaes, pelas oportunas observações que permitiram melhorar a qualidade do trabalho.

Agradeço aos professores que tive contato durante meu tempo pela UDESC, que além de transmitir o conhecimento, inspiram os seus alunos. O Prof Marcello Mezaroba, o

Prof. Joselito Anastácio Heerdt, o Prof. Yales Rômulo de Novaes, o Prof. Alessandro Luiz Batschauer, o Prof. Ademir Nied.

Aos amigos e colegas do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (NPEE), com destaque para Felipe Joel Zimann, Maicon Douglas Possamai e Murilo Brunel da Rosa que me auxiliaram para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu amigo Leonardo Araújo Calado da Costa, pela amizade compartilhada, pela constante torcida e incentivo e pela troca de informações técnicas e não técnicas.

Agradeço a Universidade Do Estado de Santa Catarina (UDESC) que me deu a oportunidade de cursar engenharia elétrica nesta renomada instituição. Obrigado por proporcionar um ambiente saudável para todos os alunos, além de estimular a criatividade, a interação e a participação nas atividades acadêmicas. Sou grato a todo corpo docente, à direção e administração dessa instituição especialmente à Coordenadoria de ensino e pós graduação.

Gostaria de deixar agradecimentos especiais aos professores Adriano Péres e Sérgio Henrique Lopes Cabral, meus professores e amigos dos anos de mestrado na Universidade Regional de Blumenau (FURB). Agradeço pela amizade, pelo incentivo, pelas reflexões críticas, pela ajuda e orientações para e por me permitirem um ambiente acolhedor em um momento delicado de adaptação à língua, à cultura e ao clima do Brasil.

Por fim, agradeço a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES pela concessão da bolsa de estudos nos anos de mestrado e doutorado.

قال الله تعالى :

﴿ يَرْفَعِ ٱللَّهُ ٱلَّذِينَ ءَامَنُواْ مِنكُمْ وَٱلَّذِينَ أُوتُواْ ٱلْعِلْمَ دَرَجَٰتٍۚ وَٱللَّهُ بِمَا تَعْمَلُونَ خَبِيرٌ ﴾ سورة المجادلة

{ Allah elevará, em escalões, os que crêem entre vós, e àqueles aos quais é concedida a ciência. E Allah, do que fazeis, é conhecedor.}

Suratu Al-Modalah Parte 28

Nobre Alcorão

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise, exemplos de projeto para validação dos esforços e obtenção dos elementos passivos, simulações e resultados experimentais para duas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isoladas em alta frequência do tipo Push-Pull/Flyback. As topologias são derivadas do conversor Push-Pull trifásico com entrada em corrente, onde aplica-se a técnica de acoplamento magnético ao seu indutor para a obtenção de bidirecionalidade de energia, partida suave e operação em toda faixa de razão cíclica, que compreende $0 \leq D \leq 1$ sem restrições. As topologias utilizam somente três interruptores principais que promovem a transferência de energia do sentido direto do fluxo de energia, e indutor acoplado para transferência de energia no sentido inverso. O isolamento galvânico é garantido por três transformadores monofásicos conectados em uma configuração estrela/delta no sentido direto e por indutor acoplado no sentido inverso. As especificações adotadas consideram aplicações em geração distribuída de energia em corrente contínua, em sistemas que apresentam características de baixa tensão e elevada corrente com baixa ondulação, como baterias e supercapacitores. Uma análise detalhada das topologias é apresentada, qualitativa e quantitativamente em regime permanente, sendo apresentado o princípio de funcionamento nos modos de condução contínuo e descontínuo, o ganho estático para ambos os modos e sentidos do fluxo de energia, curvas de característica completa, e as expressões matemáticas para o dimensionamento dos dispositivos de potência. Para cada conversor, é apresentado um exemplo simplificado de projeto e o dimensionamento, o qual é utilizado na construção dos respectivos protótipos de laboratório para o processamento de $4\ kW$. Um grampeamento não dissipativo é empregado e comparado a técnica dissipativa convencional, em termos de eficiência, na operação do sentido inverso. Esta pesquisa permitiu obter duas topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais funcionais de simples implementação e adequados para o processamento de energia de fontes com baixa tensão de entrada, usualmente aplicadas em sistemas de geração distribuída.

Palavras-Chave: Conversor CC-CC isolado, Push-Pull, Flyback, Flyback intercalado, Transformador trifásico, Bidirecional.

ABSTRACT

This work presents the analysis, project examples for validation of stresses and obtaining the passive elements, simulations and experimental results for the two proposed topologies. The topologies are derived from three-phase current-fed push–pull DC–DC converter, where the magnetic coupling technique is applied to its inductor to obtain bidirectional power flow, soft starter and can be operated along a wide duty cycle range from 0 to 1, without the existing restriction. The topologies use only three main switches that promote energy transfer in direct sense and coupled inductor for energy transfer in reverse sense. Galvanic isolation is secured by three single-phase transformers connected in a star/ delta configuration in the direct sense and, by coupled inductor in the reverse sense. The adopted specifications consider applications in microgrid energy in DC current, and in systems that present features of low voltage and high current with low current ripple, as batteries and supercapacitors. A detailed analysis of the topologies is presented, qualitatively and quantitatively in steady state, the principle of operation in continuous and discontinuous conduction modes, DC voltage gain for both modes, the complete characteristic curve, and the mathematical expressions for power devices sizing. For each converter, a simplified design example is presented, which is used in the construction of the respective laboratory prototypes for processing of $4\,kW$. A non-dissipative clamping is employed and compared to the conventional dissipative technique in terms of efficiency in the reverse sense operation. This research allowed to obtain two topologies of bidirectional isolated DC-DC converter of simple implementation and suitable for the power processing of low input voltage sources usually applied in microgrid systems.

Keywords: Isolated DC-DC converter, Push-Pull, Flyback, Interleaved Flyback, Three-phase transformer, Bidirectional.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1: Típico sistema de geração distribuída em corrente contínua 29
Figura 2.1: Estrutura generalizada dos conversores CC-CC bidirecionais isolados (IBDCs).. 32
Figura 2.2: Conversor CC-CC trifásico bidirecional com retificador PWM (*Three-phase dual Active Bridge (DAB)*) apresentado por [16]. 35
Figura 2.3: Conversor CC-CC trifásico unidirecional com isolamento em alta frequência [35]36
Figura 2.4: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado em configuração matricial [37]. 36
Figura 2.5: Conversor CC-CC trifásico bidirecional intercalado elevador com transformador em alta frequência [39]. 37
Figura 2.6: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado de três portas [47]. 39
Figura 2.7: Conversor CC-CC trifásico bidirecional de três portas com retificador PWM (TAB) [56]. 40
Figura 2.8: Conversor CC-CC trifásico bidirecional de três portas tipo DAB [62]. 41
Figura 2.9: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado em alta frequência com comutação suave e duplo deslocamento de fase *(Dual Phase Shift)* [63]. 41
Figura 2.10: Conversor CC-CC trifásico bidirecional com alimentação em corrente tipo Push-Pull [67] 42
Figura 2.11: Conversor CC-CC trifásico Push-Pull alimentado em corrente [70] 43
Figura 2.12: Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência [71] .. 44
Figura 2.13: Obtenção da primeira topologia 45
Figura 2.14: Conversor CC-CC bidirecional Flyback/Push-Pull trifásico 46
Figura 2.15: Obtenção da segunda topologia 47
Figura 2.16: conversor CC-CC bidirecional Push-Pull Flyback intercalado trifásico 48
Figura 3.1: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R1 51
Figura 3.2: Primeira etapa de operação no MCC para R1 52
Figura 3.3: Segunda etapa de operação no MCC para R1 53
Figura 3.4: Terceira etapa de operação no MCC para R1 53
Figura 3.5: Quarta etapa de operação no MCC para R1 54
Figura 3.6: Quinta etapa de operação no MCC para R1 54
Figura 3.7: Sexta etapa de operação no MCC para R1 54
Figura 3.8. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R1 55
Figura 3.9: Ganho estático do conversor no MCC para R1 58
Figura 3.10: Tensão e corrente do capacitor de saída no MCC para R1 59
Figura 3.11: Primeira etapa de operação no MCD para R1 62
Figura 3.12: Segunda etapa de operação no MCD para R1 62
Figura 3.13: Terceira etapa de operação no MCD para R1 62
Figura 3.14: Quarta etapa de operação no MCD para R1 63
Figura 3.15: Sétima etapa de operação no MCD para R1 64
Figura 3.16: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R1 65
Figura 3.17: Ganho estático do conversor no MCD para R1 67
Figura 3.18: Formas de onda das correntes do indutor acoplado operando no MCCr 68
Figura 3.19: Característica estática da saída do conversor proposto para região R1 70
Figura 3.20: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R2 70
Figura 3.21: Primeira etapa de operação no MCC para R2 72
Figura 3.22: Segunda etapa de operação no MCC para R2 72
Figura 3.23: Terceira etapa de operação no MCC para R2 72
Figura 3.24: Quarta etapa de operação no MCC para R2 73
Figura 3.25: Quinta etapa de operação no MCC para R2 73
Figura 3.26: Sexta etapa de operação no MCC para R2 74

Figura 3.27. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R2 75
Figura 3.28: Ganho estático do conversor no MCC para R1 e R2 77
Figura 3.29: Tensão e corrente no capacitor de saída C_2 78
Figura 3.30: Primeira etapa de operação no MCD para R2 80
Figura 3.31: Segunda etapa de operação no MCD para R2 80
Figura 3.32: Terceira etapa de operação no MCD para R2 81
Figura 3.33: Quarta etapa de operação no MCD para R2 81
Figura 3.34: Quinta etapa de operação no MCD para R2 82
Figura 3.35: Sexta etapa de operação no MCD para R2 82
Figura 3.36: Sétima etapa de operação no MCD para R2 82
Figura 3.37: Oitava etapa de operação no MCD para R2 83
Figura 3.38: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R2 84
Figura 3.39: Ganho estático do conversor no MCD para R2 86
Figura 3.40: Característica estática da saída do conversor proposto em R2 para $n_T = 5$ 87
Figura 3.41: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R3 88
Figura 3.42: Primeira etapa de operação no MCC para R3 89
Figura 3.43: Segunda etapa de operação no MCC para R3 89
Figura 3.44: Quarta etapa de operação no MCC para R3 90
Figura 3.45: Sexta etapa de operação no MCC para R3 90
Figura 3.46. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R3 91
Figura 3.47: Ganho estático no MCC para R1, R2 e R3 94
Figura 3.48: Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação 95
Figura 3.49: Tensão e corrente no capacitor de saída C_2 96
Figura 3.50: Primeira etapa de operação no MCD para R3 97
Figura 3.51: Segunda etapa de operação no MCD para R3 97
Figura 3.52: Terceira etapa de operação no MCD para R3 98
Figura 3.53: Quinta etapa de operação no MCD para R3 98
Figura 3.54: Oitava etapa de operação no MCD para R3 99
Figura 3.55: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R3 99
Figura 3.56: Ganho estático no MCD para R3 101
Figura 3.57: Característica estática da saída do conversor proposto em R3 para $n_T = 5$ 103
Figura 3.58: Característica estática unificada de saída no SD para $n_S = 2$ e $n_T = 5$. 104
Figura 4.1: Primeira etapa de operação no MCC 112
Figura 4.2: Segunda etapa de operação no MCC 112
Figura 4.3: Principais formas de onda idealizadas no MCC 113
Figura 4.4: Ganho estático no MCC 115
Figura 4.5: Terceira etapa de operação no MCD 118
Figura 4.6: Principais formas de onda idealizadas no MCD 118
Figura 4.7: Característica estática de saída do conversor no sentido inverso 122
Figura 5.1: Circuito esquemático da topologia I no ORCAD 126
Figura 5.2: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 127
Figura 5.3: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC 128
Figura 5.4: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC 128
Figura 5.5: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 129
Figura 5.6: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 129
Figura 5.7: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC 130
Figura 5.8: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC 131
Figura 5.9: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 131
Figura 5.10: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 132
Figura 5.11: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC 132
Figura 5.12: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC 133

Figura 5.13: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 133
Figura 5.14: Corrente e tensão no indutores L_2 no MCC 135
Figura 5.15: Corrente e tensão no indutores L_1 no MCC 135
Figura 5.16: Tensão no interruptor S_4 e no D_7 para MCC 136
Figura 5.17: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 136
Figura 6.1: Primeira etapa de operação no MCC para R1 139
Figura 6.2: Segunda etapa de operação no MCC para R1 140
Figura 6.3: Terceira etapa de operação no MCC para R1 140
Figura 6.4: Quinta etapa de operação no MCC para R1 141
Figura 6.5: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R1 141
Figura 6.6: Primeira etapa de operação no MCC para R2 142
Figura 6.7: Segunda etapa de operação no MCC para R2 143
Figura 6.8: Terceira etapa de operação no MCC para R2 143
Figura 6.9: Quarta etapa de operação no MCC para R2 144
Figura 6.10: Quinta etapa de operação no MCC para R2 144
Figura 6.11: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R2 145
Figura 6.12: Primeira etapa de operação no MCC para R3 145
Figura 6.13: Segunda etapa de operação no MCC para R3 146
Figura 6.14: Quarta etapa de operação no MCC para R3 147
Figura 6.15: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R3 147
Figura 6.16: Ganho estático para o MCC no sentido direto 149
Figura 6.17: Característica estática unificada da saída da segunda topologia no SD 152
Figura 6.18: Topologia do conversor Flyback intercalado 160
Figura 6.19: Primeira etapa de operação no MCC 161
Figura 6.20: Segunda etapa de operação no MCC 161
Figura 6.21: Terceira etapa de operação no MCC 162
Figura 6.22: Quinta etapa de operação no MCC 162
Figura 6.23: Principais formas de onda idealizadas no MCC 163
Figura 6.24: Segunda etapa de operação no MCD 168
Figura 6.25: Terceira etapa de operação no MCD 168
Figura 6.26: Quinta etapa de operação no MCD 169
Figura 6.27: Sexta etapa de operação no MCD 170
Figura 6.28: Oitava etapa de operação no MCD 170
Figura 6.29: Nona etapa de operação no MCD 171
Figura 6.30: Principais formas de onda idealizadas no MCD 172
Figura 6.31: Característica estática de saída do conversor no SI 175
Figura 7.1: Circuito esquemático da segunda topologia no ORCAD 179
Figura 7.2: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 180
Figura 7.3: Tensão e corrente no interruptor S_1 no MCC 180
Figura 7.4: Correntes no diodo D_4 e D_2 no MCC para R1 181
Figura 7.5: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 181
Figura 7.6: Corrente na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 182
Figura 7.7: Corrente e tensão no interruptor S_1 no MCC 183
Figura 7.8: Correntes no diodo D_2 e D_4 no MCC 183
Figura 7.9: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 184
Figura 7.10: Corrente na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 184
Figura 7.11: Tensão e corrente no interruptor S_1 no MCC 185
Figura 7.12: Correntes no diodo D_2 e D_6 no MCC 185
Figura 7.13: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 186
Figura 7.14: Correntes na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC 187
Figura 7.15: Corrente e tensão no interruptor S_4 no MCC 188

Figura 7.16: Tensão e corrente no diodo D_{10} para MCC 188
Figura 7.17: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC 189
Figura 8.1: Circuito de potência da topologia I com os grampeamentos implimentados 191
Figura 8.2: Foto do circuito de driver e interruptor 192
Figura 8.3: Dados do núcleo 00K114LE026 da Magnetics. 194
Figura 8.4: Corrente e tensão no enrolamento primário do transformador. 203
Figura 8.5. Dados do núcleo NEE-70/50/25 da Thornton. 207
Figura 8.6: Foto da estrutura completa da primeira topologia proposta. 219
Figura 8.7: Corrente e tensão na entrada e na saída. 220
Figura 8.8: Corrente e tensão no interruptor S_1. 220
Figura 8.9: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4. 221
Figura 8.10: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R. 221
Figura 8.11: Corrente na linha do enrolamento secundário T_R e nos diodos D_1 e D_4. 222
Figura 8.12: Corrente e tensão no capacitor C_2. 222
Figura 8.13: Corrente e tensão na entrada e na saída. 223
Figura 8.14: Corrente e tensão no interruptor S_1. 223
Figura 8.15: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4. 224
Figura 8.16: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R. 224
Figura 8.17: Corrente e tensão no capacitor C_2. 225
Figura 8.18: Corrente e tensão na entrada e na saída. 226
Figura 8.19: Corrente e tensão no interruptor S_1. 226
Figura 8.20: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4. 227
Figura 8.21: Corrente e tensão no capacitor C_2. 227
Figura 8.22: Sinal do comando de S_1, corrente em L_1/L_2, e tensão sobre S_1 para D = 1/3 228
Figura 8.23: Corrente no indutor acoplado e tensão de entrada e de saída para D = 1/3. 229
Figura 8.24: Sinal do comando de S_1, corrente em L_1/L_2, e tensão de S_1 para D = 2/3 229
Figura 8.25: Corrente no indutor acoplado e tensão de entrada e de saída para D = 2/3. 230
Figura 8.26: Partida suave durante a inicialização (D = 0 até D = 0,444). 230
Figura 8.27: Rendimento do conversor no sentido direto. 231
Figura 8.28: Corrente e tensão na entrada e na saída 232
Figura 8.29: Corrente e tensão no interruptor S_4 e no diodo D_7. 232
Figura 8.30: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F 233
Figura 8.31: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1. 233
Figura 8.32: Corrente e tensão na entrada e na saída 234
Figura 8.33: Corrente e tensão no interruptor S_4 e no diodo D_7. 234
Figura 8.34: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F 235
Figura 8.35: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1. 235
Figura 8.36: Rendimento do conversor com grampeamento RCD e LCD 236
Figura 8.37: Fotografia do rendimento com potência nominal; (a) com RCD, (b) com LCD. 236
Figura 9.1: Circuito de potência da topologia II com grampeamentos implementados 238
Figura 9.2: Dados do núcleo 00K8020E026 da Magnetics. 241
Figura 9.3: Foto da estrutura completa da segunda topologia proposta. 257
Figura 9.4: Corrente e tensão na entrada e na saída. 258
Figura 9.5: Corrente e tensão no interruptor S_1. 258
Figura 9.6: Corrente e tensão nos diodos D_3 e D_6. 259
Figura 9.7: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_{R1}. 259
Figura 9.8: Corrente de linha do enrolamento secundário de T_{R1} e corrente em D_3 e D_6. 260
Figura 9.9: Corrente e tensão na entrada e na saída. 261
Figura 9.10: Corrente e tensão no interruptor S_1. 261
Figura 9.11: Corrente e tensão nos diodos D_2 e D_5. 262
Figura 9.12: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R. 262

Figura 9.13: Corrente e tensão na entrada e na saída. 263
Figura 9.14: Corrente de linha do enrolamento secundário de T_R..... 263
Figura 9.15: Corrente na entrada e na saída, sinal do comando de S_1 e tensão de saída para D = 1/3..... 264
Figura 9.16: Sinal do comando de S_1 e corrente em L_1/L_2, e tensão de S_1 para D = 2/3. 264
Figura 9.17: Partida suave durante a inicialização (D = 0 até D = 0,444)..... 265
Figura 9.18: Rendimento do conversor. 265
Figura 9.19: Corrente e tensão na entrada e na saída 266
Figura 9.20: Corrente e tensão no interruptor S_6 e no diodo D_{12}. 267
Figura 9.21: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F..... 267
Figura 9.22: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1. 267
Figura 9.23: Corrente e tensão na entrada e na saída 268
Figura 9.24: Corrente e tensão no interruptor S_6 e no diodo D_{12}. 268
Figura 9.25: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F..... 269
Figura 9.26: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1. 269
Figura 9.27: Rendimento do conversor com grampeamento RCD e LCD..... 270
Figura 9.28: Fotografia do rendimento com potência nominal; (a) com RCD, (b) com LCD270

LISTA DE ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado
BDC	*Bidirectional DC-DC Converter* - Conversor CC-CC bidirecional
IBDC	*Isolated BDC* - Conversor CC-CC bidirecional isolado
NBDC	*Non-isolated BDC* - Conversor CC-CC bidirecional não isolado
ESS	*Energy Storage System*- Sistemas de Armazenamento de Energia
FC	*Fast Charger* - Carregador Rápido
HV	*High Voltage* - Alta tensão
PV	*Photovoltaic Panel* - Painel Fotovoltaico
SG	*Smart Grid* - Rede inteligente
UPS	*Uninterruptible Power Supply* - Fonte de Alimentação Ininterrupta
EV	*Electric Vehicle* - Veículo Elétrico
HEV	*Hybrid Electric Vehicle* - Veículo Elétrico Híbrido
PEV	*Plug-in Electric Vehicle* - Veículo Elétrico Conectado
V2G	*Vehicle-to-Grid* - Veículo à rede
TAB	*Triple-Active-Bridge* - Três portas
DAB	*Dual-Active-Bridge* - Duas portas
ZVS	*Zero Voltage Switching* - Comutação sob tensão zero
ZCS	*Zero Current Switching* - Comutação sob corrente zero
DPS	*Dual Phase Shif* - Duplo deslocamento de fase
PWM	*Pulse Width Modulation* - Modulação por Largura de Pulso
MCC	Modo de Condução Contínuo
MCD	Modo de Condução Descontínuo
MCCr	Modo de Condução Crítico
R1	Primeira região de operação
R2	Segunda região de operação
R3	Terceira região de operação
SD	Sentido Direto do fluxo de potência
SI	Sentido Inverso do fluxo de potência

SÍMBOLOS USADOS PARA REFERENCIAR ELEMENTOS DOS CIRCUITOS

Símbolo	Significado
E_1	Fonte de alimentação no sentido direto do fluxo de potência
E_2	Fonte de alimentação no sentido inverso do fluxo de potência
C_1	Capacitor de saída no sentido inverso do fluxo de potência
C_2	Capacitor de saída no sentido direto do fluxo de potência
R_2	Carga no sentido direto do fluxo de potência
R_1	Carga no sentido inverso do fluxo de potência
S_1, S_2.... S_n	Interruptores (IGBT)
T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}	Indutores acoplados
Tr	Transformador trifásico
D_1, D_2.... D_n	Diodos de retificador trifásico de saída
L_{P1}, L_{P1} ... L_{P3}	Indutores do lado primário de Tr.
L_{S1}, L_{S1} ... L_{S3}	Indutores do lado secundário de Tr
L_1, L_3 ... L_5	Indutores do lado primário de T_1, T_2 e T_3 respectivamente.
L_2, L_4 ... L_6	Indutores do lado secundário de T_1, T_2 e T_3 respectivamente.

SÍMBOLOS USADOS EM EXPRESSÕES MATEMÁTICAS

Símbolo	Descrição	Unidade
D	Razão cíclica	-
T_S	Período de comutação	s
f_S	Frequência de comutação	Hz
n_T	Relação de transformação do transformador Tr	-
n_S	Relação de transformação dos indutores acoplados (T_F)	-
$\Delta t_1 \ldots . \Delta t_n$	Intervalo do tempo das etapas	s
t_d	Tempo de desmagnetização	s
t_m	Tempo de magnetização	s
q_{MCC}	Ganho estático no modo de condução contínuo	-
q_{MCD}	Ganho estático no modo de condução descontínuo	-
q_{MCCr}	Ganho estático no modo de condução crítico	-
D_{Cr}	Razão cíclica crítica	-

L_{Cr}	Indutância crítica	H
L_{MCD}	Indutância no modo de condução descontínuo	H
$i_{L1}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_1	A
$i_{L2}(t)$	Corrente instantânea no indutor L_2	A
$V_{L1}(t)$	Tensão instantânea do indutor L_1	V
$V_{L2}(t)$	Tensão instantânea do indutor L_2	V
$i_{S1}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_1	A
$i_{S4}(t)$	Corrente instantânea no interruptor S_4	A
$V_{S1}(t)$	Tensão instantânea do interruptor S_1	V
$V_{S4}(t)$	Tensão instantânea do interruptor S_4	V
$i_{D2}(t)$	Corrente instantânea no diodo D_2	A
$i_{C1}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_1	A
$i_{C2}(t)$	Corrente instantânea no capacitor C_2	A
$V_{S4}(t)$	Tensão instantânea do interruptor S_4	V
$V_{D7}(t)$	Tensão instantânea do diodo D_7	V
$i_{D7}(t)$	Corrente instantânea no diodo D_7	A
$V_{L2.4.6}(t)$	Tensão instantânea sobre os indutores L_2, L_4 e L_6	V
$V_{L1.3.5}(t)$	Tensão instantânea sobre os indutores L_1, L_3 e L_5	V
$V_{S4.5.6}(t)$	Tensão instantânea sobre os interruptores S_4, S_5 e S_6	V
$V_{D10.11.12}(t)$	Tensão instantânea sobre os diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}	V
$i_{L2.4.6}(t)$	Corrente instantânea nos indutores L_2, L_4 e L_6	A
$i_{L1.3.5}(t)$	Corrente instantânea nos indutores L_1, L_3 e L_5	A
$I_{L1_{max}}$	O valor máximo da corrente no indutor L_1	A
$I_{L1_{med}}$	O valor médio da corrente no indutor L_1	A
$I_{L1_{ef}}$	O valor eficaz da corrente no indutor L_1	A
$I_{L2_{max}}$	O valor máximo da corrente no indutor L_2	A
$I_{L2_{med}}$	O valor médio da corrente no indutor L_2	A
$I_{L2_{ef}}$	O valor eficaz da corrente eficaz no indutor L_2	A
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente no indutor L_1	A
ΔI_{L2}	Ondulação de corrente no indutor L_2	A
$V_{S_{max}}$	O valor máximo de tensão de S_1, S_2 e S_3	V
$I_{S_{med}}$	O valor médio da corrente em S_1, S_2 e S_3	A
$I_{S_{ef}}$	O valor eficaz da corrente em S_1, S_2 e S_3	A
$I_{D1\ldots6_{med}}$	O valor médio da corrente em D_1, D_2 . . . . D_6	A
$I_{D1\ldots6_{ef}}$	O valor eficaz da corrente em D_1, D_2 . . . . D_6	A
$V_{D1\ldots.6}$	O valor máximo de tensão de D_1, D_2 . . . . D_6	V
$V_{DS4_{max}}$	O valor máximo de tensão de S_4	V
$I_{DS4_{med}}$	O valor médio da corrente no diodo do interruptor S_4	A

$I_{DS4_{ef}}$	O valor eficaz de corrente no diodo do interruptor S_4	A
$I_{S4_{med}}$	O valor médio da corrente no interruptor S_4	A
$I_{S4_{ef}}$	O valor eficaz da corrente no interruptor S_4	A
$V_{S4_{max}}$	O valor máximo de tensão do interruptor S_4	V
$I_{D7_{med}}$	O valor médio da corrente no diodo D_7	A
$I_{D7_{ef}}$	O valor eficaz da corrente no diodo D_7	A
V_{D7}	O valor máximo de tensão sobre o diodo D_7	V
$I_{DS_{med}}$	O valor médio da corrente nos diodos de S_4, S_5 e S_6	A
$I_{DS_{ef}}$	O valor eficaz da corrente nos diodos de S_4, S_5 e S_6	A
V_{DS}	O valor máximo de tensão nos diodos de S_4, S_5 e S_6	V
V_{D10}	O valor máximo de tensão sobre o diodo D_{10}	V
$I_{D10.11.12_{med}}$	O valor médio da corrente nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}	A
$I_{D10.11.12_{ef}}$	O valor eficaz da corrente nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}	A
$V_{D10.11.12}$	O valor máximo de tensão nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}	V
$I_{L1.3.5_{med}}$	O valor médio da corrente nos indutores L_1, L_3 e L_5	A
$I_{L1.3.5_{ef}}$	O valor eficaz da corrente nos indutores L_1, L_3 e L_5	A
$I_{L2.4.6_{med}}$	O valor médio da corrente nos indutores L_2, L_4 e L_6	A
$V_{S4.5.6_{max}}$	O valor máximo de tensão dos interruptores S_4, S_5 e S_6	V
$I_{S4.5.6_{med}}$	O valor médio da corrente nos interruptores S_4, S_5 e S_6	A
$I_{S4.5.6_{ef}}$	O valor eficaz da corrente nos interruptores S_4, S_5 e S_6	A

SÍMBOLOS USADOS EM AMBOS OS SENTIDOS DE OPERAÇÃO

Símbolo	Descrição		Unidade
	Operação no sentido direto	**Operação no sentido inverso**	
E_1	Tensão de entrada	Tensão de saída	V
E_2	Tensão de saída	Tensão de entrada	V
W_1	Enegia de entrada	Energia de carga	J
W_2	Energia de saída	Energia de entrada	J
P_1	Potência de entrada	Potência de saída	W
P_2	Potência de saída	Potência de saída	W
ΔE_2	Ondulação de tensão de saída	-	V
ΔE_1	-	Ondulação de tensão de saída	V
I_1	Corrente de entrada	Tensão de saída	A
I_2	Corrente de saída	Corrente de entrada	A
$\overline{I_1}$	-	Corrente de saída parametrizada	-
$\overline{I_2}$	Corrente de saída parametrizada	-	-
ΔI_1	Ondulação de corrente na entrada	-	A
ΔI_2	-	Ondulação de corrente na entrada	A
$\overline{\Delta I_1}$	Ondulação de corrente de entrada parametrizada	-	-
$\overline{\Delta I_2}$	-	Ondulação de corrente de entrada parametrizada	-

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO GERAL 27
1.1 CONTRIBUIÇÃO DA TESE 30
1.2 ESTRUTURA DESTE TRABALHO 30
2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS 31
2.1 PRINCIPAIS CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS ISOLADOS BIDIRECIONAIS 33
2.1.1 Conversores CC-CC trifásicos 34
2.2 OS CONVERSORES CC-CC BIRDIRECIONAIS PROPOSTOS 43
2.2.1 Conversor CC-CC Push-Pull trifásico Alimentado em Corrente 43
2.2.2 Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência 43
2.2.3 Obtenção das topologias propostas 44
2.3 CONCLUSÃO 48
3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK TRIFÁSICO OPERANDO NO SENTIDO DIRETO PARA R1 50
3.1 REGIÃO DE OPERAÇÃO R1 50
3.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R1 51
3.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R1 52
3.2.2 Formas de ondas básicas 55
3.2.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática 55
3.2.4 Ganho estático no MCC 57
3.2.5 Dimensionamento do indutor de entrada T_F e do capacitor C_2 58
3.3 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R1 61
3.3.1 Etapas de funcionamento para o conversor na primeira região em MCD 61
3.3.2 Formas de ondas básicas 64
3.3.3 Ganho estático em MCD 64
3.3.4 Modo de condução crítico 67
3.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA PARA R1 69
3.5 REGIÃO DE OPERAÇÃO R2 70
3.6 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R2 71
3.6.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R2 71
3.6.2 Formas de ondas básicas 74
3.6.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática 74
3.6.4 Ganho estático em MCC 76

3.6.5 Dimensionamento do indutor de entrada T_F e do capacitor saída C_2 77
3.7 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R2 79
3.7.1 Etapas de funcionamento para o conversor na R2 em MCD 79
3.7.2 Formas de ondas básicas 83
3.7.3 Ganho estático em MCD 83
3.7.4 Modo de condução crítico 85
3.8 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA PARA R2 87
3.9 REGIÃO DE OPERAÇÃO R3 88
3.10 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R3 88
3.10.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R3 88
3.10.2 Formas de ondas básicas 91
3.10.3 Equacionamento e característica ideal de transferência estática 91
3.10.4 Ganho estático em MCC 93
3.10.5 Dimensionamento do filtro de entrada T_F e de saída C_2 94
3.11 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R3 96
3.11.1 Etapas de funcionamento para o conversor na R3 em MCD 96
3.11.2 Formas de ondas básicas 99
3.11.3 Ganho estático em MCD 100
3.11.4 Modo de condução crítico 101
3.12 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA UNIFICADA DE SAÍDA 102
3.13 ANÁLISES DOS ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MCC 104
3.13.1 Esforços no indutor acoplado T_F 104
3.13.2 Esforços de tensão e corrente no interruptor 106
3.13.3 Esforços de corrente e tensão nos diodos do retificador trifásico de saída 107
3.13.4 Esforço de tensão e corrente no diodo do interruptor S_4 108
3.13.5 Esforço de corrente e tensão no diodo D_7 109
3.13.6 Esforço no capacitor de saída C_2 109
3.14 CONCLUSÃO 110
4 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK TRIFÁSICO OPERANDO NO SENTIDO INVERSO 111
4.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO 111
4.1.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCC 111
4.1.2 Formas de ondas básicas 112
4.1.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática 113

4.1.4 Ganho estático em MCC 114
4.1.5 Dimensionamento do indutor de entrada (T_F) e o capacitor de saída (C_1) 115
4.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO 117
4.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCD 117
4.2.2 Formas de ondas básicas 117
4.2.3 Ganho estático em MCD 117
4.2.4 Modo de condução crítico 119
4.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA 121
4.4 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO (N_S) DO INDUTOR ACOPLADO 121
4.5 ANÁLISES DOS ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MCC 123
4.5.1 Esforços de tensão e corrente no interruptor S_4 123
4.5.2 Esforços no indutor acoplado T_F 124
4.5.3 Esforços de corrente e tensão no diodo D_7 124
4.5.4 Esforço no capacitor de saída C_1 125
4.6 CONCLUSÃO 125
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA I 126
5.1 RESULTADO DA SIMULAÇÃO NO SD DO FLUXO DE POTÊNCIA 126
5.1.1 Resultado de simulação para R1 127
5.1.2 Resultados de simulação para R2 129
5.1.3 Resultados de simulação para R3 131
5.2 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SI DO FLUXO DE POTÊNCIA 134
5.3 CONCLUSÃO 137
6 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK INTERCALADO TRIFÁSICO 138
6.1 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO DIRETO 138
6.1.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R1 138
6.1.2 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R1 141
6.1.3 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R2 141
6.1.4 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R2 144
6.1.5 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R3 145
6.1.6 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R3 147
6.1.7 Análise matemática 148
6.1.8 Análises dos esforços do conversor no MCC 156
6.2 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO INVERSO 159

6.2.1 Modo de condução contínuo 160
6.2.2 Modo de condução descontínuo 167
6.2.3 Análises dos esforços do conversor no MCC 174
6.3 CONCLUSÃO 177
7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA II 178
7.1 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SENTIDO DIRETO DO FLUXO DE POTÊNCIA 178
7.1.1 Resultado de simulação para R1 178
7.1.2 Resultados de simulação para R2 181
7.1.3 Resultados de simulação para R3 183
7.2 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SENTIDO INVERSO DO FLUXO DE POTÊNCIA 187
7.3 CONCLUSÃO 189
8 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA I. 191
8.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SENTIDO DIRETO 192
8.1.1 Cálculos preliminares 192
8.1.2 Cálculo das indutâncias de entrada 193
8.1.3 Esforços de corrente do indutor acoplado 193
8.1.4 Projeto físico do indutor T_F 194
8.1.5 Dimensionamento do capacitor de saída C_2 200
8.1.6 Dimensionamento dos interruptores S_1, S_2 e S_3 200
8.1.7 Dimensionamento dos diodos D_1...D_6 202
8.1.8 Projeto físico do transformador Tr 203
8.1.9 Dimensionamento do circuito do grampeamento no sentido direto 210
8.1.10 Rendimento teórico do conversor no sentido direto 210
8.2 DADOS DO PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SI 211
8.2.1 Cálculos preliminares 211
8.2.2 Corrente parametrizada 211
8.2.3 Cálculo da razão cíclica 212
8.2.4 Dimensionamento do interruptor S_4 212
8.2.5 Dimensionamento do diodo D_7 213
8.2.6 Dimensionamento do capacitor de saída C_1 214
8.2.7 Projeto físico do indutor T_F 215
8.2.8 Circuito do grampeamento utilizado no sentido inverso 217
8.2.9 Rendimento teórico do conversor no sentido inverso 217

8.3 ENSAIOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS 218
8.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO DIRETO 218
8.4.1 Resultados experimentais para R2 219
8.4.2 Resultados experimentais para R3 222
8.4.3 Resultados experimentais para R1 225
8.4.4 Resultados experimentais entre R1 e R2 227
8.4.5 Resultados experimentais entre R2 e R3 228
8.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO INVERSO 231
8.5.1 Resultados experimentais com grampeamento RCD 231
8.5.2 Resultados experimentais com grampeamento LCD 233
8.6 CONCLUSÃO 236
9 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA II 238
9.1 DADOS DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SD 238
9.1.1 Cálculos preliminares 238
9.1.2 Cálculo das indutâncias de entrada 239
9.1.3 Esforços de corrente dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3} 239
9.1.4 Projeto físico dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3} 240
9.1.5 Dimensionamento do capacitor de saída C_2 245
9.1.6 Dimensionamento dos interruptores S_1, S_2 e S_3 246
9.1.7 Dimensionamento dos diodos D_1...D_6 247
9.1.8 Dimensionamento dos diodos D_7, D_8 e D_9 248
9.1.9 Projeto físico do transformador Tr 249
9.1.10 Dimensionamento do circuito do grampeamento no sentido direto 249
9.1.11 Rendimento teórico do conversor no sentido direto 250
9.2 ENSAIOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS 250
9.3 DADOS DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SI 251
9.3.1 Cálculos preliminares 251
9.3.2 Corrente parametrizada 251
9.3.3 Cálculo da razão cíclica 251
9.3.4 Dimensionamento dos interruptores S_4, S_5 e S_6 252
9.3.5 Dimensionamento dos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}. 253
9.3.6 Projeto físico dos indutores T_{F1}, T_{F2} e T_{F3} 254
9.3.7 Circuito do grampeamento utilizado no sentido inverso 256
9.3.8 Rendimento teórico do conversor no sentido inverso 256

9.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO DIRETO 257
9.4.1 Resultados experimentais para R2 257
9.4.2 Resultados experimentais para R3 260
9.4.3 Resultados experimentais em R1 e para fronteira entre as regiões. 262
9.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO INVERSO 266
9.5.1 Resultados experimentais com grampeamento RCD 266
9.5.2 Resultados experimentais com grampeamento LCD 268
9.6 CONCLUSÃO 270
10 CONCLUSÃO GERAL 272
REFERÊNCIAS 274
APÊNDICES 283

1 INTRODUÇÃO GERAL

A demanda mundial por energia vem crescendo a cada ano com o aumento populacional, especialmente a energia elétrica que alimenta e permite que, cada dia mais diferentes dispositivos elétricos sejam utilizados na indústria e na residência para a produção, manufatura, transporte, entretenimento e lazer.

A transmissão, distribuição e processamento desta energia sofre diferentes tratamentos até o consumo final, onde os conversores de energia desempenham um papel fundamental neste processo.

Este trabalho foi concebido objetivando propor novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais de energia, com aplicações em sistemas que requerem a conversão de energia de corrente contínua para corrente contínua, adequação dos níveis de tensão e corrente e isolação galvânica.

Como exemplo norteador do desenvolvimento do trabalho, utilizou-se um sistema de geração distribuída de energia (*Microgrid*) que utiliza elementos armazenadores e barramentos em corrente contínua [1].

Este sistema de geração distribuída tem despertado grande interesse nos últimos anos devido ao rápido esgotamento de combustíveis fósseis e recursos hídricos em função do aumento da demanda por energia elétrica e políticas governamentais.

Muitos tipos de fontes de energia renováveis e não renováveis vem sendo utilizadas, como sistema fotovoltaico, eólico e célula a combustível. No entanto, estas fontes geradoras de energia são de natureza variável e intermitente, tornando o sistema instável quando incorporados ao sistema elétrico. Assim, sistemas de armazenamento de energia, baseados em baterias, supercapacitores, são e podem ser utilizados para suavizar as variações [2].

A Figura 1.1 ilustra um típico sistema de geração distribuída com diferentes fontes e acumuladores interconectados por meio de conversores de energia.

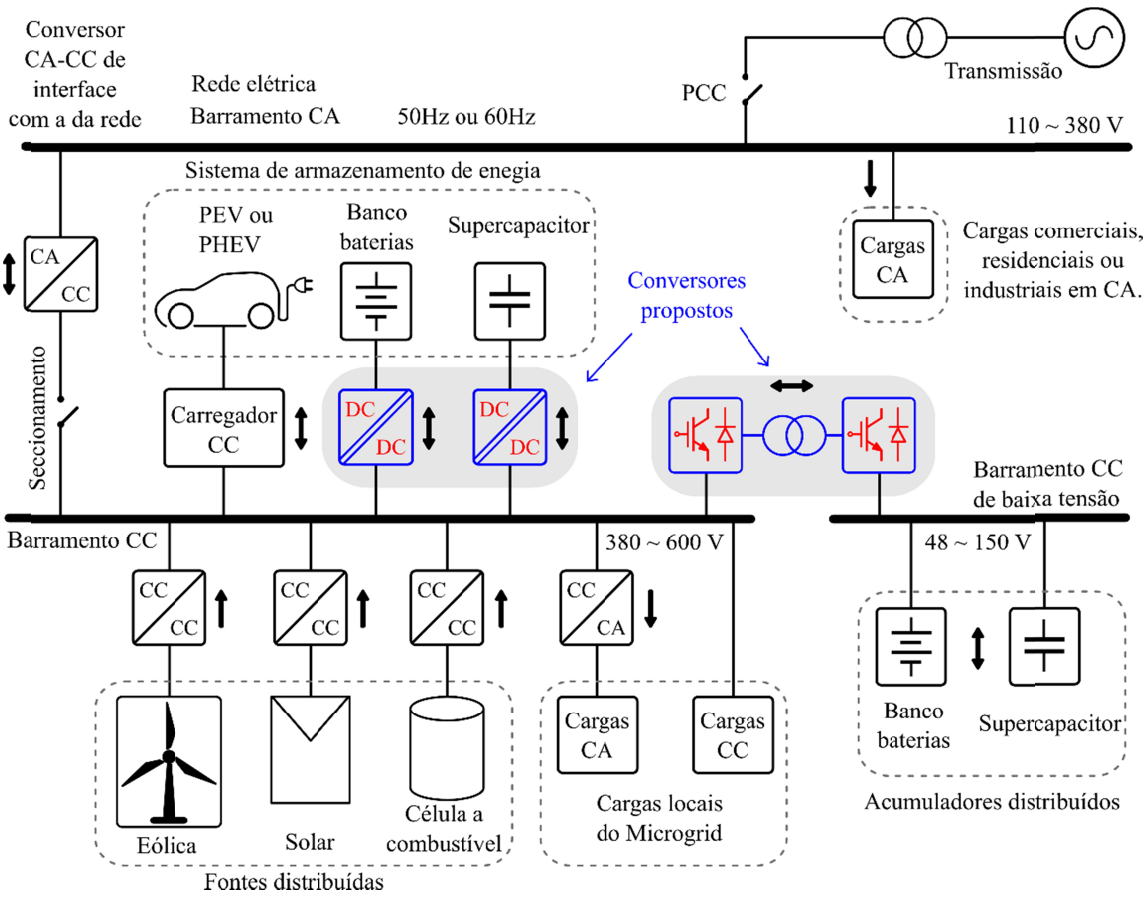
Nesta aplicação, todos os recursos energéticos e o sistema de armazenamento de energia estão ligados ao barramento CC através de conversores CC-CC que controlam o fluxo de energia entre o sistema e os dispositivos de armazenamento de energia, portanto, da necessidade de aplicar conversores bidirecionais [3].

O isolamento galvânico, em alguns casos, é necessário para atender a requisitos e padrões de segurança, adequação dos níveis de tensão e flexibilizar a reconfiguração do sistema com a rede elétrica quando sistemas de armazenamento de energia são utilizados.

Sistemas como a geração distribuída, possibilitam também a integração com outros subsistemas e principalmente, facilitam a conexão de veículos elétricos (EVs) com a rede elétrica [4].

O conversor CC-CC bidirecional (*Bidirectional DC-DC Converter - BDC*) juntamente com o armazenamento de energia tornou-se uma opção promissora para muitos sistemas de energia relacionados, incluindo EVs [5]-[8], que possuem baterias recarregáveis, fornecendo energia para impulsionar o veículo. Hoje em dia muitos estudos estão focados no projeto, operação e otimização de estações de carregamento dos veículos elétricos conectados à rede (*Plug-in Electric Vehicle - PEV*). Atualmente, as baterias do PEV mais comumente utilizadas são baseadas na tecnologia Li-ion.

Figura 1.1: Típico sistema de geração distribuída em corrente contínua



Nesta Tese são propostas duas topologias de BDCs para sistemas que necessitam de acumuladores de energia e processamento de alta potência [9]-[10]. A implementação destas

topologias de conversor permite carregar e descarregar baterias com aplicações em sistemas de geração distribuída. As topologias são baseadas no conversor Push-Pull alimentado em corrente e no conversor Flyback. Em cada estrutura são abordados: o princípio de funcionamento, a análise matemática e os resultados dos testes feitos em simulações.

1.1 CONTRIBUIÇÃO DA TESE

Esta Tese tem como principal contribuição e objetivo a geração de duas novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais com isolação galvânica, baseados na estrutura clássica do conversor Push-Pull trifásico alimentado em corrente. Logo as seguintes contribuições são destacadas:

- Duas topologias inéditas de conversores CC-CC bidirecionais com isolamento galvânico em alta frequência denominados de Push-Pull/Flyback e Push-Pull/Flyback intercalado;

- Na operação do sentido direto do fluxo de energia, os conversores podem ser abaixadores ou elevadores de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a "infinito", a qual corresponde a faixa de razão cíclica de 0 a 1 sem restrições de operação;

- Aplicação da técnica de acoplamento magnético aos indutores de entrada, possibilitando a operação e transferência de energia para a saída na faixa de razão cíclica de 0 a $1/3$ e, partida suave, elevando a tensão de saída de 0 até seu valor nominal sem drenar elevadas correntes da fonte de alimentação;

- No sentido inverso do fluxo de energia, utilizando os indutores acoplados, os conversores são abaixadores de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a $2\,n'_s\,E_2$, a qual corresponde a faixa de razão cíclica de 0 a $1/2$ sem restrições.

1.2 ESTRUTURA DESTE TRABALHO

Este trabalho está dividido em nove capítulos, nos capítulos 1 e 2, é apresentada uma revisão bibliografia, onde os principais BDCs com capacidade de operar com alta tensão são descritos, em seguida são apresentados os conversores propostos.

No capítulo 3 é realizada uma análise qualitativa e quantitativa da primeira topologia CC-CC bidirecional operando no sentido direto (*SD*) do fluxo de potência para região R1, R2 e R3, ressaltando os cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes de cada região de operação. O capítulo 4 enfoca a análise de operação, o equacionamento e a

caraterística de saída da primeira topologia CC-CC bidirecional operando no sentido inverso (*SI*) do fluxo de potência, além dos cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes.

No capítulo 5, verificação dos estudos teóricos via simulação numérica: avaliação da operação do conversor CC-CC bidirecional Push-Pull/Flyback nas condições estudadas na análise teórica. Inclui o dimensionamento dos elementos armazenamentos de energia.

O capítulo 6 apresenta o princípio de funcionamento e as equações básicas para o projeto da segunda topologia CC-CC bidirecional (Push-Pull/Flyback intercalado) no sentido direto e inverso do fluxo de potência para todas as regiões de operações. Efetua-se uma análise das etapas, característica de saída e os esforços de corrente e tensão nos semicondutores e nos elementos passivos do conversor. Será abordado no capítulo 7 a simulação dos principais componentes da segunda topologia operando no MCC nas três regiões definidas anteriormente no sentido direto de fluxo de potência, bem como a simulação no sentido inverso.

Nos capítulos 8 e 9 são feitas as avaliações das topologias propostas por meio dos protótipos implementados no laboratório. Nesses capítulos, são apresentados, inicialmente, os parâmetros de projeto, dimensionamento dos elementos ativos e passivos e, estudo de perdas. A partir dos ensaios obtidos em laboratório, os resultados experimentais são apresentados e comentados a fim de verificar os objetivos definidos neste trabalho.

Já no fim, são debatidas as principais conclusões da tese.

Com relação aos Apêndices, o primeiro apresenta o dimensionamento dos componentes e cálculo dos esforços da tensão e corrente para primeira topologia, enquanto o segundo trata do dimensionamento dos componentes e cálculo dos esforços da tensão e corrente para segunda topologia, ambos considerando todas as regiões de operação.

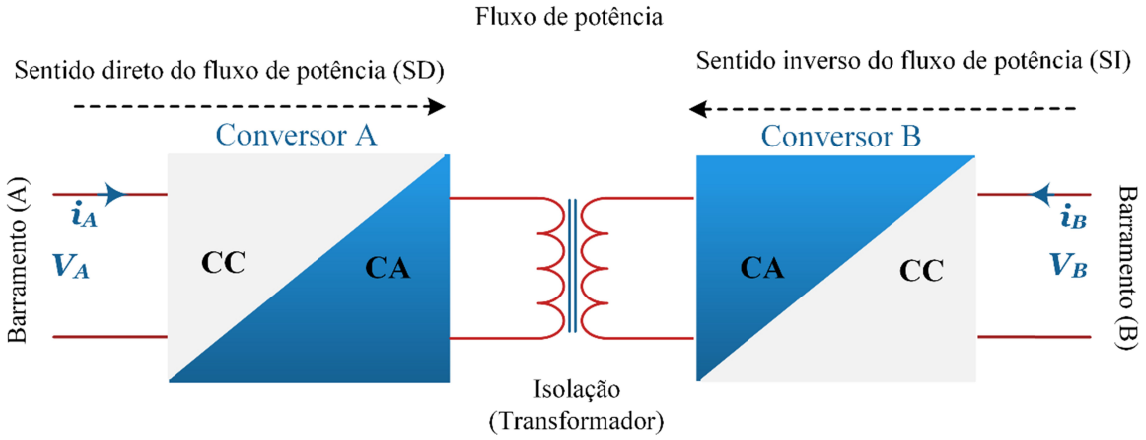
Todas as figuras apresentadas ao longo do trabalho que não possuem indicação da fonte são de própria autoria.

2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS

Os BDCs podem ser classificados em dois tipos: isolados (*Isolated Bidirectional DC-DC Converter - IBDCs*) e não isolados (*Non-isolated Bidirectional DC-DC Converter - NBDCs*). Os NBDCs são mais simples que os IBDCs e podem alcançar uma melhor eficiência. No entanto, a isolação galvânica é necessária em muitas aplicações e possibilita diversas conexões elétricas distintas. A complexidade de conversores CC-CC bidirecionais isolados deriva do fato de que uma ligação de corrente alternada tem de estar presente na sua estrutura, a fim de permitir a transferência de energia através de um meio de isolamento magnético, ou seja, um transformador n-fásico.

As maiorias das aplicações de IBDCs de média potência têm uma estrutura generalizada semelhante à da Figura 2.1. Esta estrutura é constituída por duas comutações de alta frequência, uma de cada lado (A, B) de um transformador de alta frequência, que é usado principalmente para manter o isolamento galvânico entre duas fontes. Este transformador é também essencial para a adaptação de tensão, no caso de grandes diferenças de tensão entre as duas fontes.

Figura 2.1: Estrutura generalizada dos conversores CC-CC bidirecionais isolados (IBDCs)



Como o nome "bidirecional" sugere, existem basicamente dois modos de operação em um IBDC em termos de transferência de energia. Com base na Figura 2.1, estes modos são denotados pelo sentido direto (*SD*) e sentido inverso (*SI*). Esta notação origina do fato de que as tensões de corrente contínua em cada lado têm diferentes amplitudes e, assim, aumentar ou reduzir a tensão ocorre juntamente com a transferência de energia. Algumas outras literaturas têm utilizado "modo de carregamento" e "modo de descarregamento", que vem do fato que, em muitas aplicações dos IBDCs uma das fontes é uma bateria, e, assim, estes termos tornam-se sugestivos.

Como a transferência de energia em ambos os sentidos é necessária para o sistema, cada lado de comutação também deve ter a capacidade de transferência de energia bidirecional e os barramentos de corrente contínua nesta estrutura também devem ser capazes de gerar ou absorver qualquer energia. Na prática, esses barramentos são conectados a uma fonte CC ou uma carga ativa como bateria e ultracapacitor que se comportam como fonte de tensão. Se o conversor é do tipo alimentado em corrente, é assumido que os elementos necessários para realizar a fonte de corrente são constituídos dentro do conversor.

O estudo e aplicação dos BDCs, com transistor para o processamento de baixas potências, não é novidade e já vem sendo explorado há vários anos [11]-[14]. No entanto, novas e possíveis aplicações vêm surgindo, e seu estudo vem sendo intensificado.

Os IBDCs ou BDCs são uma expansão de suas estruturas tradicionais unidirecionais que processam e transferem energia somente em um sentido. Um exemplo disso é a utilização de uma bateria química que armazena energia e deve ser carregada por meio de um conversor unidirecional que drena energia de uma fonte externa qualquer. Caso seja necessário utilizar a energia armazenada, devolvendo-a para a fonte, um outro conversor unidirecional deve ser conectado em paralelo com o anterior de forma que seja possível transferir a energia de forma apropriada [15].

Para que a utilização destes dois conversores não seja mais necessária, é utilizado um único conversor que faz o carregamento da bateria e também consiga devolver a energia armazenada para a fonte de forma adequada. Então, os mesmos elementos passivos e ativos do circuito do conversor devem transferir esta energia de forma bilateral, eliminando assim circuitos e equipamento adicionais externos, reduzindo volume e o custo do sistema.

2.1 PRINCIPAIS CONVERSORES CC-CC TRIFÁSICOS ISOLADOS BIDIRECIONAIS

Em sistemas de armazenamento de energia, na grande maioria dos casos, os dispositivos e os equipamentos operam com tensão e corrente contínua, que devem ser adequadamente entregues à carga consumidora. Os transformadores são indispensáveis em algumas destas aplicações que requerem ajustes nos níveis de tensão e também de isolamento galvânico. Portanto, a utilização de transformadores de alta frequência nos conversores CC-CC torna o sistema de processamento de energia mais compacto e flexível em relação a utilização de transformadores de baixa frequência.

A utilização de transformadores trifásicos nos conversores CC-CC vem sendo intensificada e se justifica pelo fato de permitir o aumento da densidade de potência processada pelo conversor com a redução do volume total da estrutura e, por ser um dispositivo passivo robusto que permite a transferência bidirecional de energia entre as suas portas.

A seguir, são apresentadas as principais topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados trifásicos de alta frequência para transferir a energia em ambos os sentidos.

2.1.1 Conversores CC-CC trifásicos

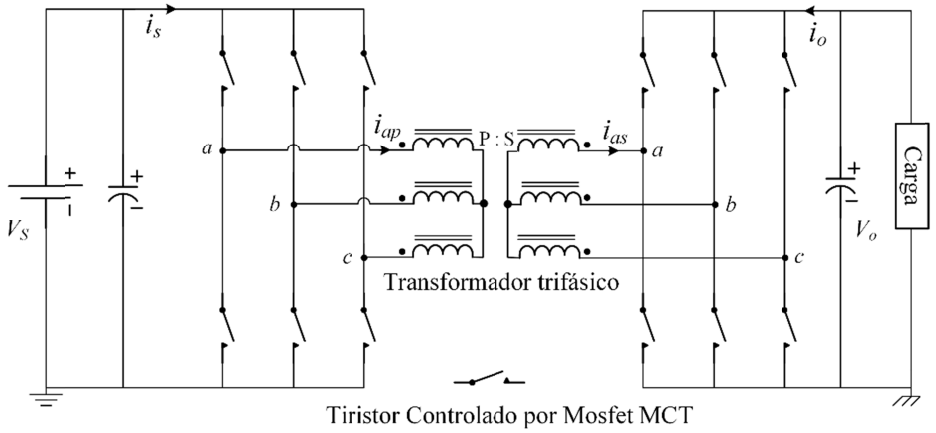
Com a utilização de transformadores trifásicos operando em alta frequência nos conversores CC-CC é possível aumentar a densidade de potência dos mesmos, utilizar núcleos magnéticos de maneira mais eficiente e com reduzido volume, reduzir esforços de corrente nos interruptores de potência e reduzir o tamanho dos filtros de entrada ou saída do conversor com a aplicação de sinais em altas frequências.

A estrutura do conversor CC-CC trifásico apresentada na Figura 2.2 por De Doncker, Divan e Kheraluwala, 1988 [16] e novamente em 1991 [17] foi a primeira a utilizar um transformador operando em alta frequência com modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM)*, conectado em Y:Y, com deslocamento de fase (*Phase-Shifted*) entre os pulsos de comando e, possibilitando fluxo bidirecional de energia e alta potência (alguns quilowatts). A topologia opera com comutação suave (Zero Voltage Switching - ZVS) para reduzir as perdas nos interruptores, que é obtida por meio do ajuste apropriado do ganho estático do conversor. Esta situação possibilita elevar a frequência de comutação, apresenta reduzido valor eficaz sobre os capacitores de filtro da entrada e saída e, segundo os autores, processa uma menor potência aparente em relação à utilização de três transformadores monofásicos equivalentes.

Apesar dos autores ilustrarem o conversor com 12 interruptores, os 6 interruptores do lado direito da figura só têm a função de auxiliar na comutação suave da estrutura e de retificar a tensão e corrente de saída, porém não foi realizado estudo ou detalhamento de uma operação com bidirecionalidade de energia. O objetivo do trabalho foi o comparativo da estrutura de 12 interruptores proposta, com outras duas topologias que formam um retificador tipo Full-Bridge, permitindo avaliar os esforços de tensão e corrente entre elas: uma com 4

interruptores do lado primário e 4 diodos do lado secundário; outra com 4 interruptores do lado primário e mais 4 do lado secundário.

Figura 2.2: Conversor CC-CC trifásico bidirecional com retificador PWM (*Three-phase dual Active Bridge (DAB)*) apresentado por [16].



Fonte: [16].

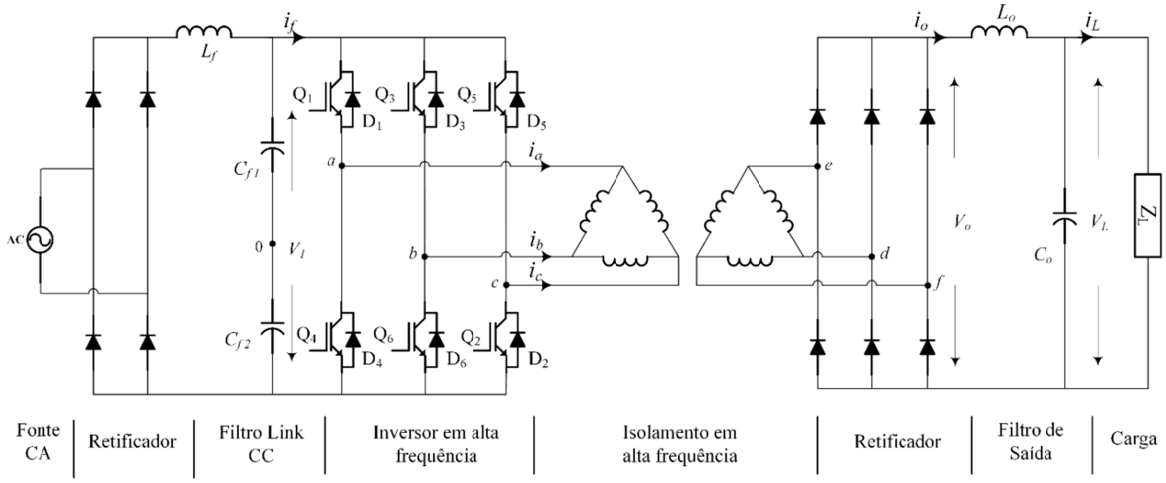
Posteriormente em [18], é realizada a análise e testes de um protótipo do conversor que inicialmente foi proposto por De Doncker, Divan e Kheraluwala, que opera com fluxo bidirecional de energia, comutação suave e potência de $6\,kW$. Os autores propõem que este conversor seja utilizado em veículos elétricos pela indústria automobilística para controlar o fluxo de energia entre fonte e carga, oferecendo isolamento elétrico entre a baixa tensão ($42\,V$) e o barramento de alta tensão ($> 200\,V$) do veículo.

Em 2011 a topologia ilustrada na Figura 2.2 foi analisada por [19], que desenvolveu uma estrutura ressonante deste conversor CC-CC trifásico bidirecional. Esta ressonância ocorre entre as capacitâncias e indutâncias do circuito que produzem correntes senoidais. Como os interruptores possuem diodos em antiparalelo e o controle *Phase-Shifted* é utilizado, a comutação *ZVS* ocorre naturalmente, desde que a frequência de operação do conversor seja menor que a frequência de ressonância do circuito. Porém, o inconveniente de todos os conversores ressonantes, incluindo a topologia proposta, são os elevados esforços de corrente nos interruptores, que reduzem o rendimento da estrutura podendo limitar o nível de potência das suas possíveis aplicações [20]. Em [21]-[26], a topologia é novamente estudada com foco em sua dinâmica, proposta de controle e assimetria no transformador. Em [27]-[34], também são encontrados mais estudos e aplicações deste conversor.

A topologia proposta em 1988 [35] e 1992 [36], e ilustrada na Figura 2.3, é de um conversor CC-CC trifásico com transformador em alta frequência conectado em $\Delta{:}\Delta$ com retificador de onda completa, tipo ponte de *Graetz* e filtro LC na entrada e saída. É a primeira

estrutura trifásica apresentada na literatura que faz a junção de um retificador controlado na entrada e uma retificador não controlado a diodos na saída, portanto, é topologia unidirecional que possui somente isolamento galvânico por meio de transformador de alta frequência entre carga e fonte, destinada ao processamento de elevas potências.

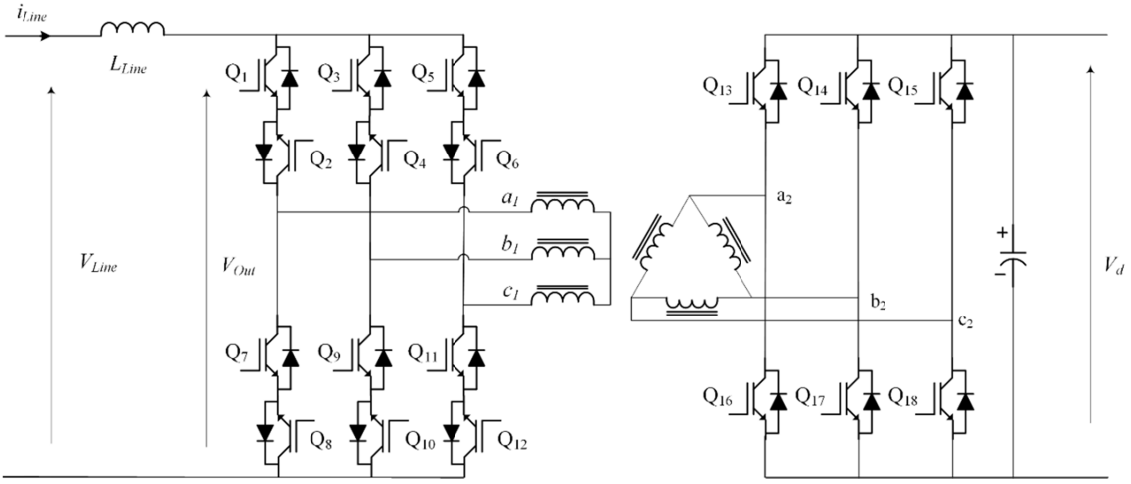
Figura 2.3: Conversor CC-CC trifásico unidirecional com isolamento em alta frequência [35]



Fonte: [35].

A Figura 2.4 apresenta uma estrutura de conversor CC-CC trifásico bidirecional proposta por Kjaer, Norrga e Ostlund em 2000 [37], e novamente em 2001 [38], para a propulsão de um veículo ferroviário e para processamento de elevada potência. O conversor proposto utiliza semicondutores do tipo *IGBT* em sua entrada e saída, porém, na entrada, os semicondutores estão configurados de forma a produzirem interruptores bidirecionais em tensão e corrente.

Figura 2.4: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado em configuração matricial [37].



Fonte: [37].

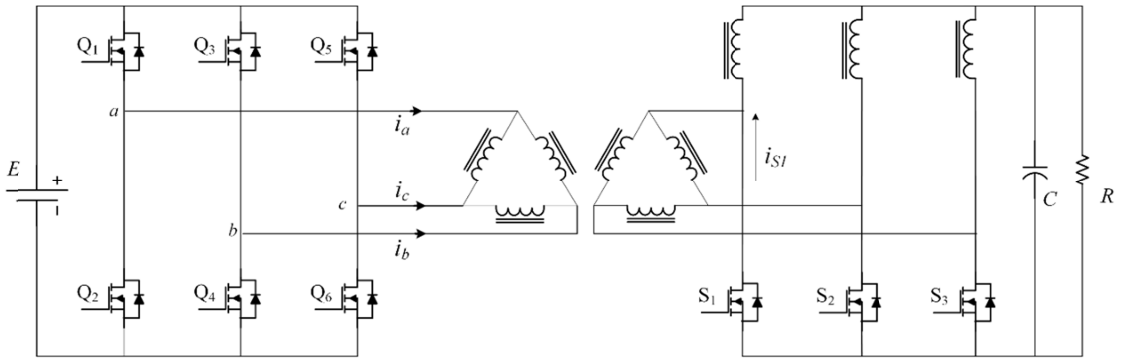
Um transformador modulado em alta frequência, conectado em Y: Δ, é utilizado para isolar a fonte da carga, promover o ganho de tensão adequado para o sistema e os interruptores são acionados de tal forma a produzir comutação suave tipo *ZVS* na entrada e tensões com envoltória senoidal nas bobinas do primário e secundário do transformador.

O conversor CC-CC trifásico intercalado elevador com isolamento trifásico em alta frequência conectado em Δ: Δ, proposto por Zhou, Ming e Lee em 2003 [39] e em 2004 [40] é apresentado na Figura 2.5. Este conversor é uma alternativa ao conversor *DAB (Dual-Active-Bridge)* proposto por De Doncker em 1988, e utiliza somente 9 interruptores para o controle do fluxo bidirecional de energia. O conversor possui a saída com características de fonte de corrente e tensão inferior a tensão de entrada onde a fonte de alimentação é conectada.

Os interruptores superiores operam de forma complementar aos inferiores do lado primário do transformador e utiliza-se controle por *Phase-Shifted* entre os seus braços assim como no lado secundário. A comutação ZVS é obtida por meio da ressonância entre a indutância de dispersão do transformador, a capacitância interna do *MOSFET* do lado primário e a capacitância parasita do transformador. Utilizando a técnica de deslocamento entre os pulsos de comando dos interruptores no lado secundário, obtém-se sobre o capacitor de saída, que está conectado em paralelo com a carga, uma baixa ondulação de corrente que corresponde a três vezes a frequência de comutação de um interruptor, possibilitando assim redução de seu valor e volume.

Em 2009 [41], Hanju, Jungwan, Woojung e Blasko, implementaram grampeamento ativo e comutação ZVS na mesma topologia ilustrada na Figura 2.5 para elevar seu rendimento. No entanto, conectaram a fonte de alimentação e o grampeamento ativo no lado dos três indutores e dos três interruptores, e conectaram a carga ao barramento CC da estrutura DAB.

Figura 2.5: Conversor CC-CC trifásico bidirecional intercalado elevador com transformador em alta frequência [39].



Fonte: [39].

O grampeamento ativo foi aplicado à estrutura com a inserção de mais três interruptores conectados entre os indutores e o transformador e a um único capacitor, que tem a finalidade de limitar a sobretensão sobre os interruptores durante seu bloqueio. Os três interruptores do grampeamento só operam quando o conversor está funcionando como elevador de tensão para fluxo de energia da fonte para a carga, já no modo reverso do fluxo de energia da carga para a fonte, o conversor opera com modulação PWM igual ao conversor DAB.

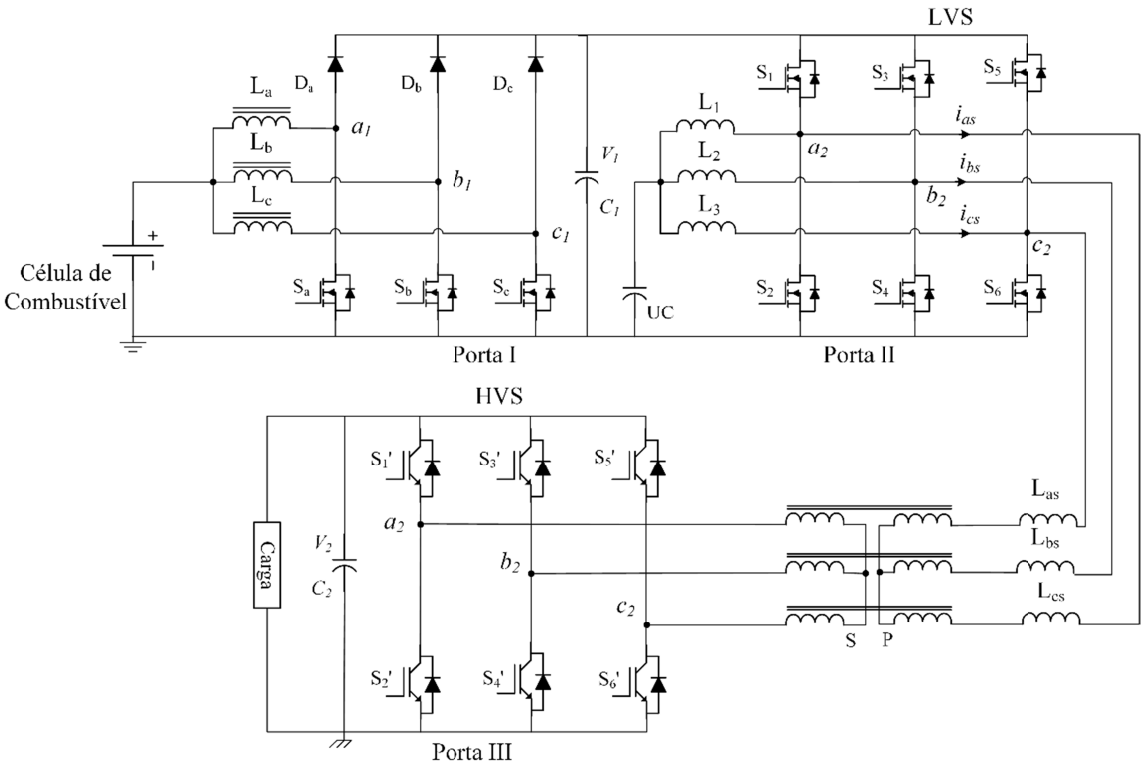
Em 2009 [42], os autores propuseram a utilização de um núcleo magnético com outra geometria e com maior simetria para o balanceamento do fluxo magnético para o conversor CC-CC trifásico da Figura 2.5, além da alteração de ligação do transformador de alta frequência para Y:Y com o objetivo de melhorar seu rendimento. Em [43]-[45], os autores propõem uma nova modulação no lado secundário para obter comutação ZVS e *ZCS* (*Zero Current Switching*), e no lado primário para eliminar o grampeamento ativo e circuitos Snubber na estrutura. E em [46], os autores propõem a conexão do transformador em Y:Δ, e uma modulação PWM assimétrica entre os interruptores de entrada e de saída do conversor para diminuir os esforços de tensão e corrente nos semicondutores para obter um ganho maior de tensão entre a entrada e a saída do conversor.

Na Figura 2.6, é ilustrada a topologia proposta por [47] de um conversor CC-CC trifásico bidirecional com isolamento por transformador em alta frequência conectado em Y:Y de três portas. A topologia apresentada possui um conversor tipo Boost intercalado (*Interleaving Converter*) de três braços com três indutores acoplados na entrada que estão conectados a uma fonte unidirecional de energia (*Fuel Cell*), onde a saída deste conversor foi conectada ao barramento CC de entrada de um conversor trifásico tipo DAB isolado por um transformador de alta frequência. Ainda no lado primário do transformador, são conectados mais três indutores acoplados formando mais um conversor tipo Boost intercalado de três braços, onde no ponto comum de conexão destes indutores, é conectada a supercapacitores (*Ultracapacitors*).

Esta solução proposta integra duas fontes de baixa tensão, que podem fornecer energia para a carga, que fica isolada eletricamente e que, é conectada à saída do conversor trifásico DAB. É proposta uma redução dos elementos magnéticos dos conversores Boost intercalados com o acoplamento dos indutores num mesmo núcleo magnético, proporcionando comutação suave ZVS-PWM com controle por *Phase-Shifted*, por meio da utilização da indutância de dispersão do transformador para o controle da transferência de

potência entre as portas. Os interruptores do mesmo braço do conversor DAB conduzem no máximo 120° por período e operam de modo complementar.

Figura 2.6: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado de três portas [47].



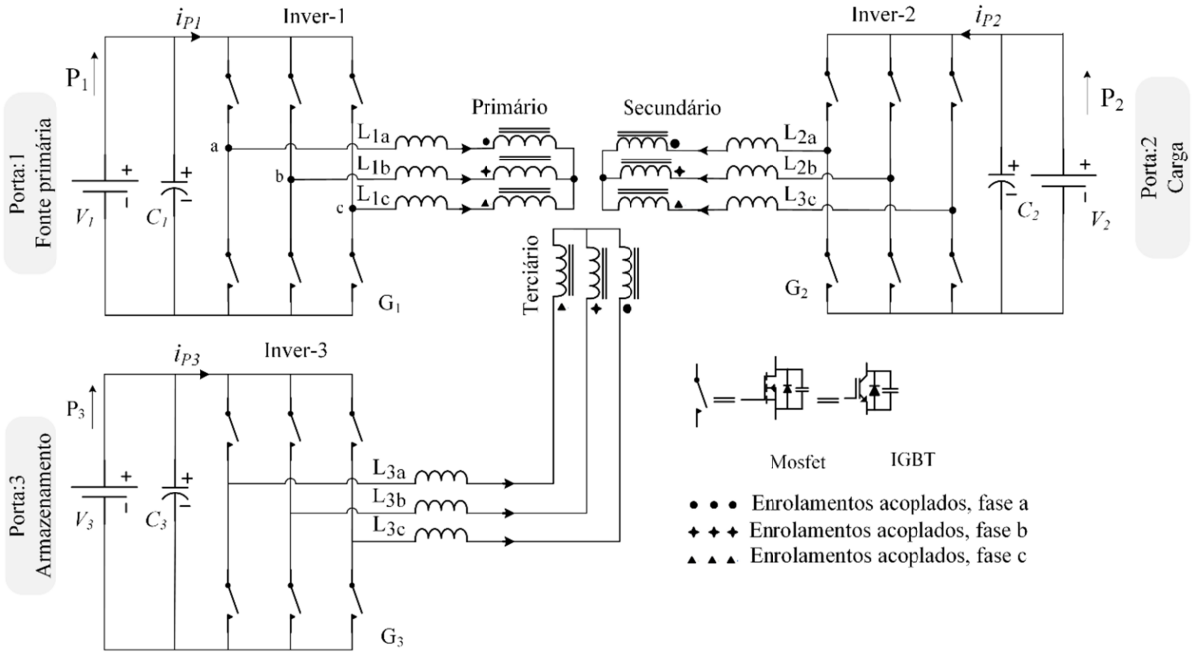
Fonte: [47].

Em [48], encontra-se uma topologia de conversor CC-CC trifásico bidirecional similar à apresentada na Figura 2.6, onde ela foi simplificada somente retirando-se o conversor Boost intercalado de três braços do lado esquerdo da figura. Os autores também propõem comutação suave e *Phase-Shifted* na estrutura DAB no transformador de alta frequência, que também proporciona o ganho de tensão desejado (de $12\,V$ para $280\,V$). Em [49]-[54], a topologia é novamente analisada e em [55], é proposta uma solução para o ajuste do desequilíbrio de corrente da estrutura de potência.

A referência [56] também propõe um conversor CC-CC bidirecional de três portas denominado de *Triple-Active-Bridge* (*TAB*) para o processamento de alta potência (dezenas de quilowatts), conforme pode ser visto na Figura 2.7. Esta topologia também possibilita o fluxo bidirecional de energia entre as três portas por meio de controle por *Phase-Shifted* e proporciona isolamento galvânico entre estas três por meio de um transformador de alta frequência acoplado a um mesmo núcleo magnético conectado em $\mathrm{Y{:}Y}$, porém os autores afirmam que uma conexão $\Delta{:}\Delta$ também é possível. Esta solução surge da necessidade, em

algumas aplicações, da integração de diferentes fontes de energia para fornecer simultaneamente potência para a carga, ou mesmo do armazenamento da energia do sistema.

Figura 2.7: Conversor CC-CC trifásico bidirecional de três portas com retificador PWM (TAB) [56].



Fonte: [56].

Os autores afirmam que a maior vantagem do uso e acoplamento simétrico do transformador trifásico, é na redução significativa da potência aparente, processada pelos capacitores de filtro das portas, menor ondulação da corrente contínua nas portas, menor esforço de tensão e corrente sobre os semicondutores da estrutura DAB e menor conteúdo harmônico nas correntes que circulam pelo transformador, quando comparado à sua versão monofásica da conversão (*Full-Bridge*) [57]-[60].

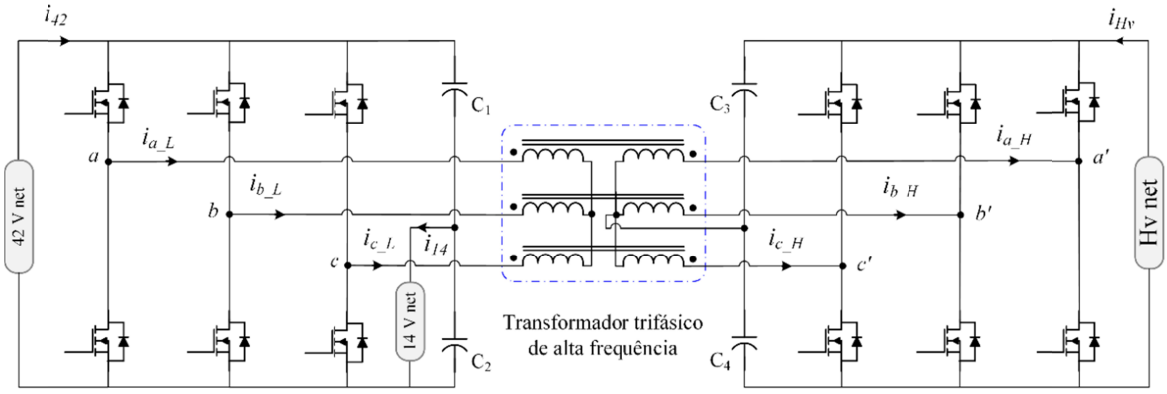
Em [61] a mesma estrutura ilustrada na Figura 2.7 é analisada, porém com conexão $\mathrm{Y}{:}\,\Delta$ do transformador de alta frequência.

Na Figura 2.8, é apresentada uma topologia de conversor CC-CC trifásico bidirecional de três portas que utiliza a estrutura DAB e que foi proposta por [62] para a aplicação em veículo elétrico. O conversor proposto opera com comutação suave e possui um transformado de alta frequência conectado em $\mathrm{Y}{:}\,\mathrm{Y}$ para isolar as fontes de baixa tensão ($14\,V\ e\ 42\,V$) do barramento de alta tensão ($200\,V$ à $500\,V$), onde o inversor é conectado

Os autores também utilizam a técnica de *Phase-Shifted* para controlar o fluxo de energia entre a fonte de entrada de $42\,V$ e o barramento de saída de alta tensão (*High Voltage)* do conversor DAB, porém, o fluxo de energia da fonte de $42\,V$ para a fonte de $14\,V$ é

unidirecional e pode ser obtido por meio da relação entre a comutação dos interruptores dos braços do conversor, limitando assim a região de operação da comutação suave da estrutura.

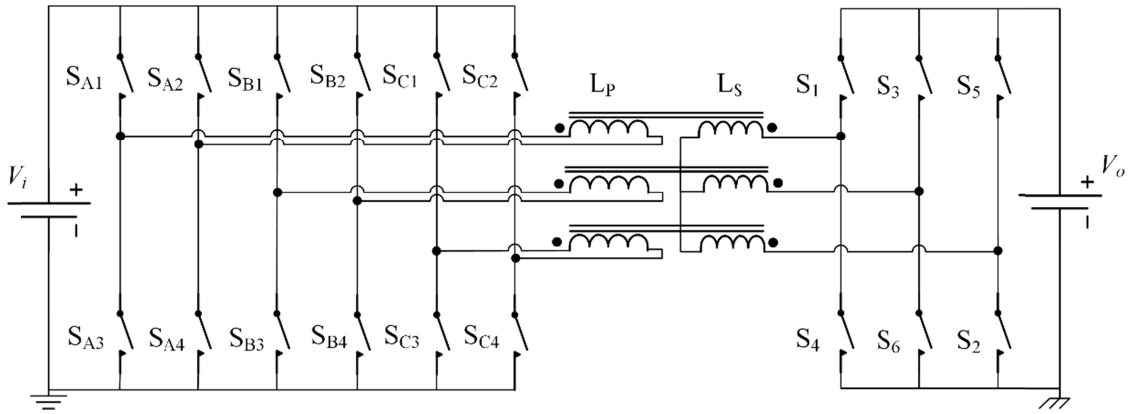
Figura 2.8: Conversor CC-CC trifásico bidirecional de três portas tipo DAB [62].



Fonte: [62].

Na Figura 2.9 é ilustrada a topologia proposta por [63]-[65] em 2012 e 2016, onde são utilizadas três pontes H no lado primário e um inversor trifásico no lado secundário. A conexão entre essas duas estruturas é feita por meio de um transformador isolador em alta frequência por meio de uma configuração Δ aberta no primário e conexão em Y no secundário. Esta conexão do transformador assegura o dobro de ganho de tensão de saída, diminuindo as perdas no cobre devido à diminuição do número de espiras no mesmo.

Figura 2.9: Conversor CC-CC trifásico bidirecional isolado em alta frequência com comutação suave e duplo deslocamento de fase *(Dual Phase Shift)* [63].



Fonte: [63].

O fluxo de energia entre as portas da estrutura é controlado através de um duplo deslocamento de fase (*Dual Phase Shift*), e a comutação ZVS é obtida naturalmente através do ajuste apropriado do ganho estático do conversor e da variação da razão cíclica do conversor. E em [66], o conversor é conectado a um inversor matricial para alimentação de carga CA, e um algoritmo para detecção e diagnósticos de falhas nos semicondutores dos

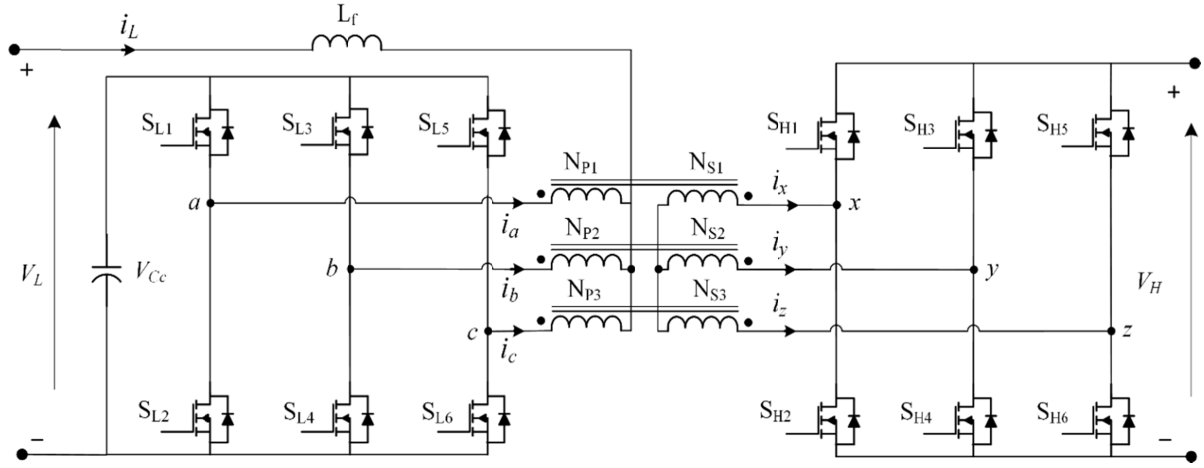
braços do conversor CC-CC é estudado e desenvolvido para que a carga continue sendo alimentada mesmo quando houver alguns problemas neste conversor.

A estrutura do conversor CC-CC trifásico apresentada na Figura 2.10 por Kwon, Park e Choi, 2013 [67] e novamente em 2015 [68], possui a entrada (lado esquerdo da figura) alimentada em corrente, derivada do conversor Push-Pull.

A topologia apresenta um transformador de alta frequência conectado em Y:Y, comutação ZVS, além de grampeamento ativo no lado primário do transformador por meio do capacitor C_c, e dupla modulação PWM entre o lado primário e o secundário para controle do fluxo de energia. O indutor conectado entre a fonte de entrada e o ponto central da ligação Y do primário é percorrido por corrente que possui frequência de três vezes a frequência de comutação dos interruptores. Como a fonte de entrada possui este indutor em série, o conversor tem características de elevador de tensão, então a tensão de saída será maior do que a tensão de entrada.

Em 2015, Bal, Rathore e Srinivasan [69] propõem uma mudança na topologia ilustrada na Figura 2.10, onde retiraram os três interruptores superiores e o capacitor C_c do lado esquerdo da estrutura. Eles propuseram uma nova modulação para grampear a sobretensão sobre os semicondutores do primário durante seu bloqueio e permitir comutação ZCS nos mesmos com a conexão do transformador de alta frequência em Y:Y. Para aplicar a técnica de comutação suave nos três interruptores do lado esquerdo, os autores utilizaram a indutância de dispersão do transformador somada a mais uma indutância física adicionada externamente ao circuito em série com o transformador e o seu respectivo interruptor, que são comandados com defasagem de 120°.

Figura 2.10: Conversor CC-CC trifásico bidirecional com alimentação em corrente tipo Push-Pull [67]



Fonte: [67].

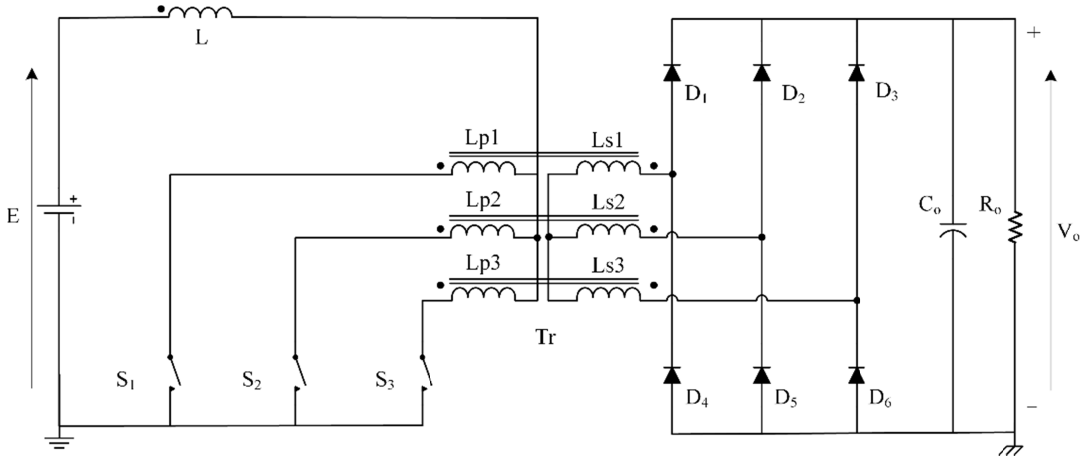
2.2 OS CONVERSORES CC-CC BIRDIRECIONAIS PROPOSTOS

Nesta seção são apresentadas as topologias trifásicas unidirecionais por meio das quais foram gerados os conversores CC-CC bidirecionais isolados.

2.2.1 Conversor CC-CC Push-Pull trifásico Alimentado em Corrente

O conversor CC-CC Push-Pull trifásico alimentado em corrente desenvolvido em [70], conforme ilustrado na Figura 2.11, foi analisado na faixa de variação da razão cíclica ($1/3 \leq D \leq 1$), tanto no modo de condução contínuo, como no modo de condução descontinuo. O conversor possui três transformadores monofásicos, formando um transformador trifásico de alta frequência que proporciona isolamento galvânico entre a fonte de alimentação e a carga; três interruptores controlados são conectados na mesma referência, o qual simplifica os circuitos de comando dos interruptores; um indutor conectado na entrada e um capacitor do filtro de saída. A aplicação do sistema trifásico permite incrementar a frequência de operação dos filtros de entrada e de saída, bem como a redução no seu volume e peso, além disso, distribuição equilibrada das perdas, permitindo o uso de interruptores de baixo custo. O conversor foi implementado e testado com as seguintes especificações: tensão de entrada de $E = 120\,V$, tensão de saída de $V_o = 400\,V$, frequência de $f_S = 40\,kHz$, razão cíclica $D = 0{,}8$ e potência de saída $P_o = 1\,kW$.

Figura 2.11: Conversor CC-CC trifásico Push-Pull alimentado em corrente [70]



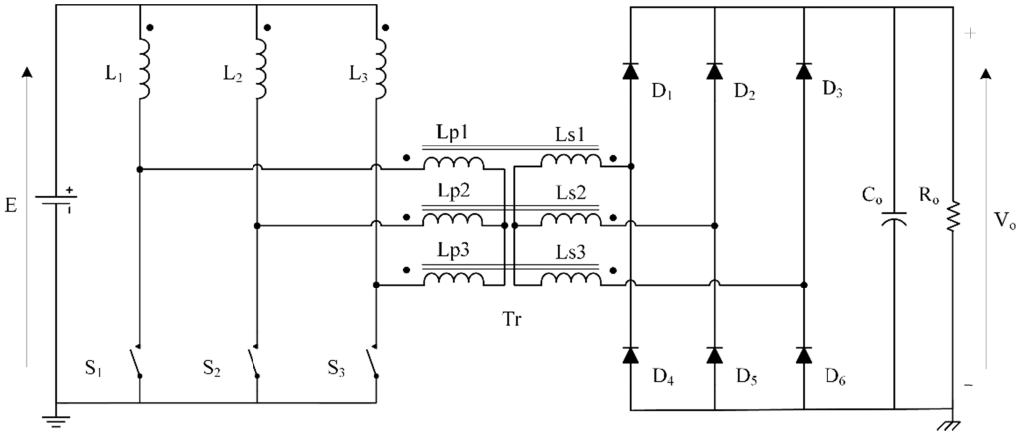
Fonte: [70].

2.2.2 Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência

O conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência foi analisado em [71] e sua topologia apresentada na Figura 2.12. Esta estrutura é controlada com três sinais de comando defasados em 120°, com razão cíclica maior que $D \geq 1/3$. Este

conversor apresenta as seguintes vantagens: tanto a ondulação da corrente de entrada quanto a da tensão de saída são três vezes maior que da frequência de comutação; os três indutores independentes conectados na entrada conseguem dividir a corrente através dos interruptores; possui poucos semicondutores conectados à mesma referência; isolamento entre a carga e a fonte de alimentação realizada por meio do transformador trifásico; menor possibilidade de saturação do transformador; menor esforço de tensão sobre os interruptores e aplicado no processamento de alta potência. O conversor foi implementado e testado com as seguintes especificações: tensão de entrada de $E = 47\,V$, tensão de saída de $V_o = 450\,V$, frequência de $f_S = 20\,kHz$, razão cíclica $D = 0{,}47$ e potência de saída $P_o = 6{,}2\,kW$.

Figura 2.12: Conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência [71]



Fonte: [71].

2.2.3 Obtenção das topologias propostas

A partir do conversor CC-CC Push-Pull trifásico alimentado em corrente e do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência apresentados na Figura 2.11 e Figura 2.12, são obtidas duas topologias propostas que podem ser aplicadas geração distribuída.

2.2.3.1 Obtenção da primeira topologia

A primeira topologia é gerada em base da referência [70] e ilustrada na Figura 2.13, onde o procedimento é detalhado a seguir:

a) Apresenta-se o circuito do conversor CC-CC Push-Pull trifásico alimentado em corrente, como é ilustrado na Figura 2.13 (a).

b) O indutor de entrada L é substituído pelo indutor acoplado T_F ou transformador flyback, como é apresentado na Figura 2.13 (b).

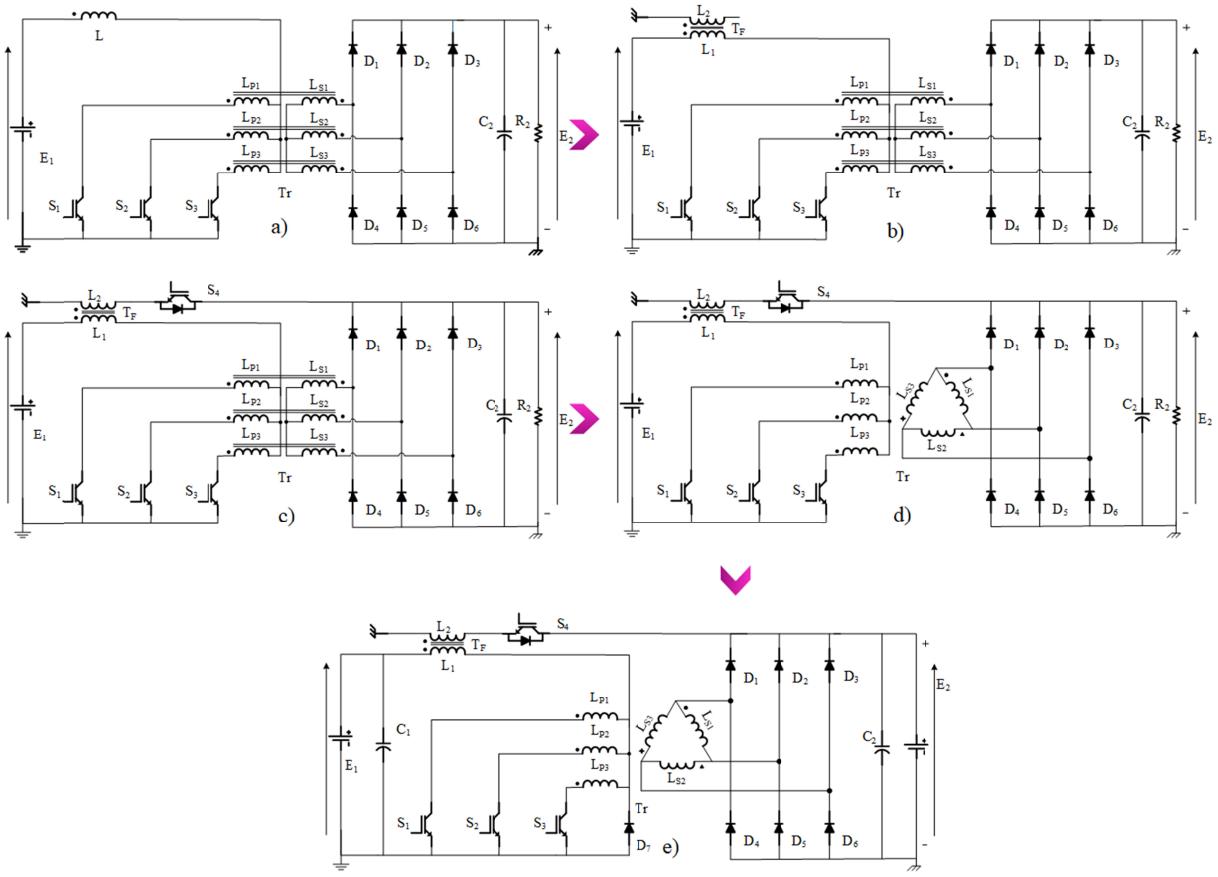
c) O interruptor S_4 é conectado entre o enrolamento secundário do indutor acoplado (T_F) e o terminal positivo de saída, como mostrado na Figura 2.13 (c).

d) A ligação do transformador Y:Y substituída por Y:Δ e para que a topologia possa operar com razão cíclica menor que 1/3 no sentido direto, conforme indicado na Figura 2.13 (d).

e) Conecta-se o capacitor C_1 em paralelo com a fonte E_1, bem como o diodo D_7 entre o terminal negativo da entrada e o ponto central do transformador Tr. Finalmente obtém-se a estrutura proposta apresentada na Figura 2.13(e).

O interruptor S_4 é encarregado de regular a transferência da energia armazenada no indutor acoplado para razões cíclicas menores que 1/3, assim como também de garantir o fluxo bidirecional de energia, e o diodo D_7 é encarregado de retificar a tensão induzida no enrolamento secundário do indutor acoplado, quando o conversor opera no sentido reverso do fluxo de potência. O conversor resultante é apresentado na Figura 2.14 e é chamado de conversor CC-CC bidirecional Push-Pull/ Flyback trifásico com isolamento.

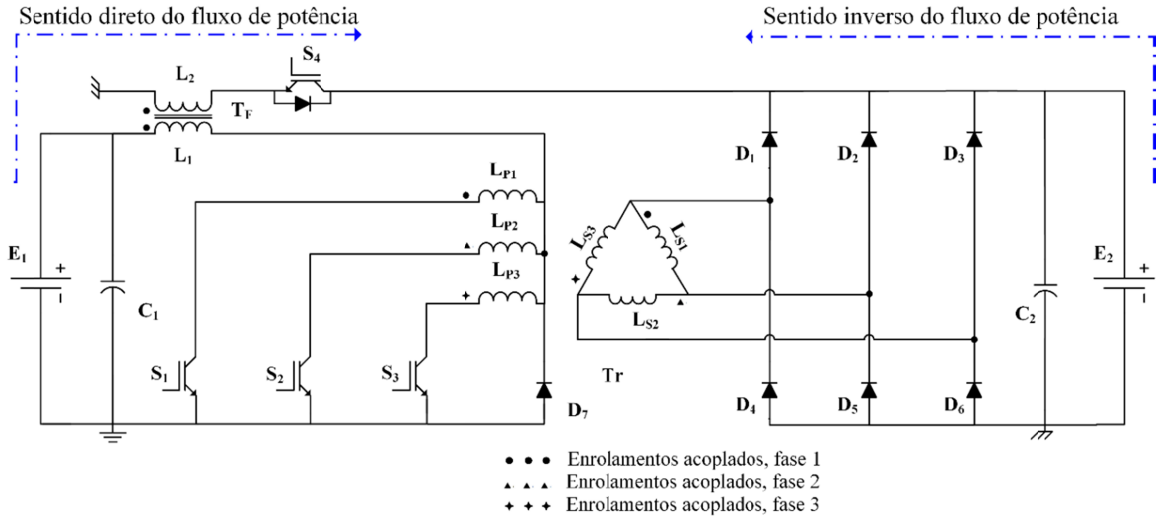
Figura 2.13: Obtenção da primeira topologia



A primeira estrutura proposta é constituída pelos seguintes dispositivos: um indutor acoplado T_F, três transformadores monofásicos, formando um transformador trifásico Tr, dois

capacitores de filtragem, quatro interruptores e sete diodos. A estrutura é elevadora/abaixadora de tensão. No sentido direto do fluxo de potência, a tensão de saída teoricamente varia na faixa de $0 \leq V_o \leq \infty$, que corresponde à faixa de razão cíclica de $0 \leq D \leq 1$ e para sentido inverso do fluxo de potência, a estrutura é elevadora/ abaixadora de tensão, cujo o intervalo de tensão disponível na saída é de 0 a ∞, a qual corresponde a faixa de variação da razão cíclica $0 \leq D \leq 1$, que é aplicada ao interruptor S_4. O indutor acoplado T_F ou L_1/L_2 é responsável pelo armazenamento e transferência de energia procedente da fonte E_1 para a fonte E_2 e vice-versa.

Figura 2.14: Conversor CC-CC bidirecional Flyback/Push-Pull trifásico



2.2.3.2 Obtenção da segunda topologia

Neste item é ilustrado o procedimento de obtenção da segunda topologia proposta, originada a partir do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência [71]. Os passos de obtenção são detalhados a seguir:

a) Apresenta-se o circuito do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência, como exposto na Figura 2.15 (a).

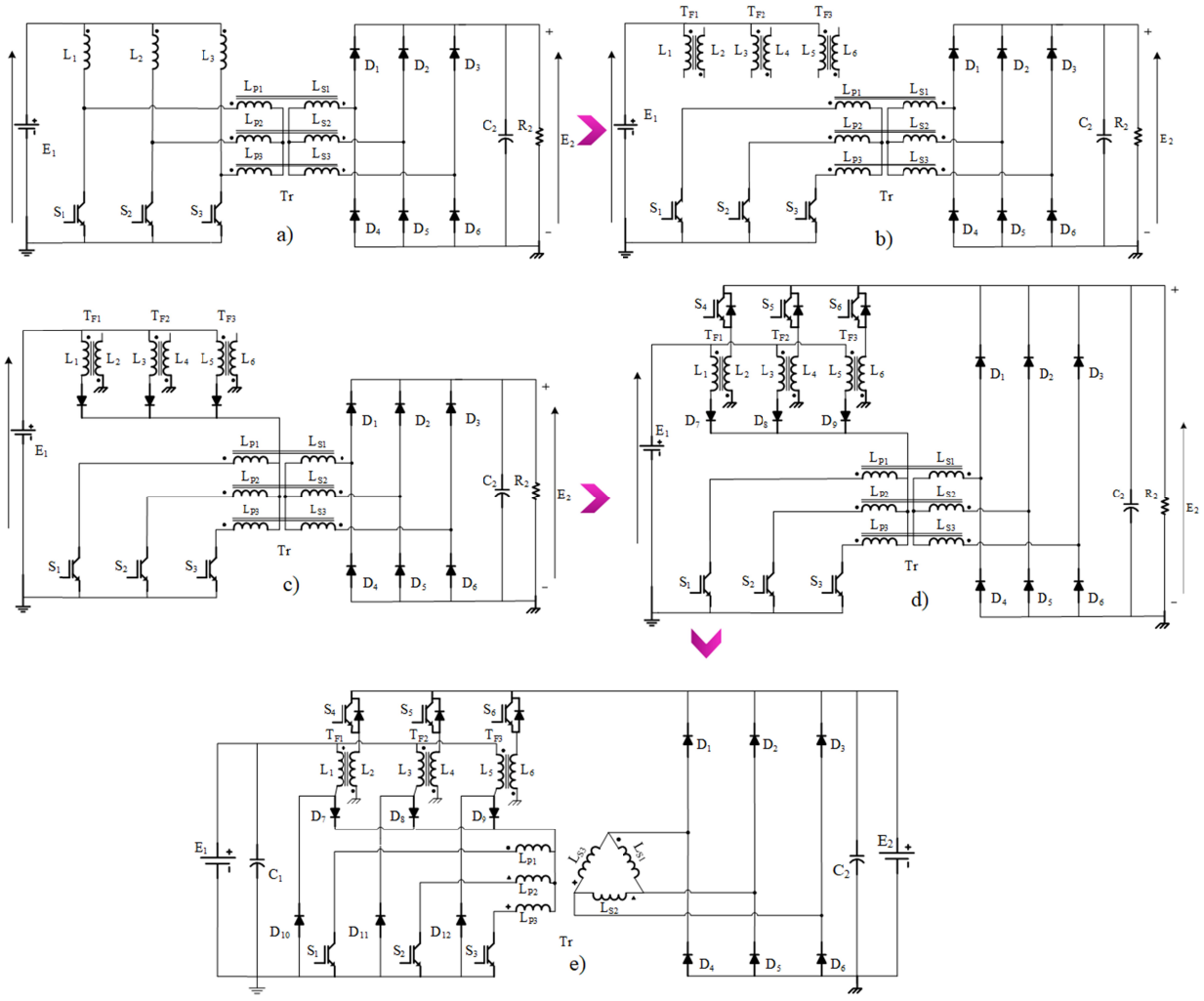
b) Eliminar a ligação entre os indutores de entrada L_1, L_2 e L_3 e os interruptores S_1, S_2 e S_3 e substituir os indutores L_1, L_2 e L_3 por indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}, como é ilustrado na Figura 2.15 (b).

c) O terminais dos indutores de entrada, que estavam conectados aos interruptores e ao transformador, passam a ser conectados ao ponto central do transformador Tr por meio dos diodos D_7, D_8 e D_9, como é mostrado na Figura 2.15 (c).

d) Conectem-se os interruptores S_4, S_5 e S_6 entre enrolamento secundário dos indutores acoplados e o terminal positivo de saída, em concordância com a Figura 2.15 (d).

e) A ligação do transformador Y:Y substituída por Y:Δ, bem como se conectam os diodos D_{10} , D_{11} e D_{12} ente o terminal negativo de entrada e o enrolamento primário do indutor acoplado. Finalmente obtém-se a segunda estrutura proposta, como a na Figura 2.15 (e).

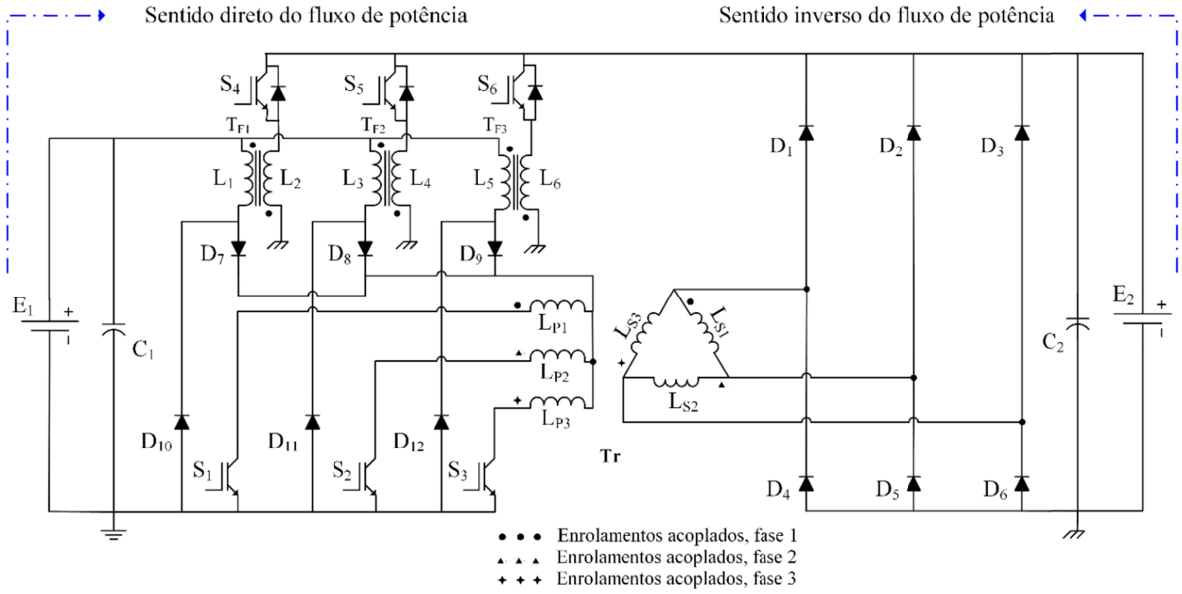
Figura 2.15: Obtenção da segunda topologia



A segunda topologia, a qual é mostrada na Figura 2.16, é elevadora/abaixadora de tensão na saída, denominada conversor CC-CC bidirecional Push-Pull Flyback intercalado trifásico. A topologia é constituída pelos seguintes dispositivos: três pares de indutores acoplados (T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}), dois capacitores de filtragem (C_1 e C_2), seis interruptores (S_1, S_2 ... S_6), doze diodos (D_1, D_2 ... D_{12}) e transformador trifásico (Tr). Os indutores acoplados e o capacitor são dispositivos armazenadores de energia. No sentido direto do fluxo de potência, os enrolamentos secundários dos indutores acoplados, assim como no conversor

convencional Flyback, tem a função de transferir a energia armazenada neste dispositivo para carga durante um período em que todos os interruptores (S_1, S_2 e S_3) são bloqueados ao mesmo tempo, bem como os objetivos de armazenar/transferir a energia, isolação e proteção quando o conversor opera em dois sentidos (direto e inverso). O transformador trifásico é constituído por três pares de transformadores monofásicos e tem como função proporcionar isolamento em alta frequência. A tensão na saída disponível no sentido direto do fluxo de potência, a qual pode variar teoricamente na faixa de $0 \leq V_o \leq \infty$, é regulada por meio da razão cíclica que é aplicada aos interruptores (S_1, S_2 e S_3) e cuja faixa de operação é de 0 a 1. No sentido inverso, a estrutura é abaixadora de tensão, onde são comandados os interruptores S_4, S_5 e S_6, de modo que faixa de tensão disponível na saída varia entre 0 a $n'_S \cdot E_2/2$, a qual corresponde à faixa de razão cíclica entre 0 % a 33,33 %. Os diodos internos dos interruptores S_4, S_5 e S_6 são encarregados de regular a transferência da energia armazenada nos enrolamentos primários dos indutores acoplados para razões cíclicas menores que $1/3$.

Figura 2.16: conversor CC-CC bidirecional Push-Pull Flyback intercalado trifásico



2.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo, apresentou-se uma revisão bibliográfica das topologias dos conversores CC-CC bidirecionais trifásicos isolados já estudados, bem como a proposta deste trabalho, com a concepção das estruturas propostas a partir das topologias [70] e [71].

A maioria das topologias apresentadas na literatura, que foram revisadas, são conversores CC-CC construídos com isolamento trifásico em alta frequência, onde o

principal objetivo é permitir a troca de energia entre a rede elétrica e a carga. Assim, técnicas de comutação suave têm sido aplicadas aos conversores para reduzir perdas, reduzir os esforços de tensão sobre os semicondutores de potência e melhorar o rendimento.

Duas novas topologias dos conversores CC-CC propostos são adequados principalmente em processamento indireto de energia de banco de baterias para rede elétrica e vice-versa por meio de conversação CC-CA. A natureza destas topologias em potências médias apresenta algumas vantagens: redução de filtros da saída e da entrada, isolamento galvânico em alta frequência e ganho estático elevado quando operam como elevador de tensão, além da possibilidade do fluxo de potência bidirecional.

No capítulo 3, será apresentada a análise teórica no sentido direto do fluxo de potência da primeira topologia operando com razão cíclica menor que $1/3$, denominada de região R1.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK TRIFÁSICO OPERANDO NO SENTIDO DIRETO PARA R1

Neste capítulo é apresentado o estudo qualitativo e quantitativo da primeira topologia proposta operando em R1, R2 e R3 para três modos de operação, os quais são o modo de condução contínuo, o modo de condução descontínuo e o modo de condução crítico da corrente elétrica que circula através indutor acoplado T_F. São apresentados os seguintes tópicos para os MCC, MCD e MCCr: Ganho estático; Princípios de operação; Principais formas de onda; Principais equações; Característica de saída e esforços dos principais elementos do conversor. Na análise e descrição das etapas de funcionamento das topologias propostas são adotadas as seguintes considerações:

» O conversor encontra-se operando em regime permanente;

» Os indutores acoplados são idênticos e possuem fator de acoplamento unitário;

» O capacitor de saída é suficientemente grande tal que a tensão de saída é considerada constante;

» Os componentes passivos e ativos são considerados ideais;

» A frequência de operação dos interruptores é constante com modulação por largura de pulso (*PWM*);

» Os pulsos de comando dos interruptores (S_1, S_2 e S_3) estão defasados em 120°;

» Os pulsos de comando dos interruptores (S_4, S_5 e S_6) estão defasados em 120°;

» As relação de transformação do indutor acoplado (T_F) e transformador trifásico (Tr) é definida como $n_S = n_{L2}/n_{L1}$ e $n_T = n_{LS1}/n_{LP1}$ respectivamente;

» A relação de transformação do indutor acoplado no sentido inverso é $n_S' = 1/n_S$;

3.1 REGIÃO DE OPERAÇÃO R1

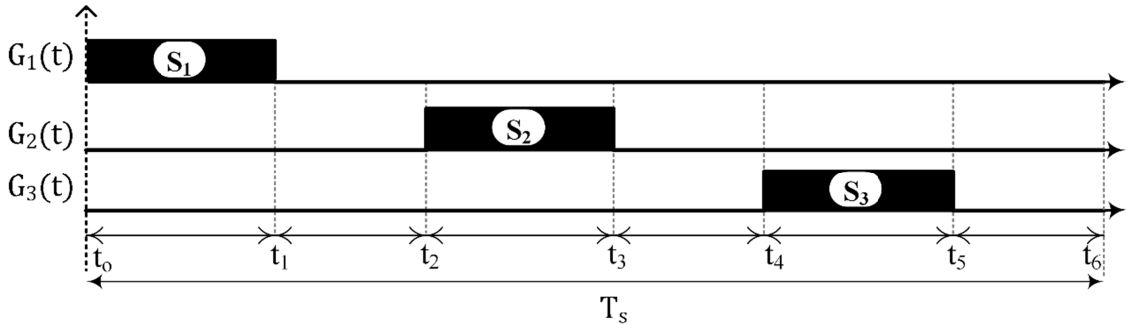
A operação do conversor na região de operação R1, em termos de tempo e do número de interruptores, em condução simultânea e em sobreposição, é ilustrada na Tabela 3.1. A região R1 é a única em que ocorrerão instantes nos quais os três interruptores estarão bloqueados. No diagrama de comando simplificado para esta região, apresentado na

Figura 3.1, são enfatizados os intervalos de tempo em que todos os interruptores estão bloqueados.

Tabela 3.1: Comando dos interruptores S_1, S_2 e S_3 na R1

	Razão cíclica	Simultaneidade	Sobreposição
Região R1	$0 \leq D < 1/3$	Um interruptor	Nenhum

Figura 3.1: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R1



O intervalo do tempo de cada etapa de funcionamento do conversor em modo de condução contínuo na região R1 é definido por:

$$\Delta t_1 = t_1 - t_o \qquad \Delta t_2 = t_2 - t_1 \qquad \Delta t_3 = t_3 - t_2$$
$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 \qquad \Delta t_5 = t_5 - t_4 \qquad \Delta t_6 = t_6 - t_5 \tag{3.1}$$

Na Figura 3.1, sabe-se que $\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5$ e $\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6$, possibilitando escrever a equação (3.2) para o tempo Δt_1 e Δt_2 em função da razão cíclica e o período de comutação T_S.

$$\begin{cases} \Delta t_1 = D \cdot T_S \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 = \dfrac{T_S}{3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Delta t_1 = D \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \dfrac{1-3D}{3} T_S \end{cases} \tag{3.2}$$

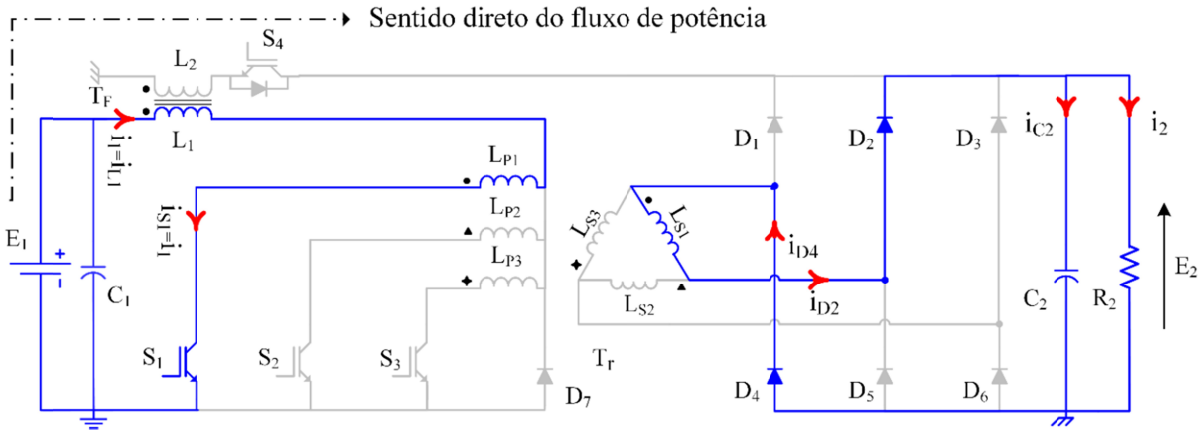
3.2 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R1

Nesta seção, são determinadas as etapas de operação e as características do conversor proposto operando em modo de condução contínuo. Define-se que um conversor está operando neste modo quando a corrente no indutor dentro de um período de comutação não se anula. No MCC, um período de operação do conversor é composto por seis etapas; a cada etapa os elementos por onde há circulação de corrente estão destacados em cores diferentes como descritos nos circuitos equivalentes das etapas.

3.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R1

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Esta etapa de operação começa quando o interruptor S_1 é acionado no tempo t_0, a tensão sobre o indutor L_1 é igual $E_1 - (E_2/n_T)$ e a tensão sobre o enrolamento Lp_1 é a tensão de saída refletida para o primário do transformador Tr, e consequentemente a corrente que passa pelos diodos D_2 e D_4 possui valor idêntico, igual à corrente no indutor L_1 dividida pela relação de transformação n_T. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_1 é comandado a abrir. Neste intervalo a corrente no interruptor S_1 é igual a corrente da fonte de alimentação, conforme apresentado na Figura 3.2.

Figura 3.2: Primeira etapa de operação no MCC para R1



Segunda etapa $[\ t_1 \leq t \leq t_2]$: Quando o interruptor S_1 é comandado a abrir, a corrente no estágio de entrada se anula. A energia que foi armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através do indutor L_2 e do diodo de S_4. Neste intervalo de tempo, a tensão aplicada nos terminais de L_1 é igual a $-E_2/n_S$ e a corrente no diodo de S_4 é i_{L1}/n_S. Essa etapa está representada na Figura 3.3, que é finalizada em t_2 com condução do interruptor S_2.

Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Esta operação tem início quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. Percebe-se que a tensão aplicada ao indutor L_1 é igual a $E_1 - (E_2/n_T)$ e a tensão sobre o enrolamento Lp_2 é E_2/n_T, e consequentemente a corrente que passa por D_3 e D_5 possui valor idêntico, que é igual a i_{L1}/n_T. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_3, em que o interruptor S_2 é comandado a bloquear. Durante esta etapa, a corrente que circula em S_2 é igual à corrente da fonte de alimentação, conforme apresentado na Figura 3.4.

Figura 3.3: Segunda etapa de operação no MCC para R1

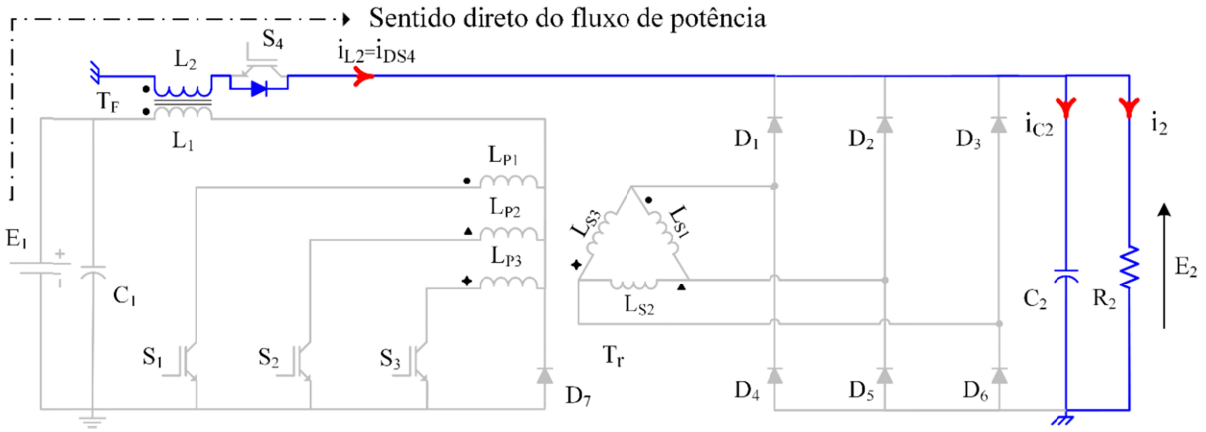
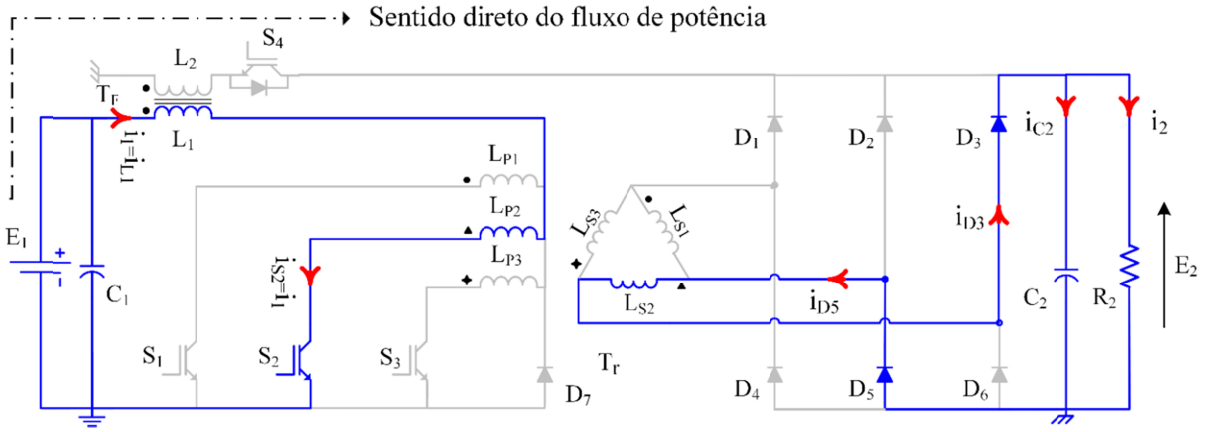


Figura 3.4: Terceira etapa de operação no MCC para R1



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3, os interruptores S_1 e S_3 continuam bloqueados e S_2 entra em bloqueio. Com o bloqueio de S_2, a corrente que circula no estágio de entrada torna-se nula atinge e L_2 passa a transferir a energia que foi armazenada em L_1 para a carga, através o diodo de S_4. Ao final, Neste intervalo que a corrente do diodo de S_4 é a i_{L1}/n_S e a tensão em L_1 atinge o valor $-E_2/n_S$. Esta etapa pode ser visualizada na Figura 3.5.

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: Esta etapa inicia quando o interruptor S_3 é comandado a conduzir, a tensão em L_1 é a igual $E_1 - (E_2/n_T)$ e a tensão aplicada no enrolamento Lp_3 é E_2/n_T e consequentemente a corrente que passa pelos D_1 e D_6 possui o valor idêntico, que é i_{L1}/n_T. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_5, em que o interruptor S_3 é comandado a abrir. A corrente em S_3 é igual a corrente da fonte de alimentação (Figura 3.6).

Figura 3.5: Quarta etapa de operação no MCC para R1

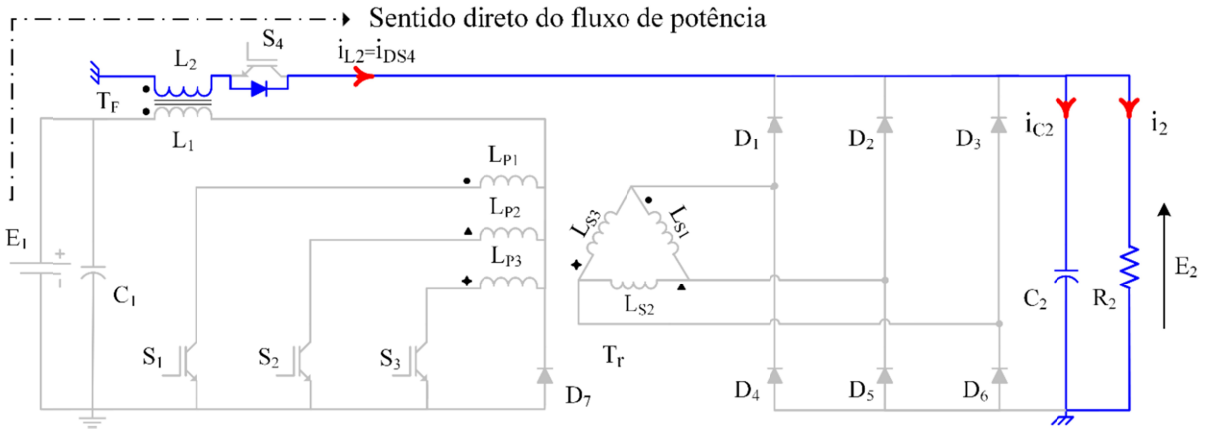
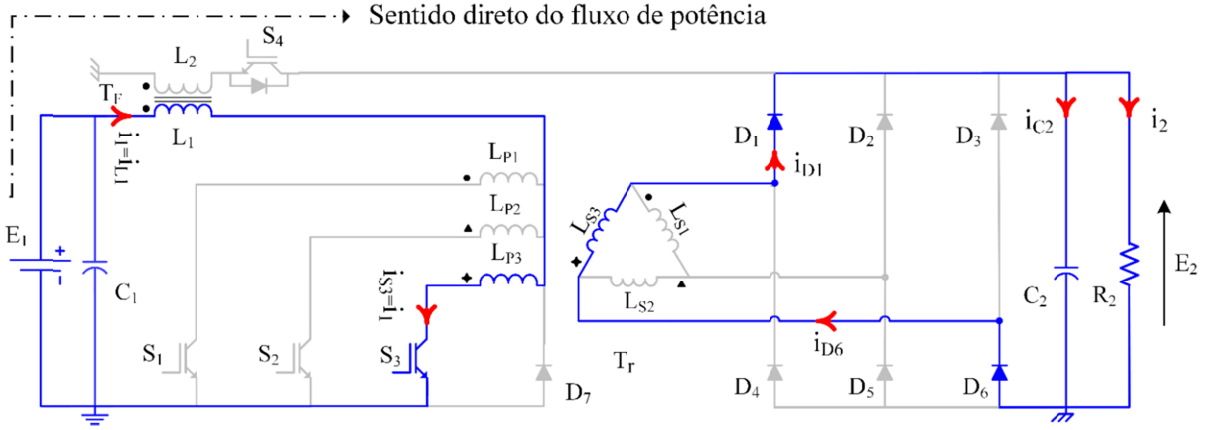
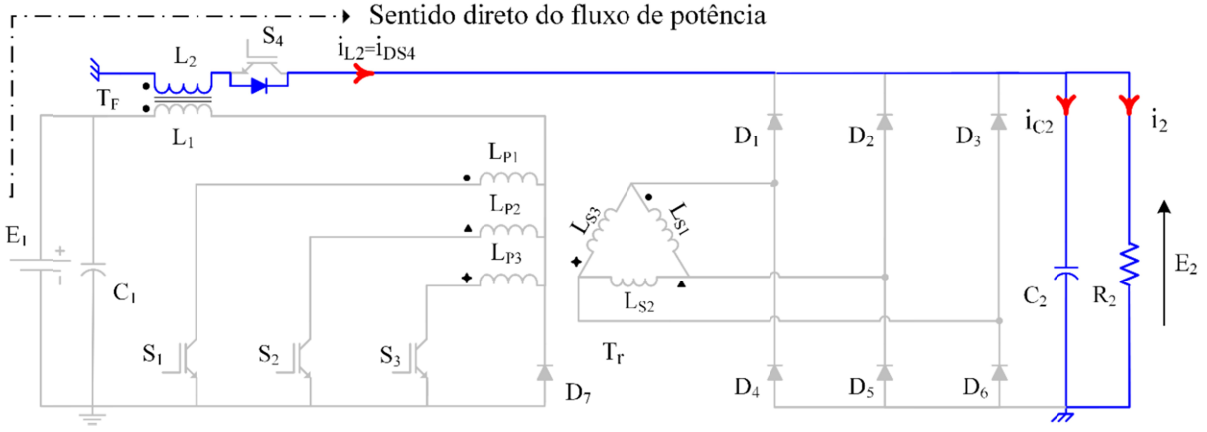


Figura 3.6: Quinta etapa de operação no MCC para R1



Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: No instante t_5, com o bloqueio do interruptor S_3, novamente tem-se a configuração semelhante a segunda e quarta etapas. O circuito equivalente apresentado na Figura 3.7 serve para representação desta etapa, que é finalizada em t_6, onde é encerrado um período de comutação do conversor.

Figura 3.7: Sexta etapa de operação no MCC para R1



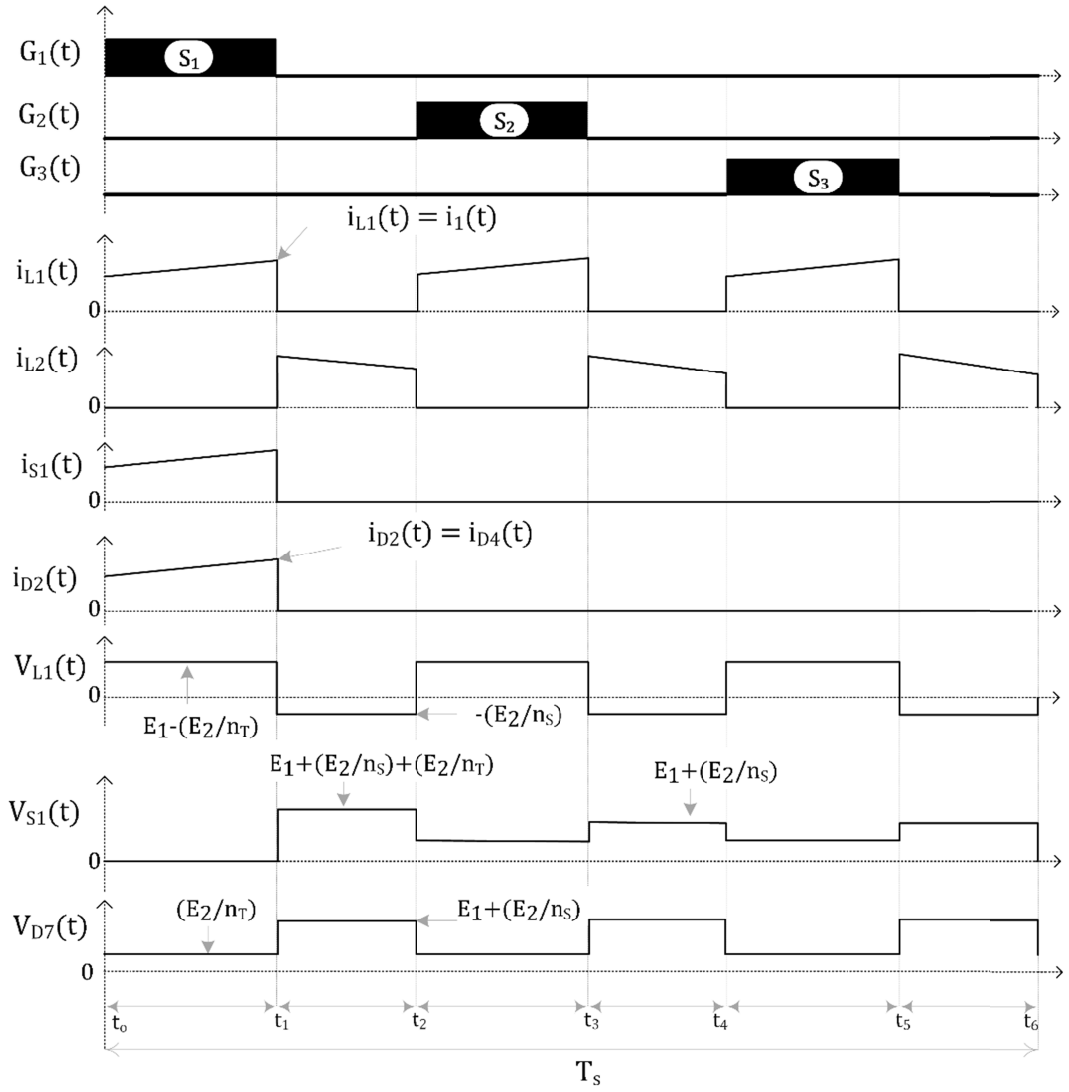
3.2.2 Formas de ondas básicas

Na Figura 3.8, são ilustradas as principais formas de onda de tensão e de corrente nos diferentes componentes do conversor para o modo de condução contínuo. As formas de onda são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores S_1, S_2 e S_3 num período de comutação (T_S).

3.2.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática

Nesta seção são obtidas as expressões da corrente e tensão dos componentes do conversor em domínio do tempo que estão mostradas na Figura 3.8. Em seguida, a obtenção da característica estática do conversor é apresentada a partir do comportamento do elemento que transfere energia da entrada para a saída. Definem-se algumas funções que serão úteis para o cálculo dos esforços de componentes do conversor no MCC para R1.

Figura 3.8. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R1



Nas formas de onda idealizadas no MCC para R1, pode-se observar que a frequência de corrente de entrada é igual a três vezes a frequência de comutação. Portanto, as tensões e correntes instantâneas no indutor acoplado L_1, L_2, serão realizadas considerando apenas um terço do período de comutação.

As tensões instantâneas no indutor acoplado L_1, L_2, são definidas por:

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right) & ;para\ t_0 \le t \le t_1 \\ \\ -E_2 \,/\, n_S & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.3}$$

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} \left(E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)\right) \cdot n_S & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ \\ -E_2 & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.4}$$

A corrente instantânea através dos indutores L_1 e L_2 é obtida a partir das expressões (3.5) e (3.6):

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_o) + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le t_3 \end{cases} \tag{3.5}$$

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} i_{L2}(t_1) - \dfrac{E_2}{L_2} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \\ 0 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \end{cases} \tag{3.6}$$

As correntes instantâneas no interruptor S_1 e no diodo D_2 são dadas por:

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_o) + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le T_S \end{cases} \tag{3.7}$$

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} \dfrac{i_{L1}(t_o)}{n_T} + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{n_T \cdot L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;\ para\ t_1 \le t \le T_S \end{cases} \tag{3.8}$$

Os valores instantâneos das correntes $i_{S1}(t)$ e $i_{D2}(t)$ serão nulos no intervalos $t_1 \le t \le T_S$, ou seja, não há corrente circulando nestes, como mostra Figura 3.8.

A tensão instantânea sobre o interruptor S_1 é dada por:

$$V_{S1}(t) = \begin{cases} 0 & ;para \;\; 0 \le t \le t_1 \\ E_1 + \dfrac{E_2}{n_S} + \dfrac{E_2}{n_T} & ;para \;\; t_1 \le t \le t_2 \\ \dfrac{3E_2}{2\,n_T} & ;para \;\; t_2 \le t \le t_3, t_4 \le t \le t_5 \\ E_1 + \dfrac{E_2}{n_S} & ;para \;\; t_3 \le t \le t_4, t_5 \le t \le T_S \end{cases} \tag{3.9}$$

3.2.4 Ganho estático no MCC

O ganho estático do conversor estabelece a relação entre o valor médio da tensão de saída e o valor médio da tensão de entrada, definida pela equação (3.10).

$$q = \frac{E_2}{E_1} \tag{3.10}$$

Conforme já mencionado anteriormente, a frequência da corrente da fonte é igual a três vezes a frequência de comutação. Então um período da corrente de entrada é definido pelo tempo de duração da primeira e segunda etapa de funcionamento e igual a $T_S/3$. A energia armazenada no indutor L_1 durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga através do indutor L_2 durante o intervalo Δt_2, e a expressão que define o ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo do valor médio de tensão no lado primário do indutor T_F.

$$V_{L1} = \frac{3}{T_S}\left(\int_0^{\Delta t_1} \left[E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T \right) \right] dt + \int_0^{\Delta t_2} \left(-E_2 \,/\, n_S \right) dt \right) \tag{3.11}$$

É sabido que, dentre as principais características de um indutor, o valor médio da sua tensão é nula (em regime permanente), então a solução do integral da equação (3.11) é representada pela expressão (3.12).

$$\frac{3}{T_S} \cdot \left(\left(E_1 - \frac{E_2}{n_T} \right) \cdot \Delta t_1 - \frac{E_2}{n_S} \cdot \Delta t_2 \right) = 0 \tag{3.12}$$

Resolvendo-se a equação (3.13), obtém-se:

$$\left(E_1 - \frac{E_2}{n_T} \right) \cdot D - \frac{E_2}{n_S} \cdot \frac{1 - 3\,D}{3} = 0 \tag{3.13}$$

Rearranjando os termos de forma conveniente, vem:

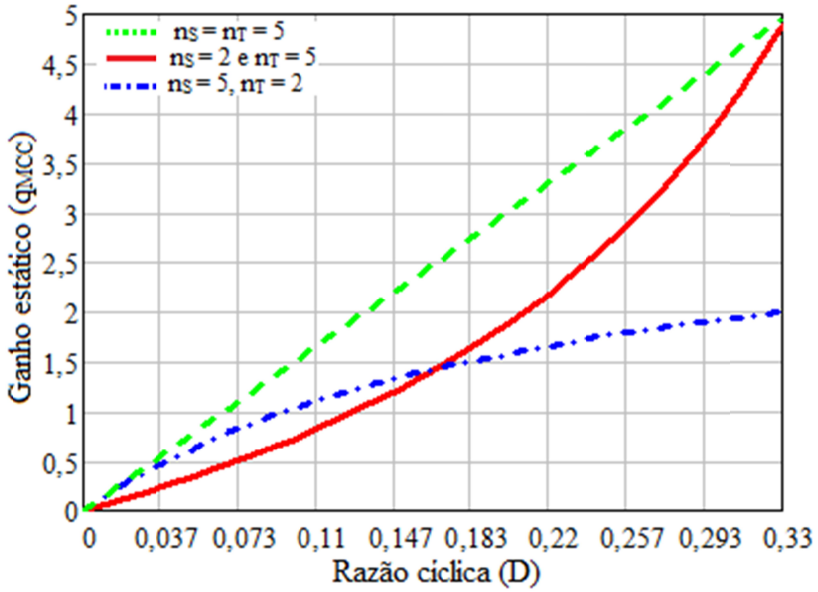
$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{3\,D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \tag{3.14}$$

Finalmente, o ganho estático do conversor obtido a partir da equação (3.14), que é válida para região R1 em MCC, é obtido pela equação (3.15)

$$q_{MCC} = \frac{3\,D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \tag{3.15}$$

A característica ideal de transferência do conversor revela o comportamento do conversor, para diferentes relações de transformação (n_S, n_T), frente a variações da razão cíclica D. A expressão (3.15) define o comportamento do conversor no modo de condução contínuo para região R1. É representada graficamente na Figura 3.9, onde observa-se que o conversor proposto pode funcionar como conversor abaixador ou elevador de tensão.

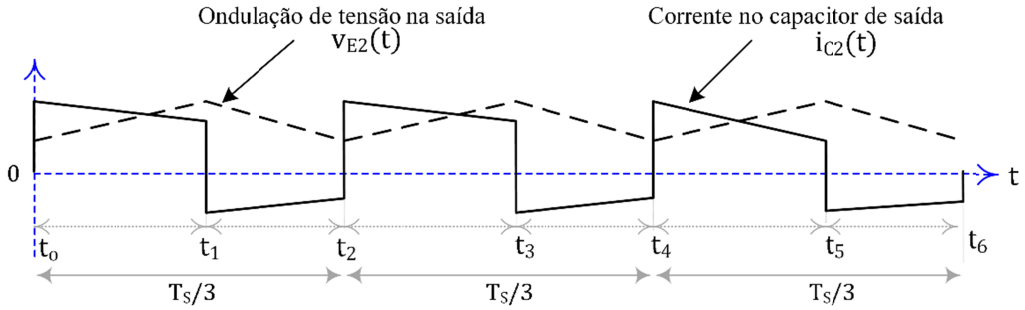
Figura 3.9: Ganho estático do conversor no MCC para R1



3.2.5 Dimensionamento do indutor de entrada T_F e do capacitor C_2

O estudo de ondulação de corrente na entrada e da tensão na saída é necessário para projetar adequadamente o indutor de entrada e o capacitor de filtragem de saída. A corrente e a tensão do capacitor C_2 são representadas na Figura 3.10.

Figura 3.10: Tensão e corrente do capacitor de saída no MCC para R1



A operação do conversor no modo de condução contínuo encontra-se em função da energia acumulada em forma de campo magnético na bobina primária do indutor T_F, o qual deve manter fluxo contínuo de corrente durante a etapa de transferência. Assim, o modo de condução contínuo é garantido através da corrente de magnetização.

A partir das etapas de funcionamento, obtêm-se, primeiramente, a corrente instantânea de entrada que é definida pela expressão (3.16).

$$i_1(t) = i_{L1}(t) \tag{3.16}$$

Durante a primeira etapa de funcionamento, as correntes instantâneas no indutor de entrada são dadas pela equação (3.17), que é obtida a partir da análise da Figura 3.10. Lembra-se que o indutor L_1, durante o intervalo de tempo t_0 até t_1, está submetido à tensão $E_1 - (E_2/n_T)$. Pela Figura 3.8, observa-se que os valores mínimo e máximo da corrente de entrada ocorrem nos instantes t_0 e t_1, respectivamente, podendo ser obtidos a partir da equação (3.18). Assim:

$$\begin{cases} i_{L1}(t_o) = I_{1\,min} \quad e \quad i_{L1}(t_1) = I_{1\,max} \\ \Delta I_1 = I_{1\,max} - I_{1\,min} \end{cases} \tag{3.17}$$

$$\begin{cases} I_{1\,min} = I_{1\,med} - \dfrac{1}{2}\dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t_1 - t_o\right) \\ I_{1\,max} = I_{1\,med} + \dfrac{1}{2}\dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t_1 - t_o\right) \end{cases} \tag{3.18}$$

A ondulação de corrente na indutância de magnetização L_1 ou na fonte de entrada, em regime permanente, é determinada por meio das equações (3.17) e (3.18), determina-se a ondulação da corrente de entrada, conforme equação (3.19).

$$\Delta I_1 = \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot D \cdot T_S \tag{3.19}$$

Substituindo a equação (3.14) em (3.19), chega-se a equação (3.20), que representa a ondulação da corrente de entrada para o conversor no modo MCC em R1. Isto é importante para determinar o valor da indutância de entrada para que seja atendido um determinado nível de ondulação de corrente da fonte, bem como a equação (3.21) estabelece a ondulação de corrente parametrizada.

$$\Delta I_1 = \frac{E_2}{f_S \cdot L_1} \cdot \frac{\left(1 - 3D\right)}{3\,n_S} \tag{3.20}$$

$$\overline{\Delta I_1} = \left(1 - 3D\right) \tag{3.21}$$

A equação (3.22) pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada em MCC na R1. Pode-se perceber que a equação (3.22) é válida na faixa de variação da razão cíclica da região R1 e que quando a razão cíclica for igual a $1/3$, a equação se anula.

$$L_1 = \frac{E_2}{3\,n_S \cdot f_S \cdot \Delta I_1} \cdot \left(1 - 3D\right) \tag{3.22}$$

Para o cálculo da ondulação de tensão de saída é admitida a simplificação de que o capacitor de saída se comporta como uma fonte constante. A partir da forma de onda da corrente no capacitor C_2 de saída, como apresentada na Figura 3.10, observa-se o que durante os intervalos de tempo Δt_1, Δt_3 e Δt_5, a corrente é positiva no capacitor de saída, que será carregado através do diodo D_1, D_2 e D_3, portanto a variação da tensão pode ser escrita como na equação (3.23).

$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_{o}^{\Delta t_1} i_{C_2}(t) \cdot dt \tag{3.23}$$

Verifica-se que durante o intervalo de tempoΔt_1 a corrente que circula pelo capacitor C_2 é dada por:

$$i_{C2}(t) = i_{D2}(t) - i_2(t) \qquad para\ 0 \le t \le t_1 \tag{3.24}$$

O valor da corrente no diodo D_2 durante o intervalo Δt_1 é calculada em função da corrente no indutor de entrada, tem-se:

$$i_{D2}(t) = \frac{I_2 \cdot q_{MCC}}{3D \cdot n_T} \qquad para\ 0 \le t \le t_1 \tag{3.25}$$

Levando as equações (3.25) e (3.15) em (3.24), obtém-se:

$$i_{C2}(t) = I_2 \cdot \frac{n_T\left(3D-1\right) + n_S \cdot \left(1-3D\right)}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \qquad para\ 0 \le t \le t_1 \tag{3.26}$$

Substituindo a expressão (3.26) em (3.23), obtém-se:

$$\Delta E_2 = \frac{I_2 \cdot D}{f_S \cdot C_2} \cdot \frac{n_T \cdot \left(3D-1\right) + n_S \cdot \left(1-3D\right)}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \tag{3.27}$$

O valor da capacitância necessária é determinado a partir do valor da ondulação de tensão de saída, tem-se então:

$$C_2 = \frac{I_2 \cdot D}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{(1-3D) \cdot (n_S - n_T)}{3D \cdot (n_S - n_T) + n_T} \tag{3.28}$$

3.3 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R1

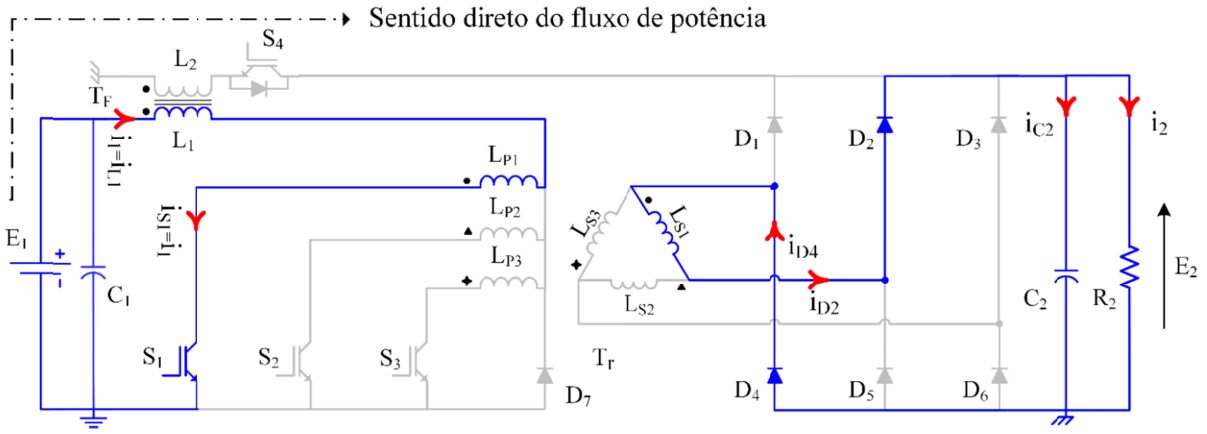
A operação no modo de condução descontínuo significa que a corrente através do indutor L_2 chega à zero antes de completar um terço do período de comutação. Este modo é divido em nove etapas de operação em um período de comutação e algumas etapas apresentam comportamentos semelhantes às do modo de condução contínuo, exceto no intervalo em que não existe corrente circulando pelo indutor. A seguir são descritas as etapas de operação.

3.3.1 Etapas de funcionamento para o conversor na primeira região em MCD

Primeira etapa $[t_0 \le t \le t_1]$: Essa etapa tem início com o fechamento do interruptor S_1. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_1 cresce linearmente. A corrente que passa pelo interruptor S_1 é a corrente de entrada (i_{L1}). Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_1 é comandado a abrir. Neste instante, a corrente que circula na carga R_2 é igual a $(i_{S1}/n_T) - i_{C2}$. A primeira etapa é apresentada na Figura 3.11.

Segunda etapa $[t_1 \le t \le t_2]$: Essa etapa de operação tem início quando o interruptor S_1 é aberto e a corrente no indutor L_1 é zero. A energia magnética armazenada no núcleo do indutor obriga a existência da corrente i_{L1}/n_S, que é conduzida através o diodo do interruptor S_4. Durante a transferência desta energia, o indutor L_1 fica submetido à tensão de saída refletida ao primário do indutor acoplado T_F. A segunda etapa de operação pode ser visualizada na Figura 3.12.

Figura 3.11: Primeira etapa de operação no MCD para R1



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Essa etapa de operação tem início quando a corrente em L_2 chega a zero; neste instante, o diodo do interruptor S_4 é bloqueado e a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor de saída (C_2). A corrente no capacitor é igual à corrente de carga R_2, representada na Figura 3.13.

Figura 3.12: Segunda etapa de operação no MCD para R1

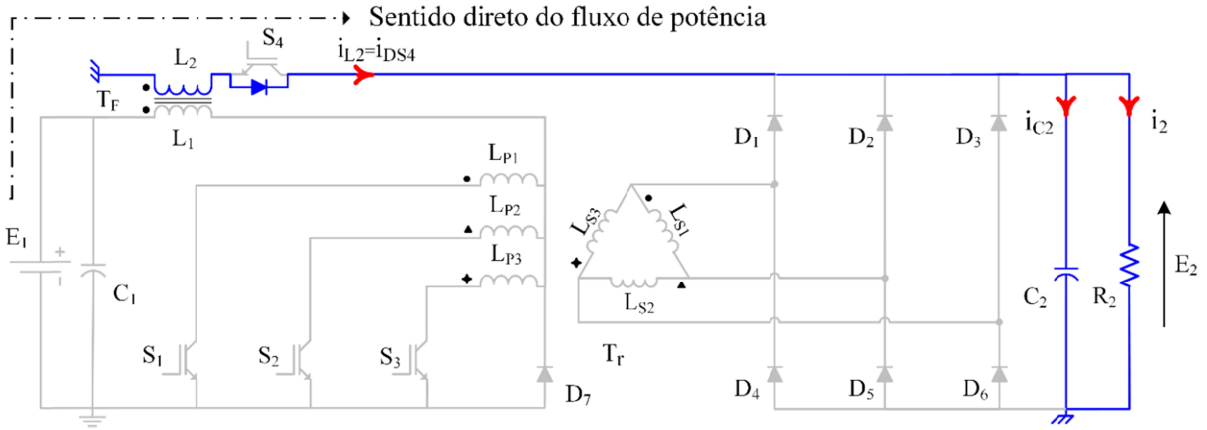
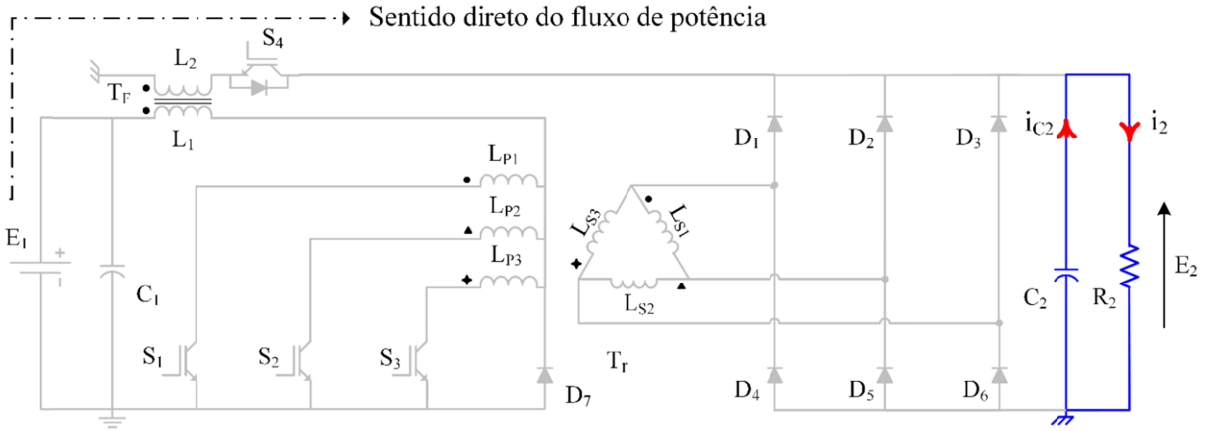


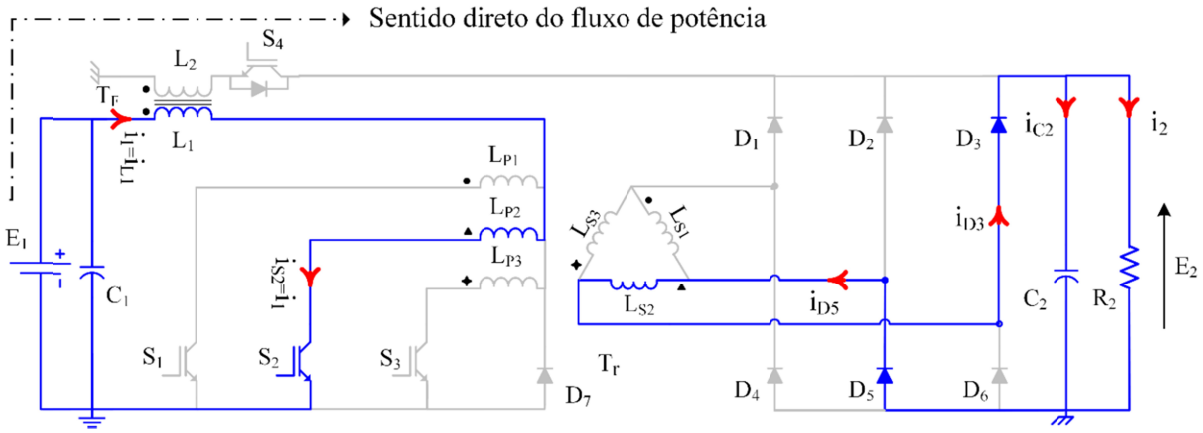
Figura 3.13: Terceira etapa de operação no MCD para R1



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: Essa etapa tem início quando o interruptor S_2 está conduzindo. A corrente que circula pelo indutor de entrada L_1 cresce linearmente. A corrente

que passa pelo interruptor S_2 é a corrente de entrada. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_4, em que o S_2 é comandado a abrir. Neste instante a corrente que circula na carga R_2 é a corrente $(i_{S2}/n_T) - i_{C2}$. A Figura 3.14 representa o circuito equivalente para a quarta etapa.

Figura 3.14: Quarta etapa de operação no MCD para R1



Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: Esta etapa tem início quando o diodo do interruptor S_4 entra em condução. O indutor L_2 novamente transfere energia para a carga até o instante t_5, em que a chave S_2 é comandada a bloquear. A tensão sobre os terminais do indutor L_1 é a de saída refletida para o primário do indutor acoplado (E_2/n_T) e a corrente refletida para o secundário do indutor acoplado (i_{L1}/n_S) flui para a carga, como foi apresentada na Figura 3.12.

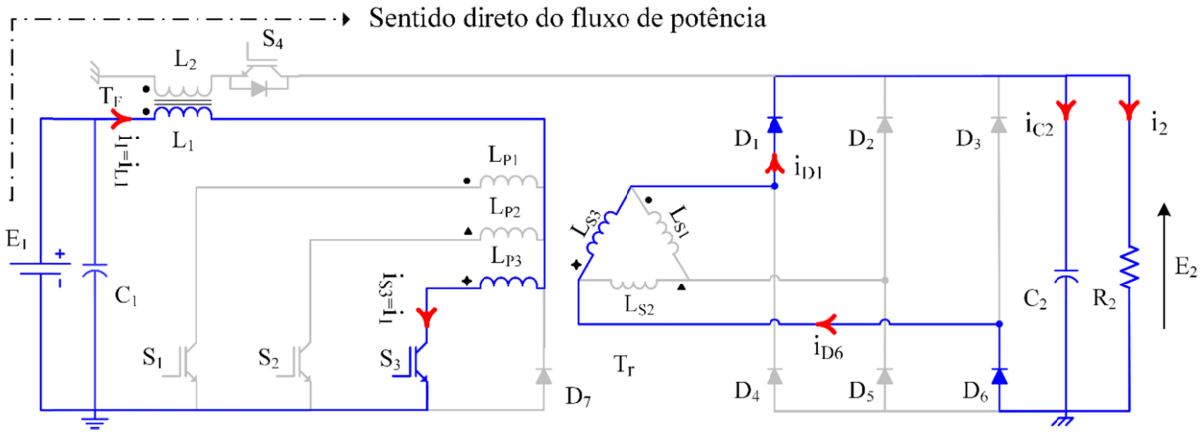
Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: Novamente, esta etapa de operação tem início quando a corrente em L_2 chega a zero. Neste instante, o diodo do interruptor S_4 é bloqueado. Durante esta etapa, não ocorre transferência de energia para a carga, que é suprida através do capacitor de saída (C_2); essa etapa assume configuração idêntica à terceira etapa (Figura 3.13).

Sétima etapa $[t_6 \leq t \leq t_7]$: Em $t = t_6$ o interruptor S_3 é comandado a conduzir. A corrente que circula pelo L_1 cresce linearmente. A corrente que passa pelo interruptor S_3 é a corrente de i_{L1}. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_7, em que o S_3 é comandado a abrir. Neste instante, a corrente que circula na carga R_2 é a corrente $(i_{S3}/n_T) - i_{C2}$. Essa etapa é finalizada quando o interruptor S_3 entra em bloqueio (Figura 3.15).

Oitava etapa $[t_7 \leq t \leq t_8]$: Neste intervalo, a corrente no indutor L_2 decresce linearmente e atingem o valor zero no final desta etapa, quando a energia armazenada nestes

é transferida para a carga através do diodo do interruptor S_4. A tensão nos terminais do indutor L_2 é $-E_2$. Durante essa etapa, a corrente i_{L1}/n_S flui para a carga (Figura 3.12).

Figura 3.15: Sétima etapa de operação no MCD para R1



Nona etapa [$t_8 \leq t \leq t_9$]: Essa etapa tem início em $t = t_8$, quando S_3 passa a ter o interruptor bloqueado; novamente esta etapa será devolvida com configuração idêntica à terceira etapa de funcionamento. Ao final desta etapa, é encerrado um período de comutação do conversor em modo de condução descontínuo (Figura 3.13).

3.3.2 Formas de ondas básicas

Após a definição das etapas de funcionamento do conversor no item 3.3.1, as principais formas de ondas ideais do conversor proposto operando no modo de condução descontínuo em R1 é apresentada na Figura 3.16. Pode-se notar as novas etapas de operação, na qual a corrente no indutor L_2 se anula antes de um terço do período de comutação.

3.3.3 Ganho estático em MCD

O ganho estático no modo de condução descontínuo é determinado a partir da energia fornecida pela fonte e a energia consumida pela carga. Pela forma de onda da corrente mostrada na Figura 3.6, o valor médio de corrente na fonte de entrada durante um período de comutação é dada pela equação (3.29).

$$I_{1_{med}} = \frac{3D}{2} \cdot I_{1_{max}} \tag{3.29}$$

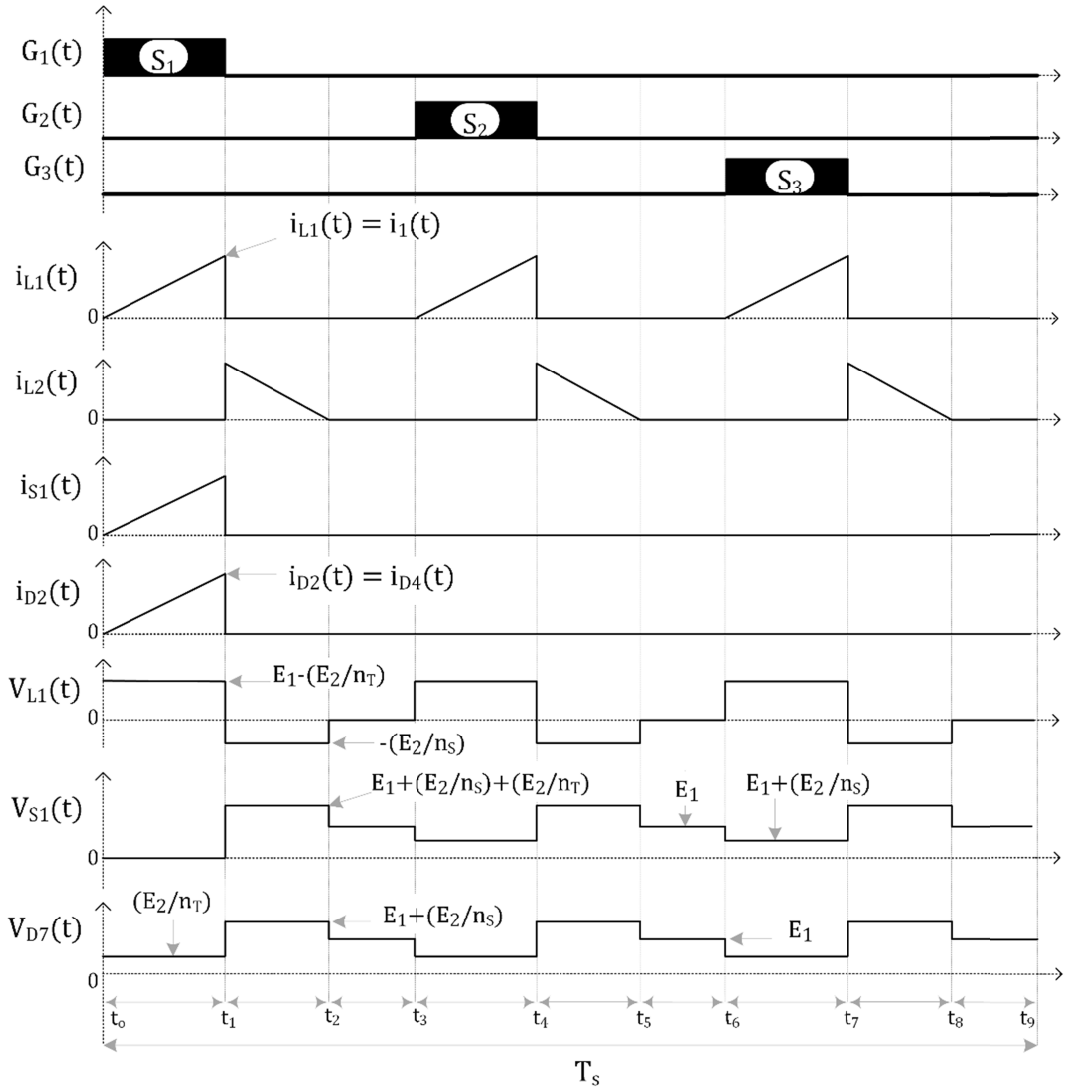
O valor máximo de corrente de entrada corresponde ao valor da corrente máxima no indutor L_1, cujo valor é calculado por meio da equação a seguir:

$$I_{1_{max}} = \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot DT_S \tag{3.30}$$

A energia fornecida pela fonte é dada pela seguinte expressão (3.31):

$$W_1 = E_1 \cdot I_{1_{med}} \cdot T_S \tag{3.31}$$

Figura 3.16: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R1



Substituindo as equações anteriores (3.29) e (3.30) na equação (3.31), obtém-se a energia fornecida pela fonte.

$$W_1 = \frac{3}{2} E_1 \cdot \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot D^2 \cdot {T_S}^2 \tag{3.32}$$

A energia consumida pela carga num período de comutação é:

$$W_2 = E_2 \cdot I_2 \cdot T_S \tag{3.33}$$

A lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante. Assim, a energia consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação são iguais; igualando as equações (3.32) e (3.33), encontra-se a expressão (3.34):

$$3D^2 \cdot \left(\frac{E_1}{E_2} - \frac{1}{n_T} \right) = \frac{2\, I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} \tag{3.34}$$

Em seguida, definindo-se o parâmetro $\overline{I_2}$ como sendo:

$$\overline{I_2} = \frac{2\, I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} = 3D^2 \cdot \left(\frac{E_1}{E_2} - \frac{1}{n_T} \right) \tag{3.35}$$

Substituindo a equação (3.10) em (3.35), obtém-se:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{3D^2 \cdot n_T}{n_T \cdot \overline{I_2} + 3D^2} \tag{3.36}$$

Logo, o ganho estático no MCD para região R1 é dado pela equação (3.37).

$$q_{MCD} = \frac{3D^2 \cdot n_T}{n_T \cdot \overline{I_2} + 3D^2} \tag{3.37}$$

O valo de pico da corrente no indutor L_2 de entrada com função da indutância e da tensão é dada pela seguinte expressão:

$$I_{L2\,max} = \frac{E_2}{L_2} \cdot t_d \tag{3.38}$$

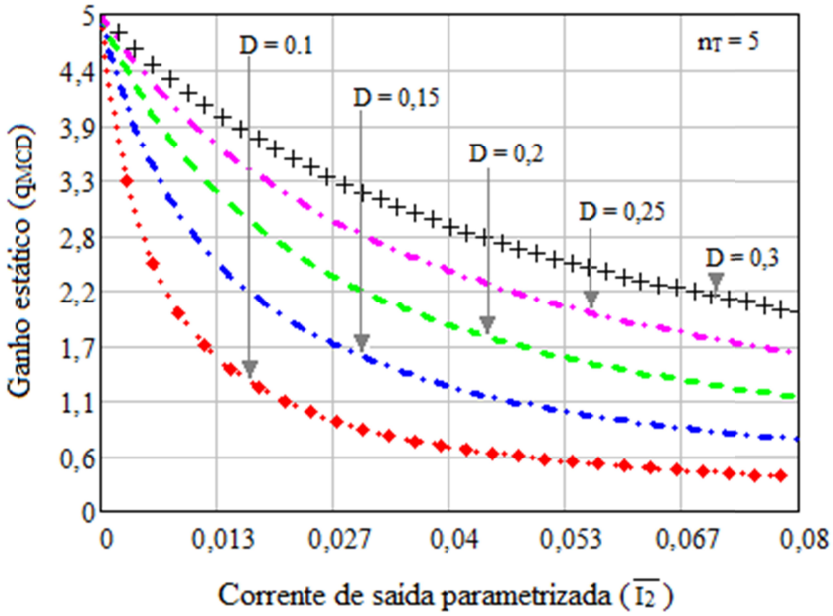
Sabendo que $L_2 = L_1\, n_S^2$ e $I_{L1_{max}} = I_{L2_{max}}\, n_S$, substituindo a expressão (3.30) em (3.38), obtém-se o intervalo de desmagnetização ou de transferência da energia apresentado a seguir:

$$t_d = \frac{n_S}{3D} \cdot \frac{2\, I_2 \cdot L_1}{E_1} \tag{3.39}$$

A Figura 3.17 mostra as características de transferência estática do conversor proposto no MCD em função da corrente de carga parametrizada $\overline{I_2}$ para diferentes valores da

razão cíclica. Nota-se que para a razão cíclica menor que 1/3, tem-se a variação do ganho estático com a corrente de carga e o conversor opera como abaixador e elevador de tensão.

Figura 3.17: Ganho estático do conversor no MCD para R1



3.3.4 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico (MCCr) é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua no indutor T_F, ou seja, a corrente do indutor L_2 anula-se exatamente no final de um terço do período de operação. A fronteira entre os dois modos de operação ocorre em $I_{L2_{min}} = 0$.

Lembrando que para condução crítica, o valor de ΔI_{L2} é exatamente o valor de pico da corrente ($I_{L2_{max}}$). Assim, o valor máximo de corrente no indutor L_2 durante a condução do interruptor S_1 neste modo é obtido pela equação (3.40).

$$I_{L2\,max} = \frac{I_{L1_{max}}}{n_S} = \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{n_S \cdot L_1} \cdot D \cdot T_S \tag{3.40}$$

O valor máximo de corrente na entrada é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde a corrente máxima do indutor L_1. Assim se obtém:

$$I_{L1_{med}} = \frac{3}{T_S} \int_0^{D \cdot T_s} \frac{I_{L1_{max}}}{2} dt \tag{3.41}$$

Resolvendo-se a equação (3.41) e substituindo-a na equação (3.42), obtém-se o valor máximo de corrente de entrada (3.43).

$$q_{MCC} = \frac{I_{L1_{med}}}{I_2} \tag{3.42}$$

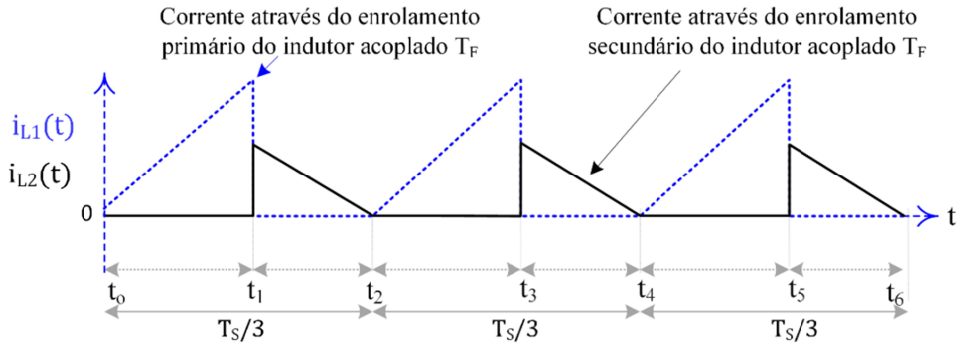
$$I_{L1_{max}} = \frac{2\,I_2 \cdot q_{MCC}}{3D} \tag{3.43}$$

Substituindo a expressão (3.43) em (3.40), obtém-se a expressão (3.44), que representa a indutância crítica do conversor operando no MCCr para a região R1:

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_1}{2f_S \cdot I_2}\frac{\left(1-3D\right)\cdot D}{n_S} \tag{3.44}$$

A expressão (3.44) indica a indutância crítica, ou seja, o valor mínimo do indutor que garanta a condução contínua ou ponto crítico no final de um terço de período $T_S/3$, tal como na Figura 3.18.

Figura 3.18: Formas de onda das correntes do indutor acoplado operando no MCCr



A expressão (3.45) estabelece o limite superior para o valor de indutância, de forma que qualquer valor abaixo deste force o conversor a operar no modo descontínuo. Portanto, pode-se dimensionar qualquer valor de L_1 dentro do intervalo a seguir:

$$0 < L_{MCD} < \frac{E_1}{2f_S \cdot I_2}\frac{\left(1-3D\right)\cdot D}{n_S} \tag{3.45}$$

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão (3.15) e (3.37). Assim:

$$\frac{3\,D\cdot n_S\cdot n_T}{3\,D\cdot\left(n_S-n_T\right)+n_T}=\frac{3\,D^2\cdot n_T}{n_T\cdot\overline{I_2}+3D^2} \tag{3.46}$$

Trabalhando a expressão (3.46), e reorganizando as variáveis para o razão cíclica crítica, obtêm-se

$$3\,{D_{Cr}}^2-D_{Cr}+n_S\cdot\overline{I_2}=0 \tag{3.47}$$

Resolvendo, obtém-se a razão cíclica crítica do conversor.

$$D_{Cr}=\begin{cases}\dfrac{1+\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}}{6}\\[2ex]\dfrac{1-\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}}{6}\end{cases} \tag{3.48}$$

Substituindo a expressão (3.48) em (3.15), encontra-se as seguintes expressões para o ganho estático no modo de condução crítico para R1.

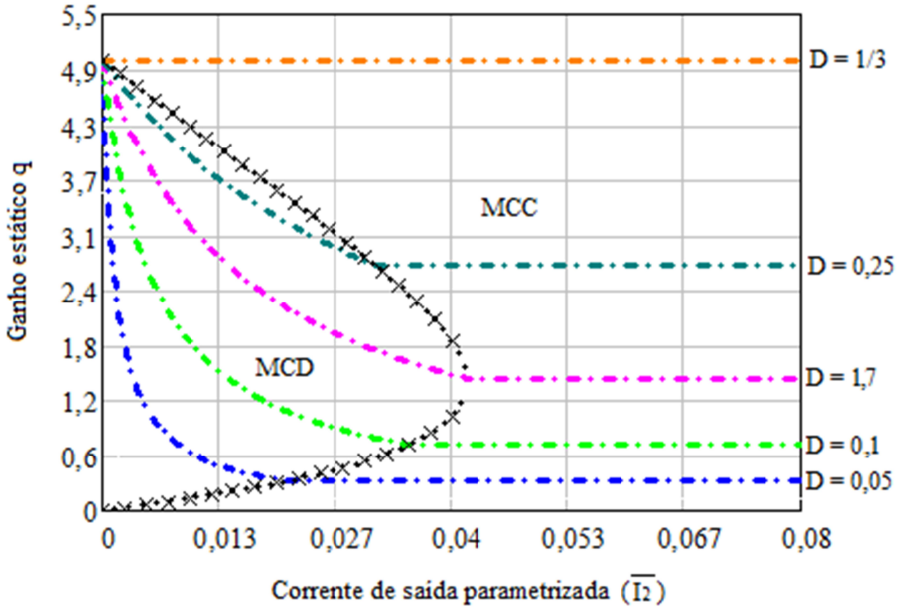
$${q_1}_{MCCr}=\frac{\left(1+\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}\right)n_T\cdot n_S}{\left(1+\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}\right)\left(n_S-n_T\right)+2n_T} \tag{3.49}$$

$${q_2}_{MCCr}=\frac{\left(1-\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}\right)n_T\cdot n_S}{\left(1-\sqrt{1-12\,\overline{I_2}\cdot n_S}\right)\left(n_S-n_T\right)+2n_T} \tag{3.50}$$

3.4 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA PARA R1

A partir dos ganhos estáticos calculados para os modos de condução contínuo, descontínuo e crítico, a característica de saída do conversor proposto operando na região R1 foi traçada em função do valor de corrente parametrizada da carga, a qual é apresentada na Figura 3.19. Na Figura 3.19 a área do modo de condução contínuo e do modo de condução descontinuo são separados pelo traço preto pontos "×" que é denominado região de condução crítico. Observa-se que quando a condução é descontínuo, o valor médio de tensão na carga varia em função da corrente parametrizada de carga ($\overline{I_2}$) e no modo de condução contínuo o valor médio de tensão não varia com a variação da carga.

Figura 3.19: Característica estática da saída do conversor proposto para região R1



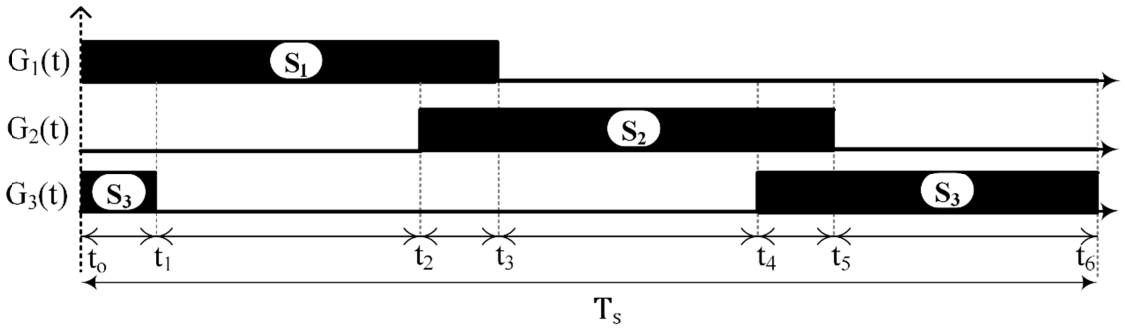
3.5 REGIÃO DE OPERAÇÃO R2

Define-se a região da operação R2 no modo de condução contínuo do conversor operando em regime permanente, no qual o armazenamento e transferência de energia correm através do enrolamento primário (L_1) do indutor acoplado T_F. Nesta região da operação, o conversor assume a característica do conversor Push-Pull alimentado em corrente. O diagrama de comando simplificado para região a R2 é apresentado na Figura 3.20.

Tabela 3.2: Comando dos interruptores S_1, S_2 e S_3 na R2

	Razão cíclica	Simultaneidade	Sobreposição
Região R2	$1/3 \leq D < 2/3$	1 a 2 interruptores	Dois interruptores

Figura 3.20: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R2



A duração de cada etapa de funcionamento do conversor em modo de condução contínuo na região R2 é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= t_1 - t_o & \Delta t_2 &= t_2 - t_1 & \Delta t_3 &= t_3 - t_2 \\ \Delta t_4 &= t_4 - t_3 & \Delta t_5 &= t_5 - t_4 & \Delta t_6 &= t_6 - t_5 \end{aligned} \tag{3.51}$$

Analisando a Figura 3.20, e sabendo que $\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5$ e $\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6$, pode-se escrever a equação (3.52) para o tempo Δt_1 e Δt_2 em função da razão cíclica e do período de comutação (T_S).

$$\begin{cases} 2\Delta t_1 + \Delta t_2 = D \cdot T_S \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 = \dfrac{T_S}{3} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Delta t_1 = \dfrac{3D-1}{3} \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \dfrac{2-3D}{3} \cdot T_S \end{cases} \tag{3.52}$$

3.6 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R2

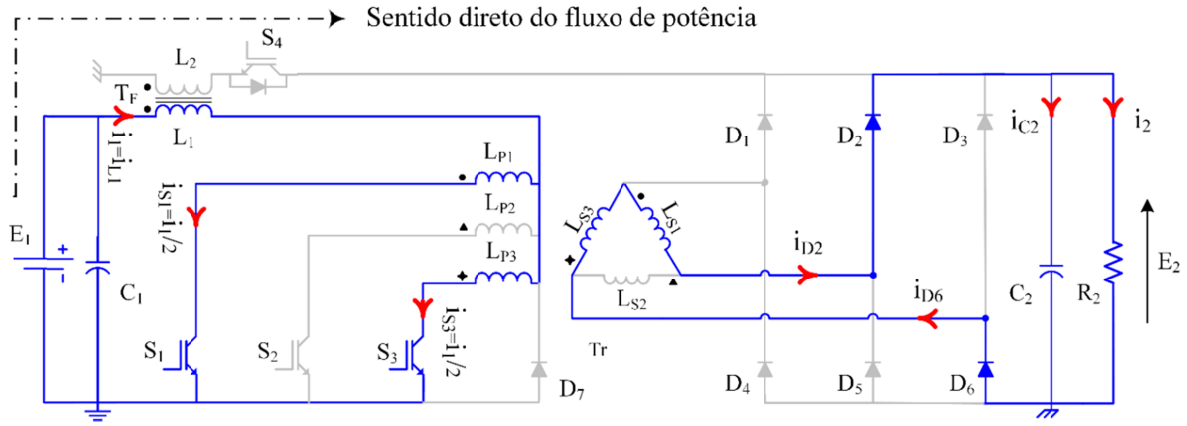
A seguir será realizada a análise do conversor proposto no modo de condução contínuo na região R2, no qual a corrente do indutor (T_F) não se anula durante um período de comutação. Em MCC, um período de operação do conversor é composto por seis etapas; a cada etapa os elementos por onde há circulação de corrente estão destacados em azul, como descritos nos circuitos equivalentes das etapas.

3.6.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R2

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Assume-se a seguinte condição inicial: os interruptores S_1 e S_3 estão acionados no tempo t_0, a tensão sobre o indutor L_1 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a tensão sobre o indutor Lp_1 é a metade da tensão de saída refletida para o primário do transformador Tr ($E_2/2n_T$), e consequentemente a corrente que circula pelos diodos D_2 e D_6 é igual $i_{L1}/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_3 é comandado a abrir. Neste instante a corrente que circula em S_1 e S_3 é igual a metade da corrente da fonte. A primeira etapa de operação pode ser visualizada pela Figura 3.21.

Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Quando o interruptor S_3 é comandado a abrir, a corrente no interruptor S_3 é igual a corrente da fonte. A energia que foi armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através de L_{S1}, D_2 e D_4. Neste tempo, a tensão aplicada em terminais de L_1 é igual à $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a corrente nos diodos D_2 e D_4 é a corrente i_{L1}/n_T. A segunda etapa de operação pode ser visualizada através da Figura 3.22, que é finalizada em t_2.

Figura 3.21: Primeira etapa de operação no MCC para R2



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Esta operação tem início quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir. A tensão aplicada ao indutor L_1 e L_{P1} é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e $E_2/2n_T$ respectivamente. A corrente que passa pelo D_3 e D_5 possui valor idêntico, que é igual a $i_{L1}/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor L_1 acumula energia até o instante t_3, em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A corrente que circula em S_1 e S_2 é igual a $i_{L1}/2$. Esta etapa de operação está ilustrada na Figura 3.23.

Figura 3.22: Segunda etapa de operação no MCC para R2

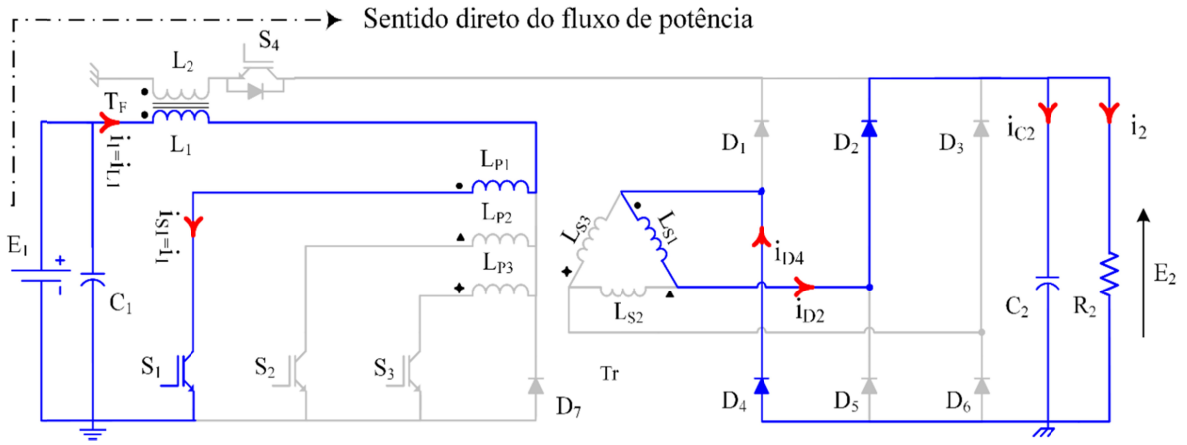
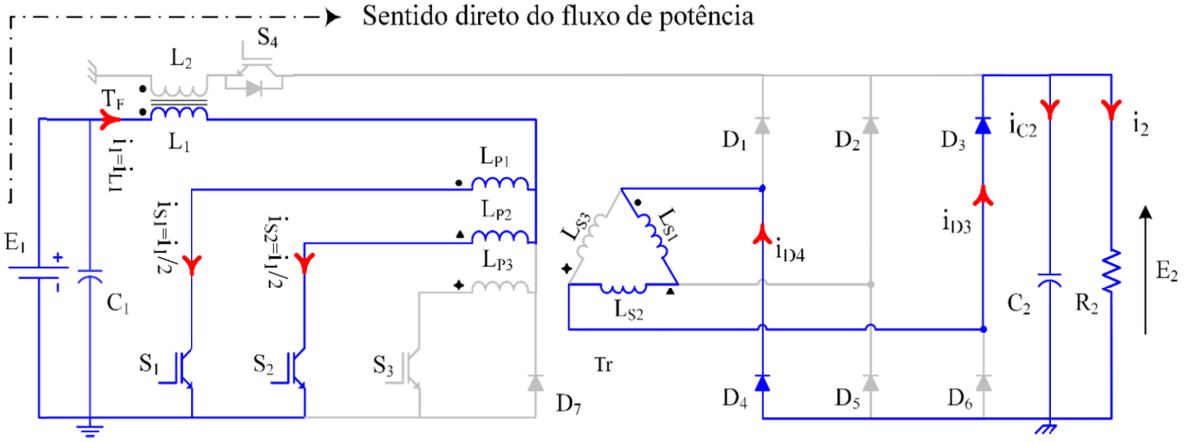
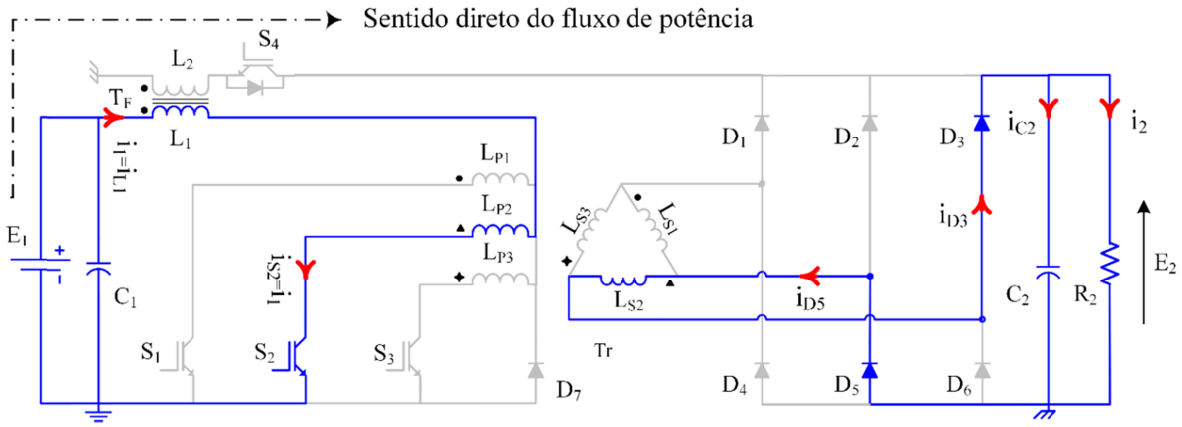


Figura 3.23: Terceira etapa de operação no MCC para R2



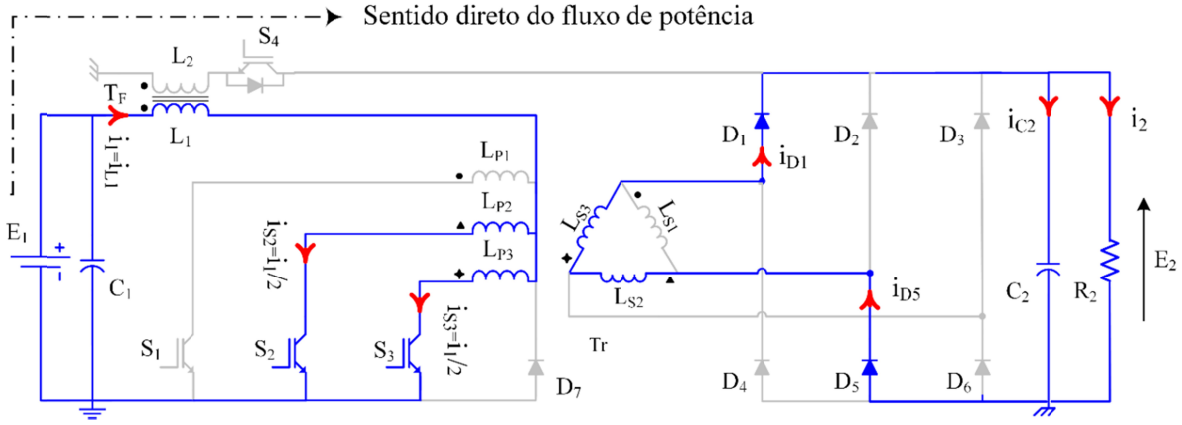
Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3, o interruptor S_1 entra em bloqueio. O indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através do indutor L_{S2} e os diodos (D_3 e D_5). Ao final, a corrente no interruptor S_2 e nos diodos (D_3, D_5) é igual a i_{L1} e i_{L1}/n_T, respectivamente, e a tensão no indutor L_1 atinge o valor $E_1 - (E_2/n_T)$. Esta etapa está ilustrada na Figura 3.24.

Figura 3.24: Quarta etapa de operação no MCC para R2



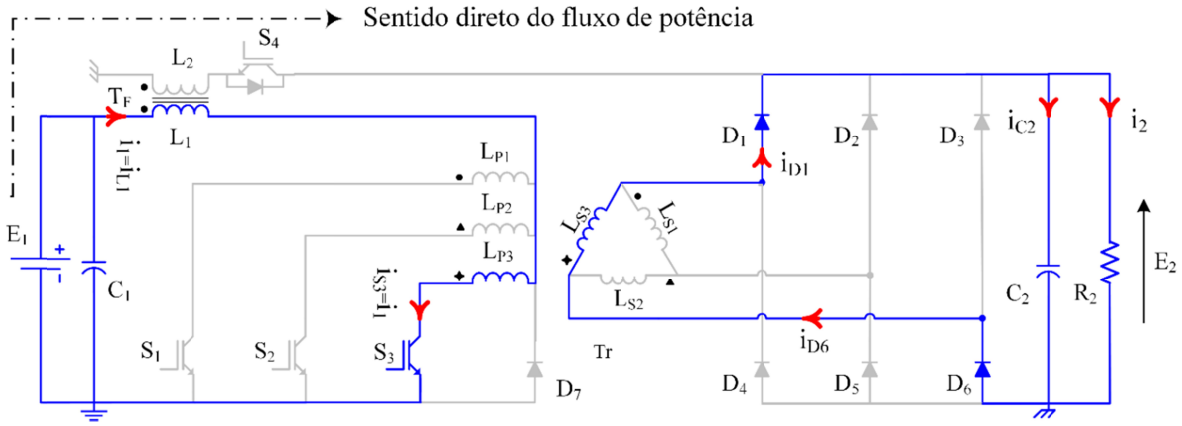
Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante $t = t_4$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir, a tensão em L_1 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a tensão aplicada no enrolamento Lp_3 é $E_2/2n_T$ e consequentemente a corrente que passa pelo D_1 e D_5 é igual a $i_{L1}/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor acumula energia, até o instante t_5, em que o interruptor S_2 é comandado a abrir. A corrente em S_2 e S_3 é igual a $i_{L1}/2$, Esta etapa está ilustrada na Figura 3.25.

Figura 3.25: Quinta etapa de operação no MCC para R2



Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: No instante t_5, com o bloqueio do interruptor S_2, o indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através do indutor L_{S3} e dos diodos (D_1 e D_6). O circuito equivalente apresentado na Figura 3.26, é finalizado em t_6, onde a corrente no interruptor S_3 e nos diodos (D_1, D_6) é i_{L1} e i_{L1}/n_T respectivamente. Ao final desta etapa, tem-se finalizado um período de comutação do conversor.

Figura 3.26: Sexta etapa de operação no MCC para R2



3.6.2 Formas de ondas básicas

As principais formas de ondas ideais nos diferentes componentes do conversor CC-CC proposto para um período de comutação T_S, operando no MCC para região R2, estão ilustradas na Figura 3.27.

3.6.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática

A seguir são escritas as expressões matemáticas no domínio do tempo das principais formas de onda de tensão e corrente através dos componentes do conversor proposto, mostradas na Figura 3.27. Estas expressões são úteis e poderão facilitar o cálculo dos esforços dos componentes do projeto deste conversor. Tal como já mencionado anteriormente, as correntes e tensões instantâneas no indutor L_1 serão definidas apenas num terço do período de comutação.

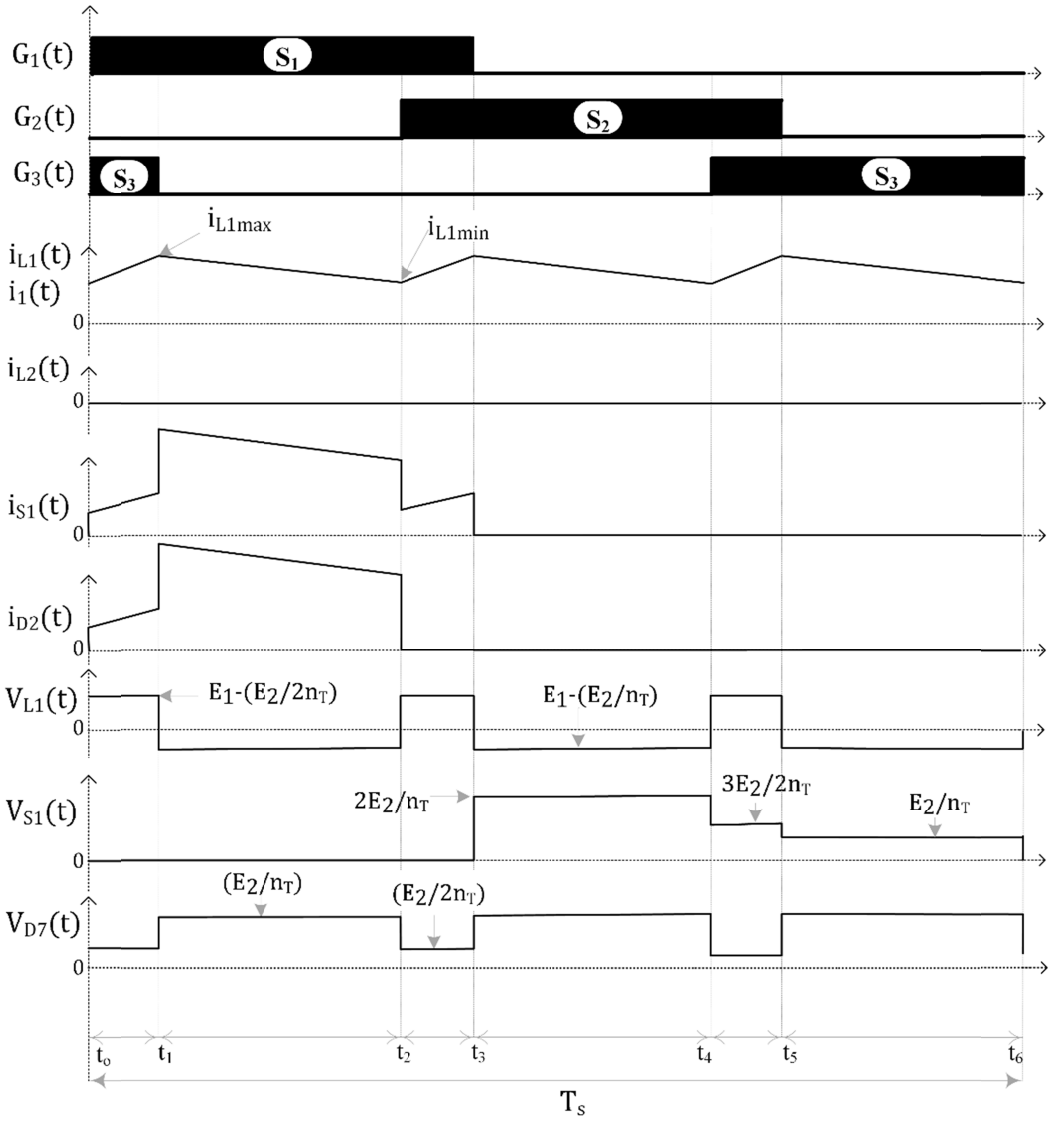
A tensão instantânea no lado primário do indutor acoplado L_1 é dada por:

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} E_1 - \left(\dfrac{E_2}{2\,n_T}\right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ E_1 - \left(\dfrac{E_2}{n_T}\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.53}$$

A corrente instantânea através do indutor acoplado L_1 é definida pela expressão (3.54).

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_o) + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ i_{L1}(t_1) - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.54}$$

Figura 3.27. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R2



A tensão instantânea sobre o interruptor S_1 é definida a partir da expressão (3.55):

$$V_{S1}(t) = \begin{cases} 2\,E_2 \,/\, n_T & ;para\ \ t_3 \le t \le t_4 \\ 3\,E_2 \,/\, 2\,n_T & ;para\ t_4 \le t \le t_5 \\ E_2 \,/\, n_T & ;para\ t_5 \le t \le T_S \end{cases} \qquad (3.55)$$

Nota-se durante um período de comutação, que o diodo D_2 entra em condução apenas na primeira e segunda etapa de operação. A partir esta notação será definida a expressão de corrente instantânea no diodo D_2.

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} \dfrac{i_{L1}(t_o)}{2\,n_T} + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{2\,n_T \cdot L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ \dfrac{i_{L1}(t_1)}{n_T} - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{n_T \cdot L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;\ para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \qquad (3.56)$$

A corrente instantânea no interruptor S_1 é definida pela expressão (3.57). Onde o valor instantâneo da corrente $i_{S1}(t)$ é nulo no tempo $t_3 \le t \le T_S$. Ou seja, não há corrente circulando nele, conforme na Figura 3.27.

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \dfrac{i_{L1}(t_o)}{2} + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ i_{L1}(t_1) - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \\ \dfrac{i_{L1}(t_2)}{2} + \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_2\right) & ;para\ t_2 \le t \le t_3 \end{cases} \tag{3.57}$$

3.6.4 Ganho estático em MCC

A energia armazenada no enrolamento L_1 do indutor acoplado (T_F) durante o intervalo Δt_1é transferida para a carga através do mesmo enrolamento durante o intervalo Δt_2, a expressão que define o ganho estático no MCC para R2 é obtida a partir do cálculo do valor médio da tensão no lado primário do indutor T_F, como mostrado na equação (3.58).

$$V_{L1} = \frac{3}{T_S}\int_0^{\Delta t_1}\left(E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)\right)dt + \frac{3}{T_S}\int_0^{\Delta t_2}\left(E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)\right)dt \tag{3.58}$$

Substituindo-se a expressão (3.52) em (3.58), obtém-se a tensão sobre o indutor L_1 em função da ondulação da corrente e dos parâmetros do conversor. A tensão sobre este indutor é igual à zero e, portanto, a equação (3.59) é obtida.

$$\frac{3}{T_S}\cdot\left(\left(E_1 - \frac{E_2}{2n_T}\right)\cdot\left(\frac{3D-1}{3}\right) + \left(E_1 - \frac{E_2}{n_T}\right)\cdot\left(\frac{2-3D}{3}\right)\right) = 0 \tag{3.59}$$

Resolvendo-se a equação (3.59), obtém-se:

$$E_1 - \frac{3}{2}\cdot\frac{E_2}{n_T}\cdot\left(1-D\right) = 0 \tag{3.60}$$

Rearranjando os termos de forma conveniente, tem-se:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2}{3}\cdot\frac{n_T}{\left(1-D\right)} \tag{3.61}$$

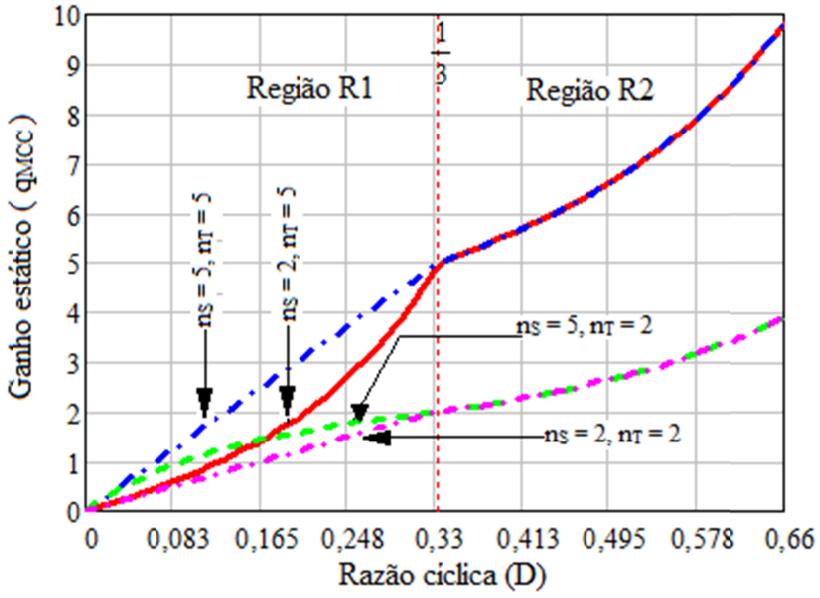
Finalmente, a expressão que define o ganho estático do conversor proposto operando no MCC para R2 é apresentada na expressão (3.62). Observa-se que a expressão (3.62) do

ganho estático do conversor no MCC em R2 é igual a dois terços do ganho estático das topologias desenvolvidas em [67] e [68].

$$q_{MCC} = \frac{2}{3} \cdot \frac{n_T}{\left(1-D\right)} \tag{3.62}$$

As expressões (3.15) e (3.62) dos ganhos estáticos do conversor no MCC para R2 e R1 podem ser visualizadas ajuntadas na Figura 3.28. Caso o conversor proposto opere com o valor mínimo da razão cíclica na região R2, o ganho estático obtido é igual ao ganho estático do conversor quando opera com maior valor da razão cíclica na R1. Teoricamente os ganhos em ambas as regiões com $D = 1/3$ é igual n_T.

Figura 3.28: Ganho estático do conversor no MCC para R1 e R2



3.6.5 Dimensionamento do indutor de entrada T_F e do capacitor saída C_2

As formas de onda de corrente e tensão no indutor de entrada, L_1, foram representadas para condições ideais e em regime permanente, como mostradas na Figura 3.27. A equação generalizada da corrente que circula através de um indutor é expressada pela (3.63).

$$V_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \tag{3.63}$$

Durante a condução dos interruptores S_1 e S_3 (primeira etapa), a expressão (3.63) pode ser reescrita pela expressão (3.64).

$$E_1 - \frac{E_2}{2\,n_T} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_1}{\frac{3D-1}{3} \cdot T_S}; \quad \left(\Delta I_{L1} = \Delta I_1\right) \tag{3.64}$$

Substituindo a expressão (3.62) em (3.64), obtém-se a expressão (3.65), que pode ser utilizada para o cálculo da indutância de entrada em MCC para R2.

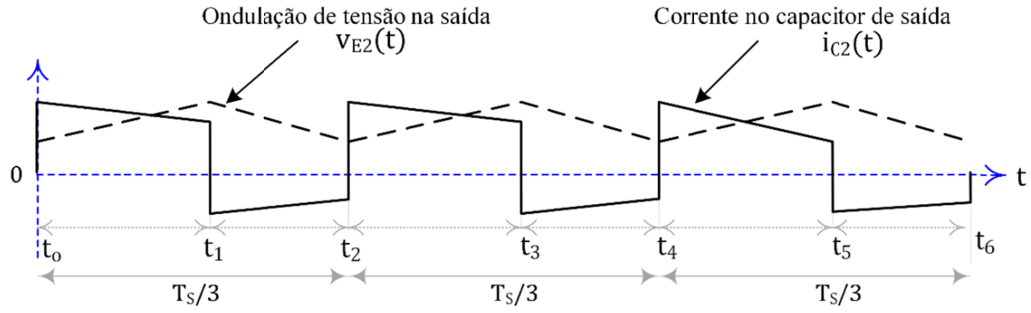
$$L_1 = \frac{E_2}{6\,n_T \cdot f_S \cdot \Delta I_1}\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right) \tag{3.65}$$

Isolando e parametrizando a ondulação da corrente de entrada Δi_1 em (3.65), chega-se na expressão (3.66), que é importante para determinar o valor da indutância de entrada para que seja atendido um determinado nível de ondulação de corrente da fonte.

$$\begin{cases} \overline{\Delta I_1} = \left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right) \\ \overline{\Delta I_1} = 6\,n_T \dfrac{f_S \cdot L_1 \cdot \Delta I_1}{E_2} \end{cases} \tag{3.66}$$

A partir da forma de onda da corrente no capacitor C_2 de saída, como pode ser observada na Figura 3.29, nota-se que o capacitor carrega na primeira etapa (Δt_1) e descarrega na segunda etapa(Δt_2), portanto a variação da tensão pode ser escrita como na equação (3.67).

Figura 3.29: Tensão e corrente no capacitor de saída C_2



$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_{o}^{\Delta t_1} i_{C_2}(t) \cdot dt \tag{3.67}$$

Observa-se pela Figura 3.21 que durante o intervalo de tempo Δt_1 a corrente que circula pelo capacitor C_2 é dada por:

$$i_{C2}(t) = i_{D2}(t) - i_2(t) \qquad ;para\ 0 \le t \le t_1 \tag{3.68}$$

O valor da corrente no diodo D_2 durante o intervalo Δt_1 é calculada em função da corrente de entrada, obtendo-se:

$$i_{D2}(t) = \frac{i_{L1}(t)}{2n_T} = \frac{i_2(t) \cdot q_{MCC}}{2n_T} \qquad ;para\ 0 \le t \le t_1 \qquad (3.69)$$

Substituindo a equação (3.69) em (3.68), tem-se:

$$i_{C2}(t) = i_2(t) \cdot \frac{3D-2}{3\left(1-D\right)} \qquad ;para\ 0 \le t \le t_1 \qquad (3.70)$$

Colocando a expressão (3.70) em (3.67), encontra-se (3.71):

$$\Delta E_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot C_2} \cdot \frac{\left(2-3D\right) \cdot \left(3D-1\right)}{9\left(1-D\right)} \qquad (3.71)$$

O valor da capacitância necessária é determinado a partir do valor da ondulação de tensão de saída, tendo-se então:

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(2-3D\right) \cdot \left(3D-1\right)}{9\left(1-D\right)} \qquad (3.72)$$

3.7 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R2

A operação no modo de condução descontínua do conversor que é a corrente no indutor L_1 é descontínua, ou seja, a corrente no indutor L_1 se anula antes do início do seguinte um terço de período de comutação.

O modo de condução descontínuo é composto por nove etapas de operação em um período de comutação. A seguir são descritas as etapas de operação do conversor proposto operando no MCC para R2.

3.7.1 Etapas de funcionamento para o conversor na R2 em MCD

Primeira etapa $[t_0 \le t \le t_1]$: Inicia-se em t_0, quando os interruptores S_1 e S_3 são comandados a conduzir simultaneamente; A tensão sobre L_1 e L_{P1} é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e $E_2/2n_T$ respectivamente. A corrente que circula pelos diodos D_2 e D_6 é igual $i_{L1}/2n_T$, e pelos interruptores (S_1, S_3) é igual a $i_{L1}/2$. Durante essa etapa, o indutor L_1 acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_3 é comandado a bloquear. A primeira etapa de operação pode ser visualizada na Figura 3.30.

Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Essa etapa de operação tem início quando o interruptor S_3 é comandado a bloquear. A energia que foi armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através de L_{S1}, D_2 e D_4. A tensão aplicada em terminais de L_1 é igual à $E_1 - (E_2/n_T)$ e a corrente nos diodos D_2 e D_4 é a corrente i_{L1}/n_T, conforme pode ser visto na Figura 3.31. A corrente no indutor L_1 decresce linearmente até atingir o valor zero.

Figura 3.30: Primeira etapa de operação no MCD para R2

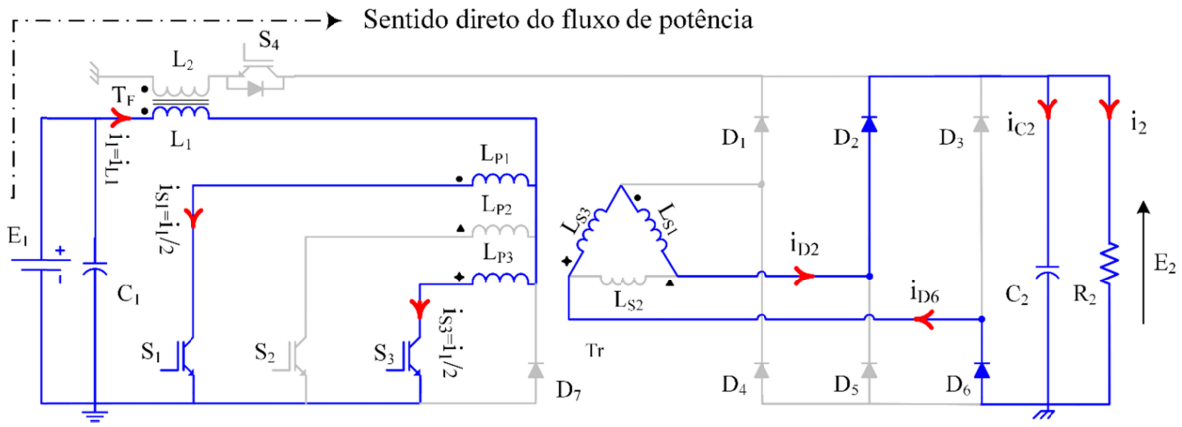
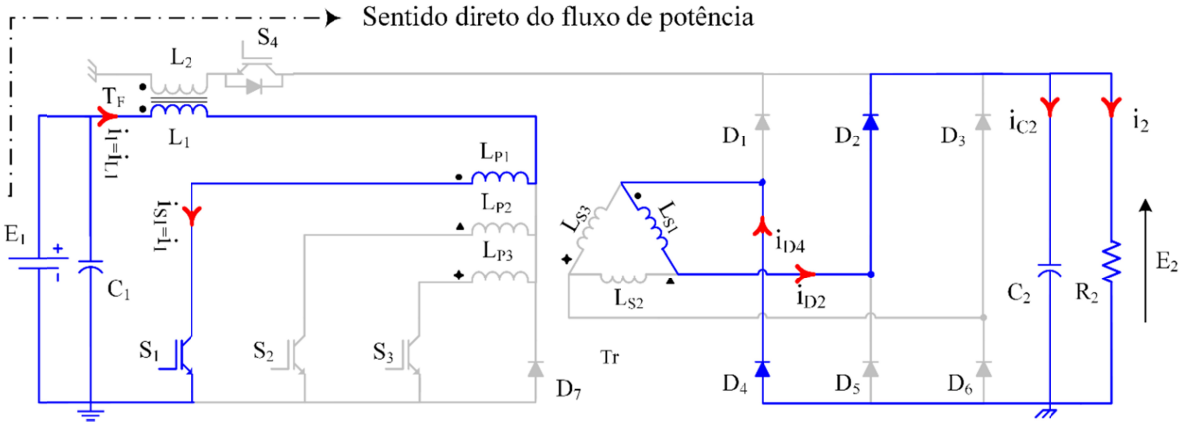


Figura 3.31: Segunda etapa de operação no MCD para R2



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Quando a tensão sobre o indutor L_1 é igual zero, neste instante, não há energia no estágio de entrada, e a carga (R_2) passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor de saída (C_2). A corrente no capacitor é igual à corrente de carga $i_2(t) = i_{C2}(t)$, como ilustrada na Figura 3.32. O final desta etapa ocorre no instante t_3 com a condução do interruptor S_2.

Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3 o interruptor S_2 e os diodos (D_3, D_4) entram em condução. A tensão aplicada em L_1 e L_{P1} é igual $E_1 - (E_2/2n_T)$ e $E_2/2n_T$

respectivamente. As correntes que passam pelos D_3 e D_4 são iguais a $i_{L1}/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor L_1 acumula energia até o instante t_4, em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear. A corrente que circula em S_1 e S_2 é igual a $i_{L1}/2$. A Figura 3.33 mostra esta etapa de operação, cujo final ocorre com a entrada em bloqueio do interruptor S_1.

Figura 3.32: Terceira etapa de operação no MCD para R2

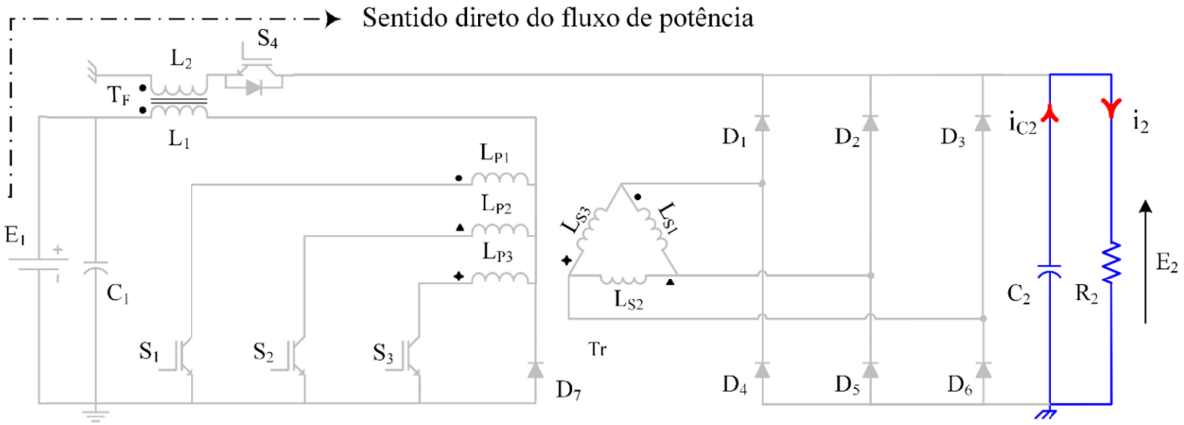
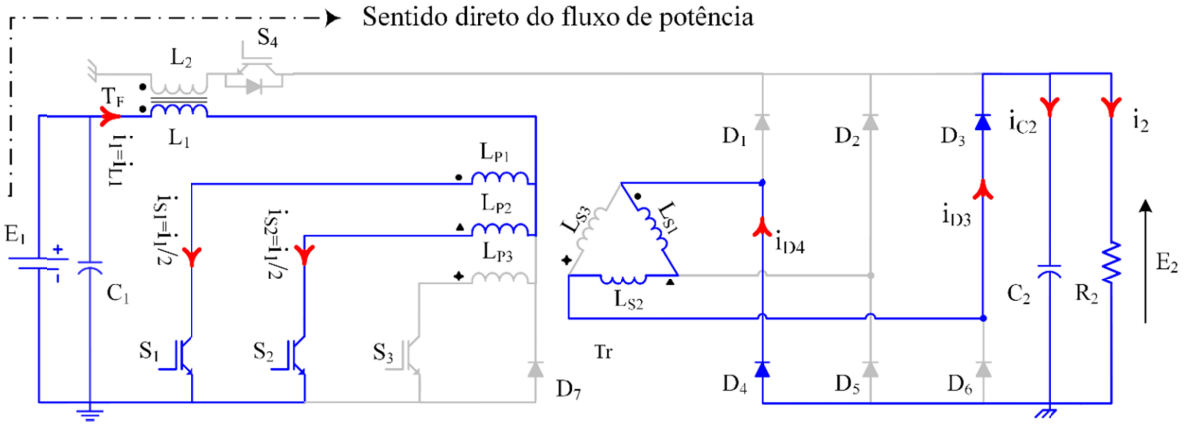


Figura 3.33: Quarta etapa de operação no MCD para R2



Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: Esta etapa tem início quando o interruptor S_1 entra em bloqueio. O indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através enrolamento L_{S2} e os diodos (D_3 e D_5) até o instante t_5. A tensão sobre os terminais do indutor L_1 é $E_1 - (E_2/n_T)$. Ao final dessa etapa de operação, obtém-se a corrente no interruptor S_2 e os diodos (D_3, D_5) são iguais a i_{L1} e i_{L1}/n_T, respectivamente. O circuito equivalente a esta etapa de operação é apresentado na Figura 3.34.

Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: Novamente, a corrente no indutor L_1 atinge o valor zero. Nesta etapa não ocorre transferência de energia para a carga, que é alimentada pelo capacitor de saída (C_2), como pode ser visualizada na Figura 3.35.

Figura 3.34: Quinta etapa de operação no MCD para R2

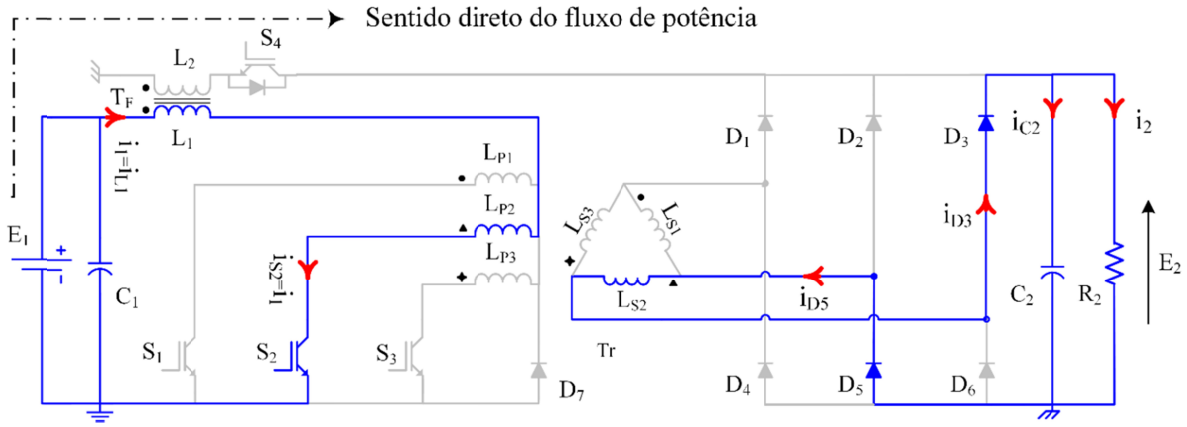
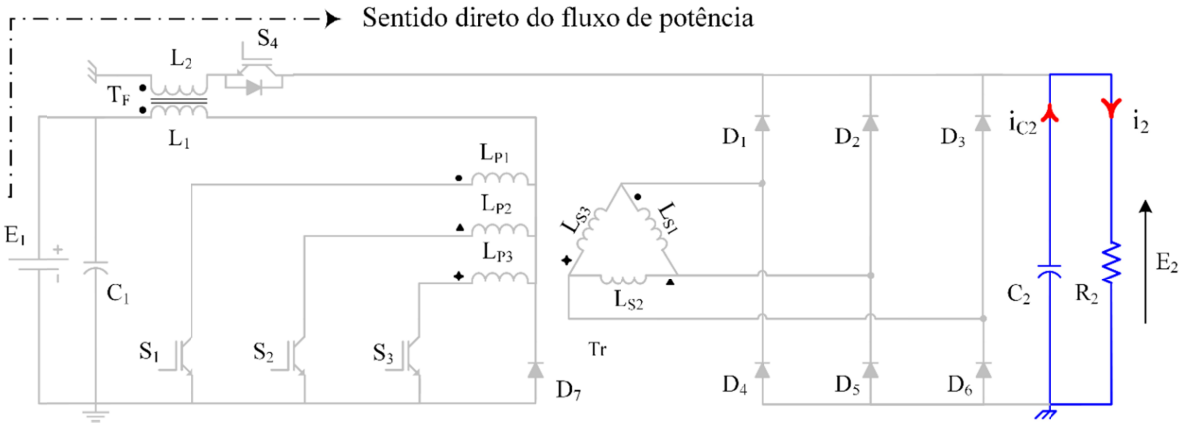
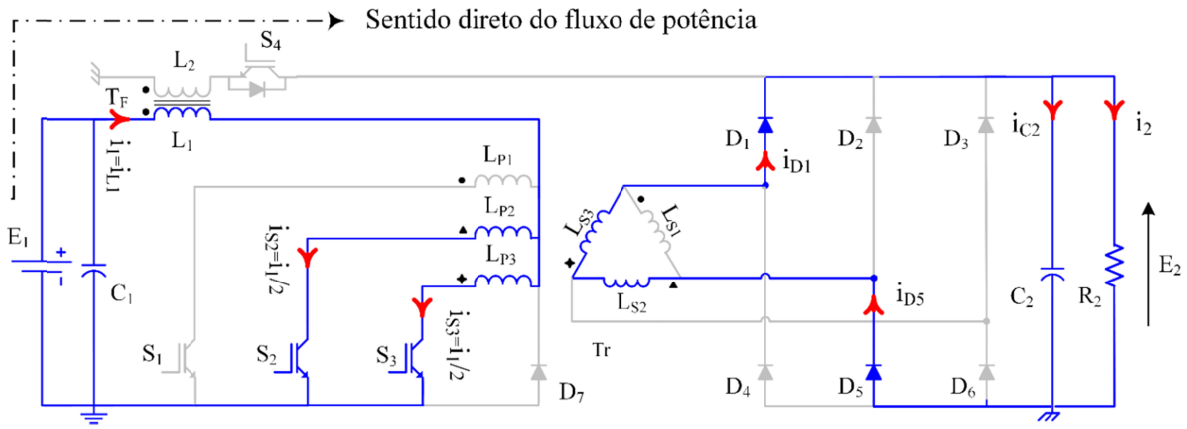


Figura 3.35: Sexta etapa de operação no MCD para R2



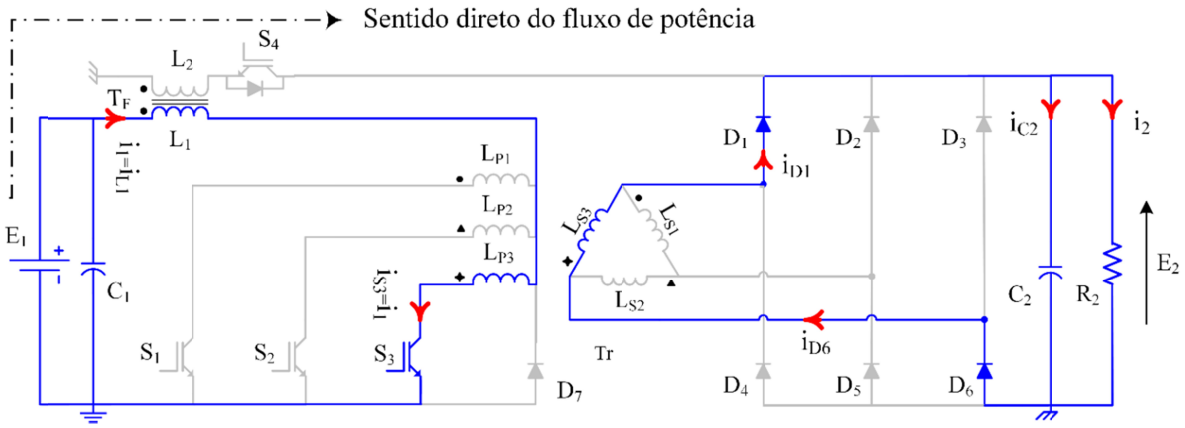
Sétima etapa $[t_6 \leq t \leq t_7]$: Em $t = t_6$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir. A corrente que circula pelo interruptores (S_2, S_3) e os diodos (D_1, D_5) é igual a $i_{L1}/2$ e $i_{L1}/2n_T$. A tensão no indutor L_1 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a tensão aplicada em Lp_3 é E_2/n_T. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_7, em que o S_2 é comandado a abrir. O circuito equivalente dessa etapa é apresentado na Figura 3.36.

Figura 3.36: Sétima etapa de operação no MCD para R2



Oitava etapa [$t_7 \leq t \leq t_8$]: Com o bloqueio do interruptor S_2, o indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através indutor L_{S3} e os diodos (D_1 e D_6). A Figura 3.37 apresenta o circuito equivalente para oitava etapa, que é finalizada em t_8, onde a corrente no interruptor S_3 e nos diodos (D_1, D_6) são i_{L1} e i_{L1}/n_T respectivamente.

Figura 3.37: Oitava etapa de operação no MCD para R2



Nona etapa [$t_8 \leq t \leq t_9$]: Essa etapa tem início em $t = t_8$, quando a corrente no indutor L_1 se anula; novamente esta etapa será devolvida com configuração idêntica à terceira ou sexta etapa de funcionamento. Ao final desta etapa, é encerrado um período de comutação do conversor em modo de condução descontínuo.

3.7.2 Formas de ondas básicas

As principais formas de onda na R2 para o MCD são mostradas na Figura 3.38, onde se nota que a frequência da corrente de entrada ou do indutor é três vezes a frequência de comutação, assim como na região R1.

3.7.3 Ganho estático em MCD

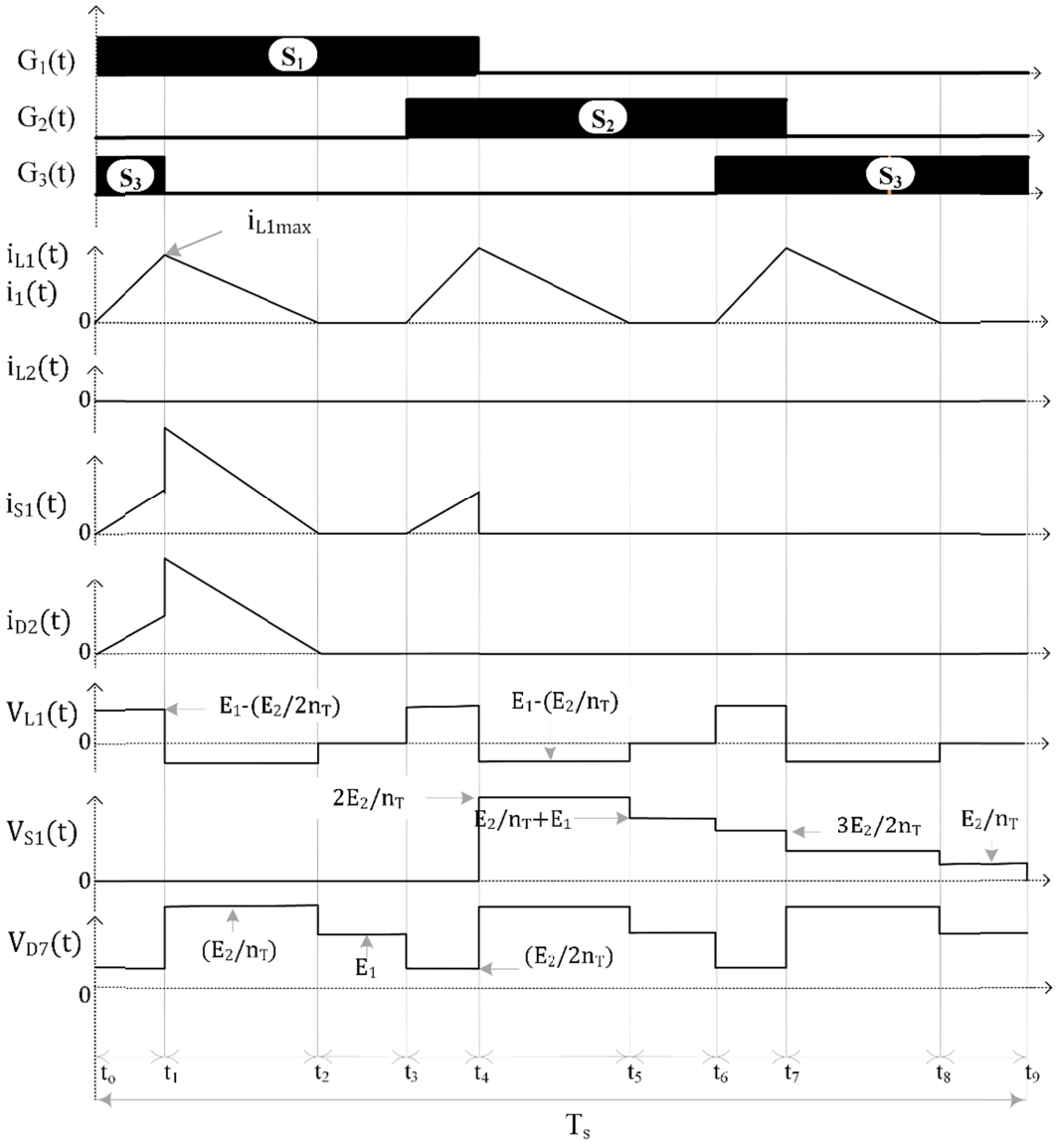
Apresenta-se a seguir a obtenção da característica ideal de transferência estática do conversor proposto operando na região R2 para MCD. A análise a seguir será realizada considerando um período de comutação (T_S).

O ganho estático no MCD é determinado a partir da energia fornecida pela fonte e da consumida pela carga; a energia fornecida pela fonte de entrada durante um período de comutação é dada pela expressão (3.73).

$$W_1 = 3E_1 \cdot \frac{I_{L1_{max}}}{2} \cdot \left(t_m + t_d\right) \cdot T_S \tag{3.73}$$

A corrente de pico $I_{L1_{max}}$ em função da tensão de entrada, tensão de saída e da indutância L_1 é dada por:

Figura 3.38: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R2



$$I_{L1_{max}} = \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \frac{3D-1}{3} \cdot T_S \tag{3.74}$$

Os tempos de magnetização (t_m) e desmagnetização (t_d) do indutor L_1 são calculados pelas expressões (3.75) e (3.76).

$$t_d = \frac{I_{L1_{max}} \cdot L_1}{\left(E_2 \,/\, n_T\right) - E_1} \tag{3.75}$$

$$t_m = \frac{3D-1}{3} \cdot T_S \tag{3.76}$$

Substituindo as expressões anteriores (3.74), (3.75) e (3.76) na equação (3.73), obtém-se a energia fornecida pela fonte, que é dada pela seguinte expressão (3.77).

$$W_1 = \frac{E_1 \cdot E_2}{2\,L_1} \cdot \frac{2\,n_T - q_{MCD}}{2\,n_T} \cdot \frac{\left(3\,D-1\right)^2}{3} \cdot \frac{{T_S}^2}{2\left(q_{MCD} - n_T\right)} \tag{3.77}$$

A energia consumida pela carga num período de comutação é:

$$W_2 = E_2 \cdot I_2 \cdot T_S \tag{3.78}$$

A energia consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação, são iguais ($W_1 = W_2$), igualando as equações (3.77) e (3.78), tendo-se:

$$\frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} = \frac{\left(2\,n_T - q_{MCD}\right)}{4\,n_T \cdot \left(q_{MCD} - n_T\right)} \frac{\left(3D-1\right)^2}{3} \tag{3.79}$$

Na sequência, arranjando os termos, se obtém o ganho estático do conversor no MCD dada pela equação (3.82), onde $\overline{I_2}$ é o valor parametrizado de corrente de saída, que é definida pela expressão (3.80).

$$\overline{I_2} = \frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} \tag{3.81}$$

$$q_{MCD} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2\,n_T \cdot \left(3D-1\right)^2 + 12\,\overline{I_2} \cdot {n_T}^2}{\left(3D-1\right)^2 + 12\,\overline{I_2} \cdot n_T} \tag{3.82}$$

O ganho estático do conversor proposto em função de corrente de saída parametrizada para os diversos valores da razão cíclica é mostrado na Figura 3.39. Observa-se que na região R2, o conversor opera como elevador de tensão.

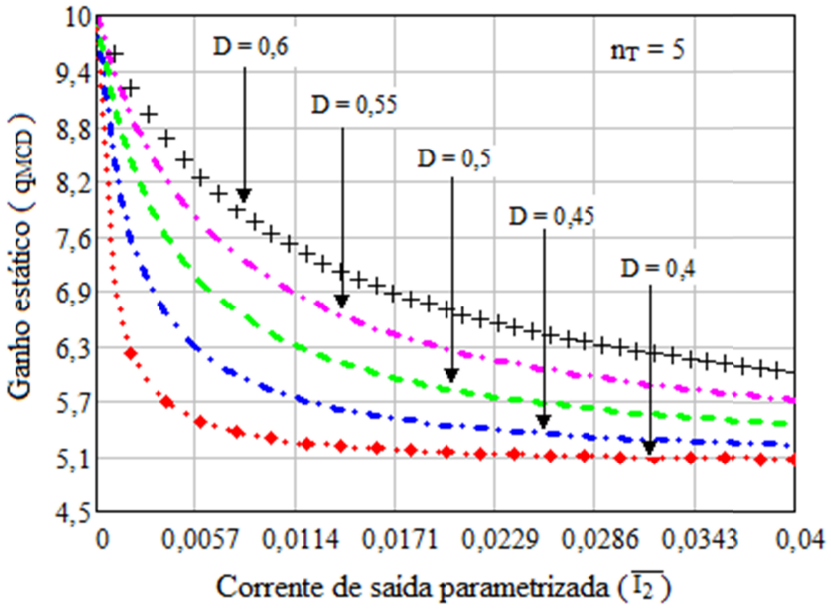
3.7.4 Modo de condução crítico

A operação do conversor no modo de condução crítico (MCCr) é caracterizada como o limite entre MCC e MCD no indutor L_1, ou seja, a corrente do indutor anula-se no exato um terço de período, fazendo com que a corrente comece a crescer novamente. Lembrando que para condução crítica, o valor de ΔI_{L1} é exatamente o valor da corrente de pico $I_{L1_{max}}$, Conforme a expressão (3.83).

$$\Delta I_{L1\,max} = I_{L1\,max} = \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \frac{3D-1}{3} T_S \tag{3.83}$$

$$I_{L1\,max} = \frac{4\,n_T \cdot I_2}{3\left(1-D\right)} \tag{3.84}$$

Figura 3.39: Ganho estático do conversor no MCD para R2



Igualando as equações (3.83) e (3.84) obtém-se a expressão (3.85), que representa a indutância crítica do conversor operando no MCCr na região R2.

$$L_{1\,MCCr} = \frac{E_2}{8\,f_S \cdot I_2 \cdot {n_T}^2}\left(3D-1\right)\left(2-3D\right)\left(1-D\right) \tag{3.85}$$

A indutância crítica do indutor L_1 do conversor que garante o modo de condução descontínuo é determinada a partir da equação (3.85), que depende da corrente de carga.

$$0 < L_{MCD} < \frac{E_2}{8\,f_S \cdot I_2 \cdot {n_T}^2}\left(3D-1\right)\left(2-3D\right)\left(1-D\right) \tag{3.86}$$

No modo de condução crítico, os ganhos estáticos calculados nos modos de MCC e MCD são iguais. A partir a expressão (3.87), determina-se a razão cíclica crítica dada pela expressão (3.88).

$$\frac{2\,n_T}{3\left(1-D\right)} = \frac{2\,n_T \cdot \left(3D-1\right)^2 + 12\,\overline{I_2} \cdot {n_T}^2}{\left(3D-1\right)^2 + 12\,\overline{I_2} \cdot n_T} \tag{3.87}$$

$$D_{Cr} = \left| \begin{array}{c} \dfrac{3+\sqrt{1-24n_T \cdot \overline{I_2}}}{6} \\ \dfrac{3-\sqrt{1-24n_T \cdot \overline{I_2}}}{6} \end{array} \right. \tag{3.88}$$

Substituindo a expressão (3.88) em (3.62), chega-se às seguintes expressões para o ganho estático no modo de condução crítico para R2.

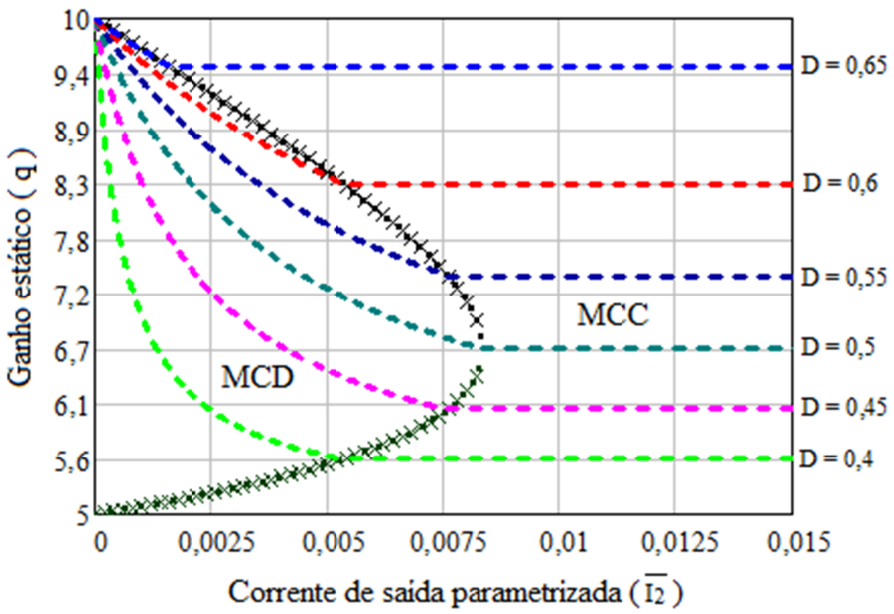
$$q_{1_{MCCr}} = \frac{4n_T}{3-\sqrt{1-24\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \tag{3.89}$$

$$q_{2_{MCCr}} = \frac{4n_T}{3+\sqrt{1-24\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \tag{3.90}$$

3.8 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA PARA R2

Com base nas equações (3.62) e (3.82) para o ganho estático para R2 no MCC e no MCD respectivamente, e nas equações (3.89) e (3.90) para o limite da descontinuidade, podem ser desenhadas as características de saída do conversor em função da corrente de carga parametrizada, que pode ser apresentada na Figura 3.40. Na Figura 3.40, a área esquerda corresponde ao MCC e a área direita ao MCD, e o traço dos pontos pretos corresponde ao limite entre o modo de condução contínuo e modo de condução descontínuo, denominado região de condução crítica.

Figura 3.40: Característica estática da saída do conversor proposto em R2 para $n_T = 5$.



3.9 REGIÃO DE OPERAÇÃO R3

Como já descrito no item 3.5, também a operação do conversor na R3 assume a característica do conversor Push-Pull alimentado em corrente, no qual a armazenamento e transferência de energia ocorre através do enrolamento primário (L_1) do indutor acoplado T_F. O diagrama de comando simplificado para a região R3 é apresentado na Figura 3.41.

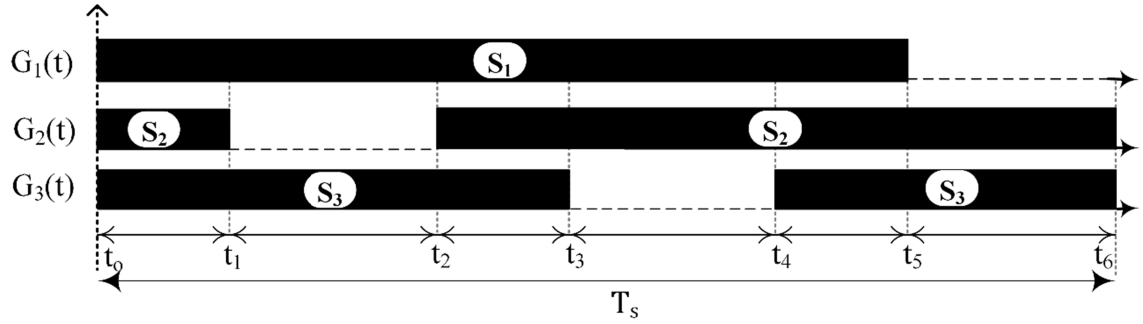
Os intervalos das etapas de operações na R3 em função da razão cíclica são mostrados na expressão (3.91), onde $\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5$ e $\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6$.

$$\begin{cases} \Delta t_1 + \Delta t_2 = T_S \,/\, 3 \\ \Delta t_2 = \left(1 - D\right) \cdot T_S \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Delta t_1 = \dfrac{3D - 2}{3} \cdot T_S \\ \Delta t_2 = \left(1 - D\right) \cdot T_S \end{cases} \tag{3.91}$$

Tabela 3.3: Comando dos interruptores S_1, S_2 e S_3 na R3

	Razão cíclica	Simultaneidade	Sobreposição
Região R3	$2/3 \leq D \leq 1$	2 a 3 interruptores	Três interruptores

Figura 3.41: Diagrama de comutação dos interruptores para a região R3



3.10 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO PARA R3

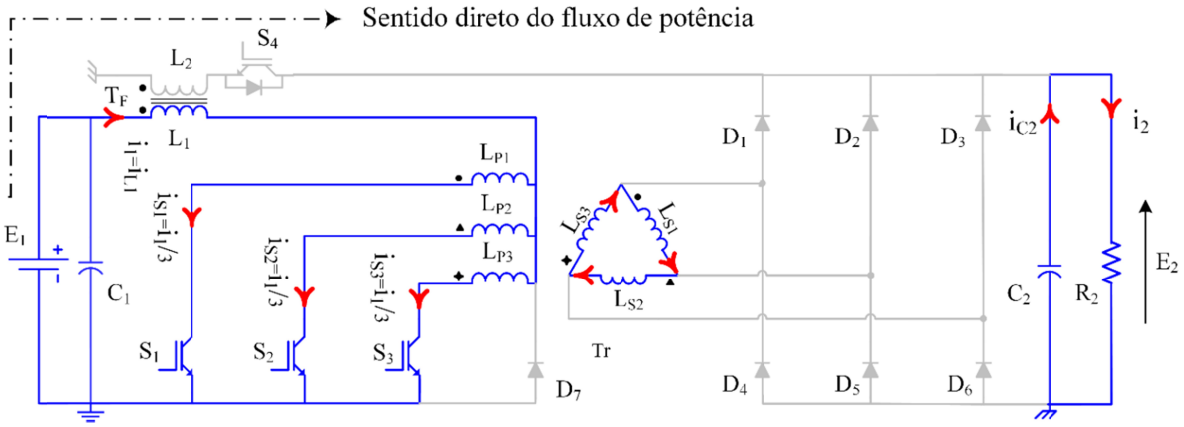
A seguir será realizada a análise no modo de condução contínua pra região R3, no qual a corrente do indutor L_1 não se anula durante um período de comutação. Neste modo, um período de operação é composto por seis etapas, e cada etapa os elementos por onde há circulação de corrente estão destacados em azul como visualizadas nos circuitos equivalentes das etapas.

3.10.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC em R3

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Assume-se a seguinte condição inicial: os interruptores S_1, S_2 e S_3 estão acionados no tempo t_0, e a tensão sobre L_1 e Lp_1 é igual a E_1 e 0

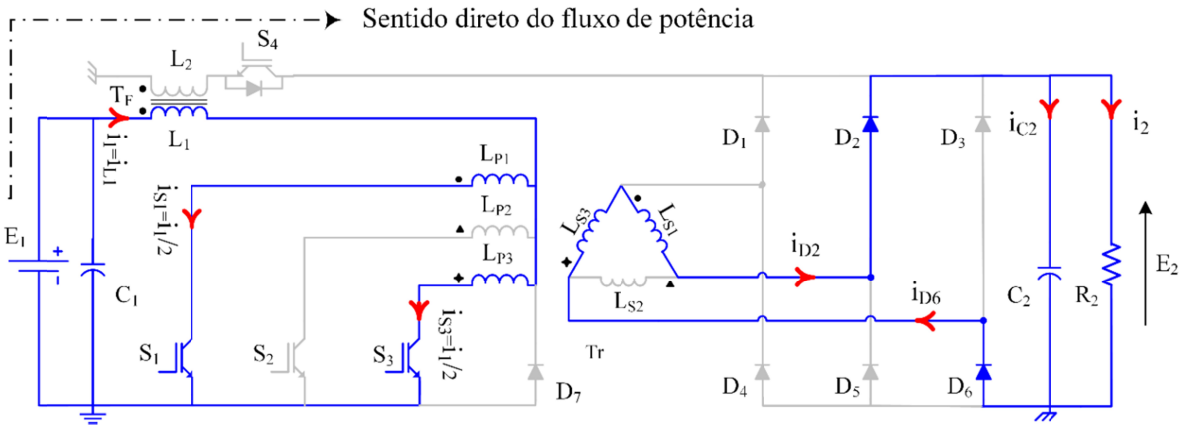
respectivamente. A corrente no capacitor C_2 é igual à corrente de carga. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_2 é comandado a abrir. Neste instante a corrente que circula em S_1, S_2 e S_3 é igual a um terço da corrente da fonte (Figura 3.42).

Figura 3.42: Primeira etapa de operação no MCC para R3



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Quando o interruptor S_2 é comandado a abrir, a corrente nos interruptores S_1 e S_3 é igual a $i_{L1}/2$. A energia que foi armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através de L_{S1}, L_{S3}, D_2 e D_6. Neste tempo a tensão aplicada em terminais de L_1 é igual à $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a corrente nos diodos D_2 e D_6 é a corrente $i_{L1}/2n_T$. A segunda etapa de operação pode ser visualizada através da Figura 3.43, que é finalizada em t_2.

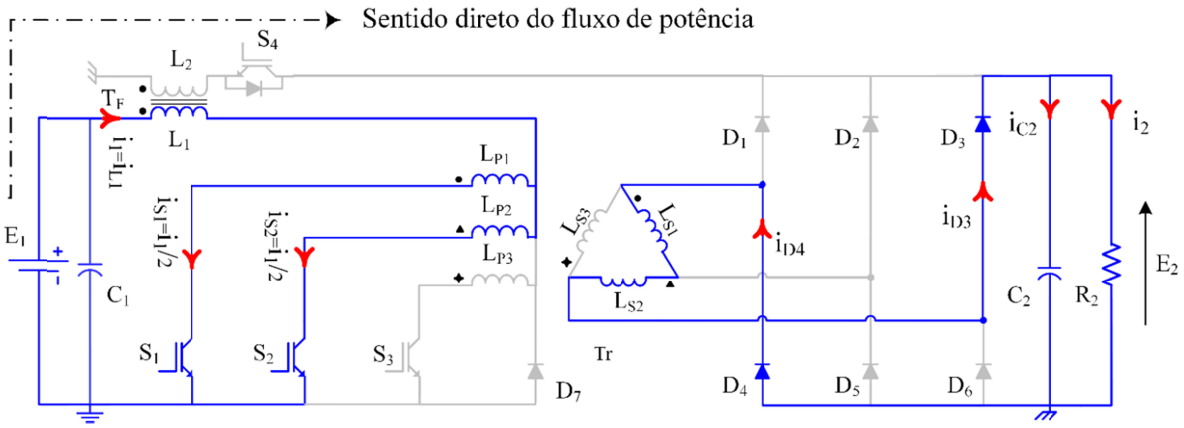
Figura 3.43: Segunda etapa de operação no MCC para R3



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Esta operação tem início quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir novamente no instante t_2. Essa etapa assume configuração idêntica à primeira etapa e ilustrada na Figura 3.42.

Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3, o interruptor S_3 entra em bloqueio. O indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através L_{S1}, L_{S2} e dos diodos (D_3, D_4). Ao final obtém-se a corrente nos interruptores (S_1, S_2) e nos diodos (D_3, D_4), iguais a $i_{L1}/2$ e $i_{L1}/2n_T$ respectivamente, e a tensão no indutor L_1 atinge o valor $E_1 - (E_2/2n_T)$. Esta etapa está apresentada na Figura 3.44.

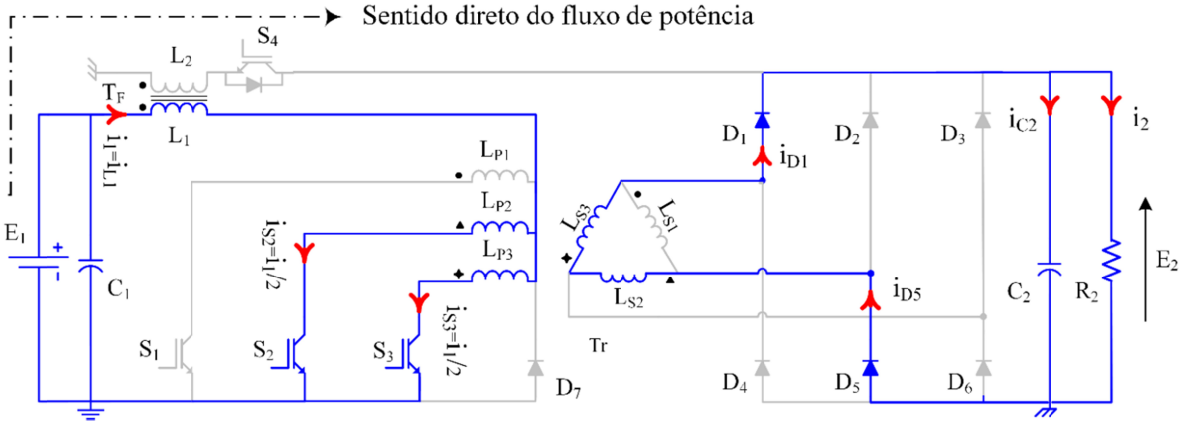
Figura 3.44: Quarta etapa de operação no MCC para R3



Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante $t = t_4$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir; esta etapa será devolvida pela terceira vez com sua configuração idêntica à primeira etapa de funcionamento. Durante esta etapa, o indutor acumula energia, até o instante t_5 em que o interruptor S_1 é comandado a abrir. O circuito equivalente para esta etapa está mostrada na Figura 3.42.

Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: No instante t_5, com o bloqueio do interruptor S_1, o indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através dos indutores (L_{S2}, L_{S3}) e dos diodos (D_1, D_5). O circuito equivalente apresentado na Figura 3.45, que é finalizado em t_6, onde a corrente nos interruptores (S_2, S_3) e nos diodos (D_1, D_5) é $i_{L1}/2$ e $i_{L1}/2n_T$ respectivamente. Ao final desta etapa, tem-se finalizado um período de comutação do conversor.

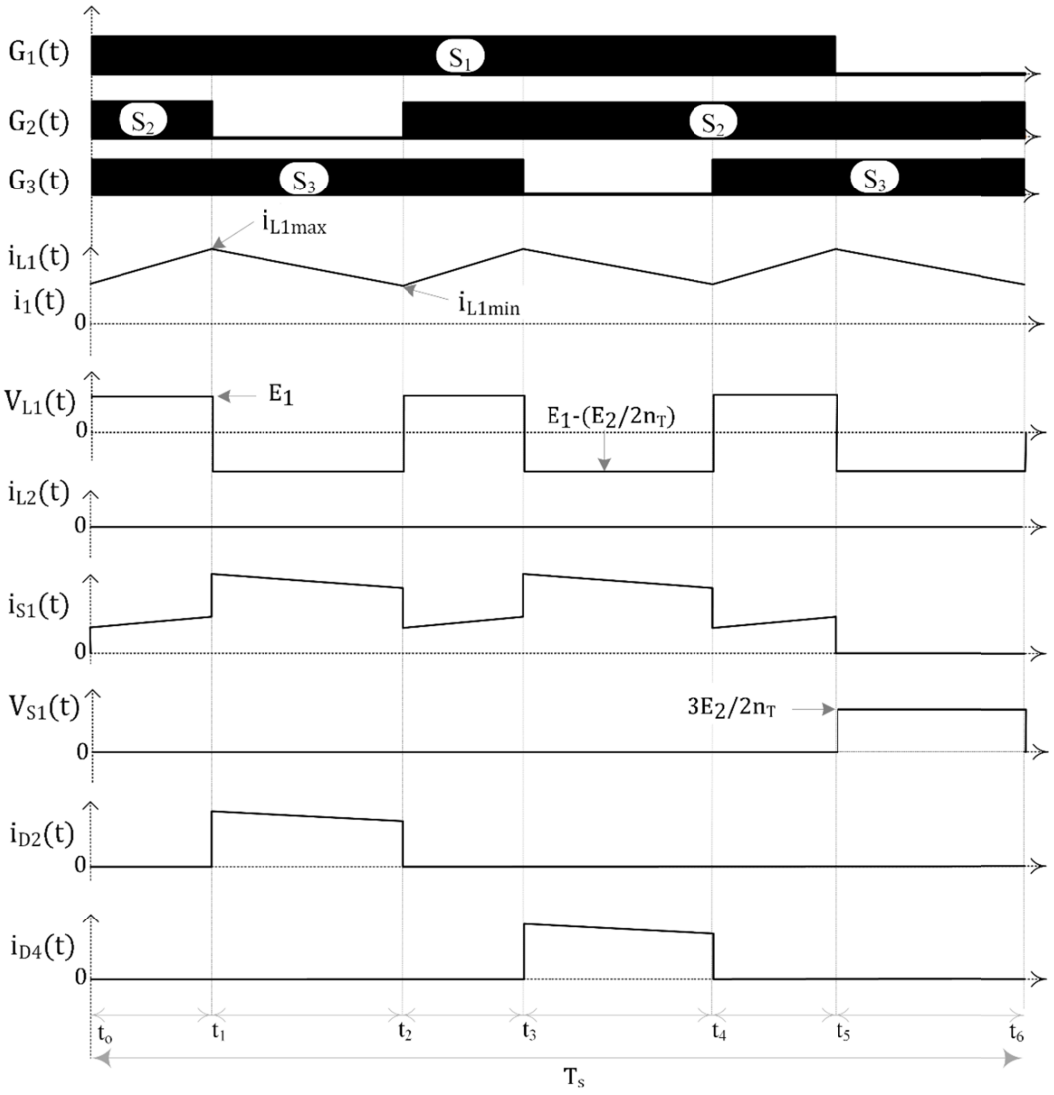
Figura 3.45: Sexta etapa de operação no MCC para R3



3.10.2 Formas de ondas básicas

As principais formas de ondas ideais nos elementos principais do conversor CC-CC proposto, para um período de comutação em operação no MCC para região R3, estão ilustradas na Figura 3.27.

Figura 3.46. Principais formas de onda idealizadas no MCC para R3



3.10.3 Equacionamento e característica ideal de transferência estática

Neste item apresenta-se a análise matemática no modo de condução contínuo para R3, detalhando os equacionamentos instantâneos dos esforços de corrente e tensão nos principais componentes do conversor. Como visto anteriormente (Figura 3.46), que a frequência de corrente e de tensão do indutor L_1 é igual três vezes a frequência de comutação, as expressões instantâneas de corrente e de tensão serão definidas apenas em um terço do período de comutação.

A tensão instantânea no lado primário do indutor acoplado T_1 é dada por:

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} E_1 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ E_1 - \left(E_2 \,/\, 2n_T\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.92}$$

A corrente instantânea através do indutor acoplado T_1 é dada pela expressão (3.93).

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_o) + \dfrac{E_1}{L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ i_{L1}(t_1) - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{3.93}$$

A corrente instantânea no interruptor S_1 é dada por (3.94), onde o valor instantâneo da corrente $i_{S1}(t)$ assume valores nulos no tempo $t_5 \le t \le T_S$, conforme apresentado na Figura 3.46

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \dfrac{i_{L1}(t_o)}{3} + \dfrac{E_1}{3\,L_1} \cdot \left(t - t_o\right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ \dfrac{i_{L1}(t_1)}{2} - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{2\,L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \\ \dfrac{i_{L1}(t_2)}{3} + \dfrac{E_1}{3\,L_1} \cdot \left(t - t_2\right) & ;para\ t_2 \le t \le t_3 \\ \dfrac{i_{L1}(t_3)}{2} - \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{2\,L_1} \cdot \left(t - t_3\right) & ;para\ t_3 \le t \le t_4 \\ \dfrac{i_{L1}(t_4)}{3} + \dfrac{E_1}{3\,L_1} \cdot \left(t - t_4\right) & ;para\ t_4 \le t \le t_5 \end{cases} \tag{3.94}$$

Durante um período da comutação, o diodo D_2 entra em condução apenas na segunda etapa de operação, conforme mencionado no item 3.10.1. Assim, a partir desta análise, será definida a expressão de corrente instantânea no diodo D_2.

$$i_{D2}(t) = \frac{i_{L1}(t_1)}{2\,n_T} - \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{2\,n_T \cdot L_1} \cdot \left(t - t_1\right) \quad ;\ para\ t_1 \le t \le t_2 \tag{3.95}$$

A partir da análise das etapas no item 3.10.1, será definida a expressão de corrente instantânea no diodo D_4.

$$i_{D4}(t) = \frac{i_{L1}(t_3)}{2\,n_T} - \frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{2\,n_T \cdot L_1} \cdot \left(t - t_3\right) \quad ;\ para\ t_3 \le t \le t_4 \tag{3.96}$$

A tensão instantânea sobre o interruptor S_1 é definida a partir da expressão (3.97).

$$V_{S1}(t) = \frac{3\,E_2}{2\,n_T} \qquad ;para \;\; t_5 \le t \le T_S \qquad (3.97)$$

3.10.4 Ganho estático em MCC

A operação do conversor na região R3 mantém as mesmas características da operação na R2, onde o diodo do interruptor S_4 permanece reversamente polarizado o tempo todo, evitando a transferência de energia através do enrolamento secundário do indutor acoplado T_F. A energia armazenada no enrolamento L_1 durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga durante o intervalo Δt_2, cuja expressão da tensão média no lado primário do indutor T_F é dada pela equação (3.98).

$$V_{L1} = \frac{3}{T_S}\int_0^{\Delta t_1} E_1\,dt + \frac{3}{T_S}\int_0^{\Delta t_2}\Big(E_1 - (\big(E_2 \,/\, 2n_T\big)\Big)dt \qquad (3.98)$$

Substituindo-se a expressão (3.91) em (3.98), obtém-se a equação a (3.99).

$$E_1 \cdot \frac{3D-2}{3} + \Big(E_1 - \Big(E_2 \,/\, 2\,n_T\Big)\Big)\cdot\Big(1-D\Big) = 0 \qquad (3.99)$$

Resolvendo-se a equação (3.99), tem-se:

$$\frac{E_1}{3} - \frac{E_2}{2\,n_T}\cdot\Big(1-D\Big) = 0 \qquad (3.100)$$

Rearranjando os termos da equação acima tem-se:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2}{3}\cdot\frac{n_T}{\Big(1-D\Big)} \qquad (3.101)$$

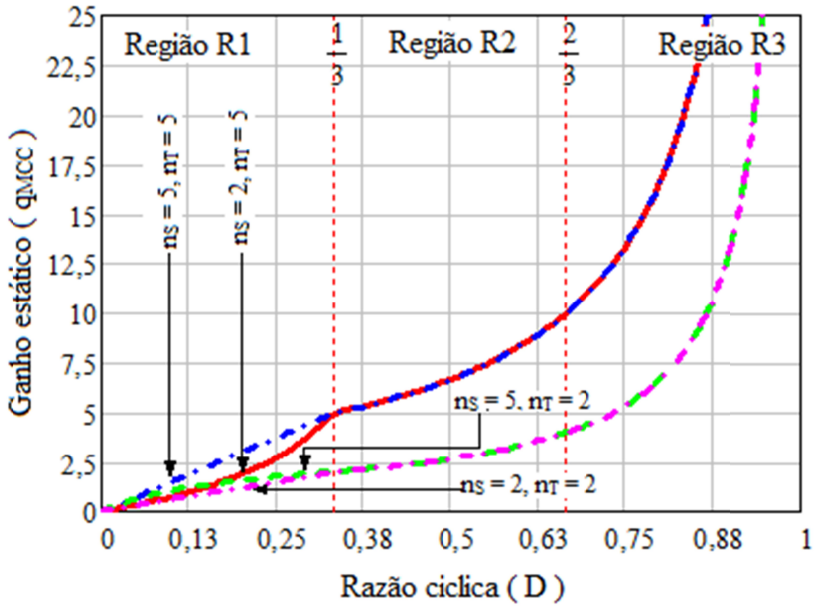
Verifica-se que a expressão (3.102) do ganho estático do conversor proposto no MCC para R3 é à ganho estático do conversor CC-CC trifásico derivado do conversor de Weinberg [72].

$$q_{MCC} = \frac{2}{3}\cdot\frac{n_T}{\Big(1-D\Big)} \qquad (3.102)$$

As expressões (3.15), (3.62) e (3.102) dos ganhos estáticos do conversor no MCC para R1, R2 e R3, podem ser visualizadas ajuntados na Figura 3.47, onde n_S e n_T são as relações de transformação do indutor acoplado (T_F) e do transformador Tr respectivamente.

Graficamente, o ganho estático do conversor proposto no MCC é semelhante ao conversor CC-CC trifásico derivado do conversor de Weinberg [72]. Observa-se que na região R1, o conversor apresenta ganho estático linear num caso se a relação $n_S = n_T$, com característica do conversor buck-boost isolado. Já na região R2 e R3 o ganho estático é não linear e tem característica do conversor Boost.

Figura 3.47: Ganho estático no MCC para R1, R2 e R3



3.10.5 Dimensionamento do filtro de entrada T_F e de saída C_2

A ondulação da corrente no indutor de entrada pode ser determinada através da segunda etapa de operação, pela teoria fundamental de circuitos elétricos. A tensão sobre o indutor num intervalo de tempo é definido por:

$$V_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \tag{3.103}$$

Durante a segunda etapa de operação, a expressão (3.103) pode ser reescrita pela expressão (3.104).

$$E_1 - \frac{E_2}{2n_T} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_1}{(1-D)\cdot T_S} \tag{3.105}$$
$$\left(\Delta I_{L1} = \Delta I_1\right)$$

Substituindo a expressão (3.101) em (3.105), após algumas manipulações, a expressão (3.106) representa o cálculo da indutância de entrada em MCC para R3 em função da razão cíclica.

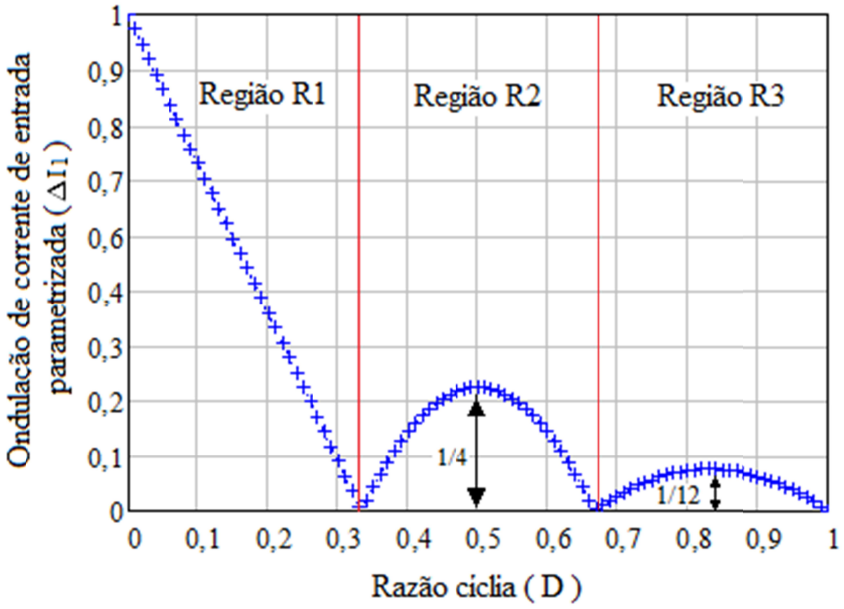
$$L_1 = \frac{E_2}{2\,n_T \cdot f_S \cdot \Delta I_1}\left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right) \tag{3.106}$$

Parametrizando a expressão (3.106), chega-se a equação (3.107), que define a ondulação de corrente de entrada parametrizada.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta I_1} &= \left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right) \\ \overline{\Delta I_1} &= 2\,n_T\,\frac{f_S \cdot L_1 \cdot \Delta I_1}{E_2} \end{aligned} \tag{3.107}$$

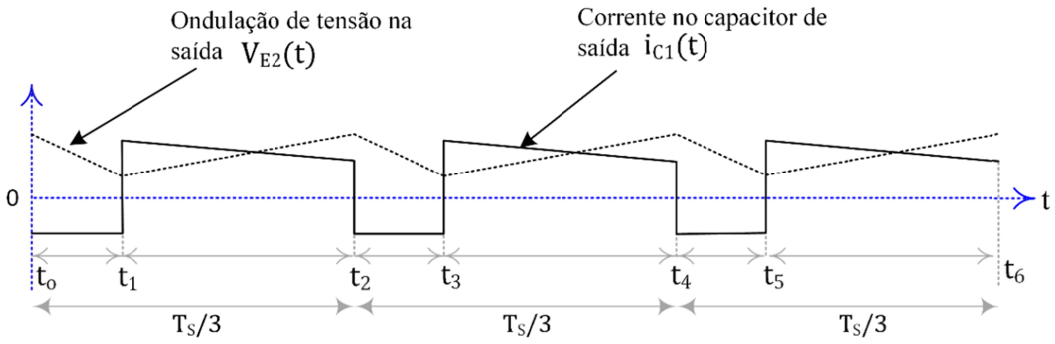
As expressões parametrizadas da corrente de fonte de alimentação encontradas em (3.21), (3.66) e (3.107), estão apresentadas graficamente na Figura 3.48, onde nota-se que para razão cíclica de 1/3 e 2/3 a ondulação de corrente é nula. Observa-se também que o máximo valor de ondulação de corrente na região R1 é $\overline{\Delta I_1} = 1$ para D = 0, enquanto na R2 e R3 o valor máximo é $\overline{\Delta I_1} = 1/4$ e $\overline{\Delta I_1} = 1/12$ para $D = 1/2$ e $D = 5/6$ respectivamente. A variação de ondulação de corrente de entrada em função da razão cíclica obtida no conversor proposto é semelhante às ondulações de corrente de entrada do conversor CC-CC trifásico derivado do conversor de Weinberg [69].

Figura 3.48: Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação



Para determinar a ondulação de tensão na saída, utiliza-se a Figura 3.49, que apresenta a tensão e corrente no capacitor C_2. Observa-se que o capacitor descarrega na primeira etapa (Δt_1) e carrega na segunda etapa (Δt_2), portanto a variação da tensão é dada na expressão (3.108).

Figura 3.49: Tensão e corrente no capacitor de saída C_2



$$-\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_{o}^{\Delta t_1} i_{C_2}(t) \cdot dt \tag{3.108}$$

Durante o intervalo de tempo Δt_1 (primeira etapa), a carga R_2 é alimentada pelo capacitor C_2, assim a corrente que circula pelo capacitor C_2 é a corrente de carga.

$$i_{C2}(t) = -i_2(t) \qquad ;para\ 0 \leq t \leq t_1 \tag{3.109}$$

Substituindo a expressão (3.109) em (3.108), encontra-se (3.110).

$$\Delta E_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot C_2} \cdot \frac{3D-2}{3} \tag{3.110}$$

Reorganizando a expressão (3.110), pode-se obter o valor da capacitância a partir de uma ondulação de tensão de saída. Dessa forma se tem:

$$C_2 = \frac{I_2}{3\, f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \left(3D-2\right) \tag{3.111}$$

3.11 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO PARA R3

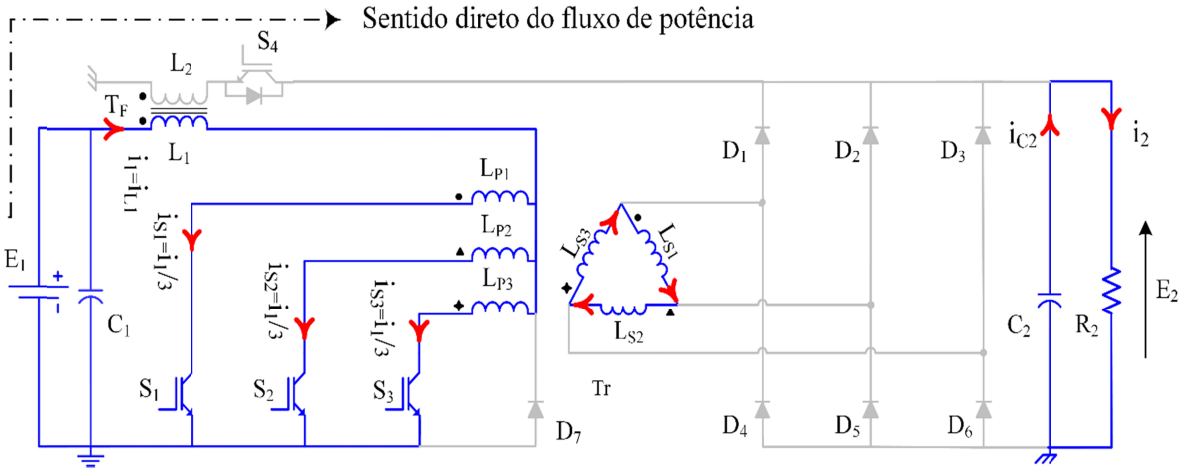
O MCD na R3 é composto em nove etapas de operação em um período de comutação, onde se apresenta que a corrente no indutor L_1 se anula antes do início do seguinte um terço de período. A seguir serão descritas as etapas de operação do conversor proposto operando no MCC para R3.

3.11.1 Etapas de funcionamento para o conversor na R3 em MCD

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Inicia-se em t_0, quando os interruptores S_1, S_2 e S_3 são comandado a conduzir simultaneamente, e a tensão sobre L_1 e L_{P1} são iguais a E_1 e 0 respectivamente. Durante essa etapa, o indutor L_1 acumula energia até o instante t_1, em que o

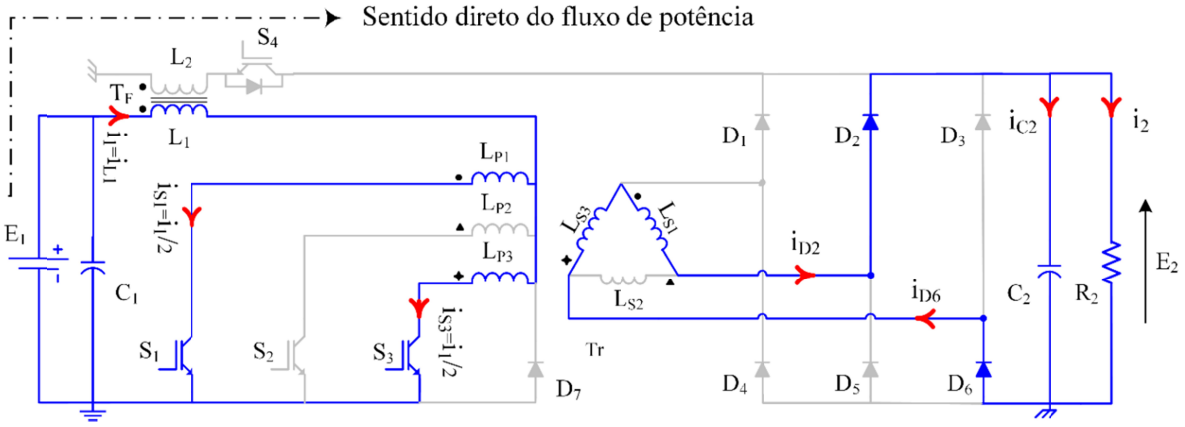
interruptor S_2 é comandado a bloquear. A primeira etapa de operação pode ser visualizada na Figura 3.50.

Figura 3.50: Primeira etapa de operação no MCD para R3



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: O início desta etapa se dá quando o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A energia que foi armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através de L_{S1}, L_{S3}, D_2 e D_6. A tensão aplicada em terminais de L_1 é igual à $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a corrente nos diodos D_2 e D_6 é a corrente $i_{L1}/2n_T$, conforme pode ser visto na Figura 3.51. A corrente no indutor L_1 decresce linearmente até atingir o valor zero.

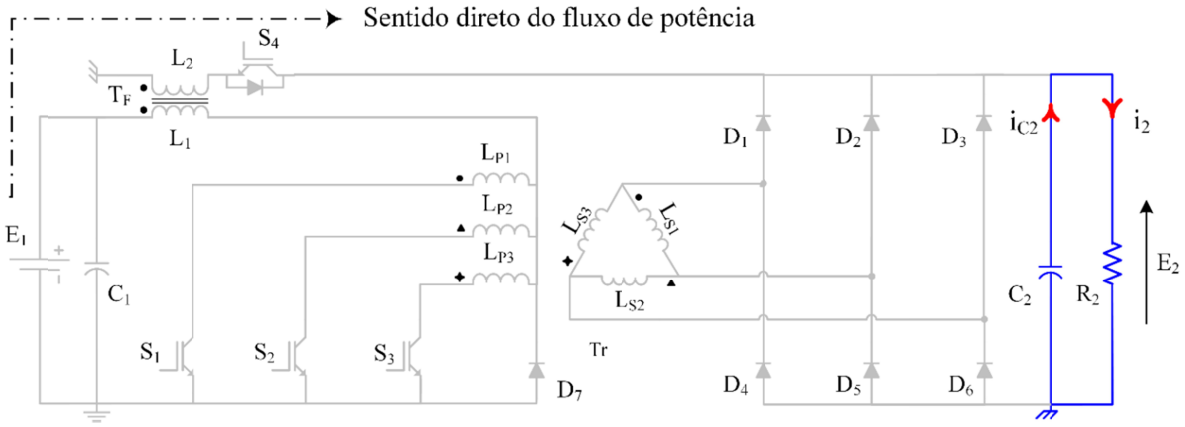
Figura 3.51: Segunda etapa de operação no MCD para R3



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Neste instante, não há energia no estágio de entrada, e a carga (R_2) passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor de saída (C_2). A corrente no capacitor é igual à corrente de carga $i_2(t) = i_{C2}(t)$, como mostrada na Figura 3.52. O final desta etapa ocorre no instante t_3, com a condução do interruptor S_2.

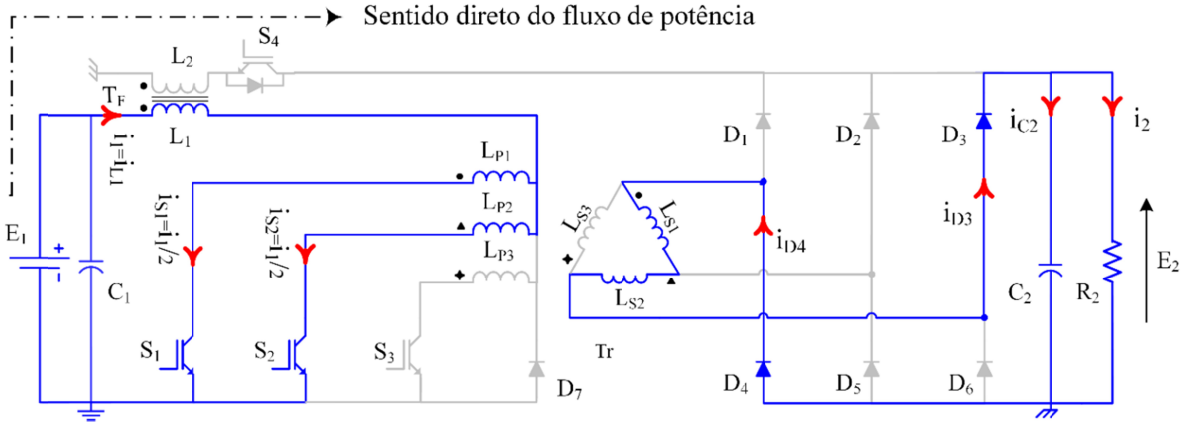
Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: e *Sétima etapa* $[t_6 \leq t \leq t_7]$: Têm-se a configuração idêntica à primeira etapa de operação onde a carga será alimentada pelo capacitor de saída, como ilustrada na Figura 3.50

Figura 3.52: Terceira etapa de operação no MCD para R3



Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante $t = t_4$, o interruptor S_3 entra em bloqueio. O indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga pelos enrolamentos (L_{S1}, L_{S2}) e os diodos (D_3, D_4) até o instante t_5, onde a tensão sobre os terminais do indutor L_1 é $E_1 - (E_2/2n_T)$. As correntes no interruptor (S_1, S_2) e nos diodos (D_3, D_4) são iguais a $i_{L1}/2$ e $i_{L1}/2n_T$ respectivamente, conforme mostrado na Figura 3.53.

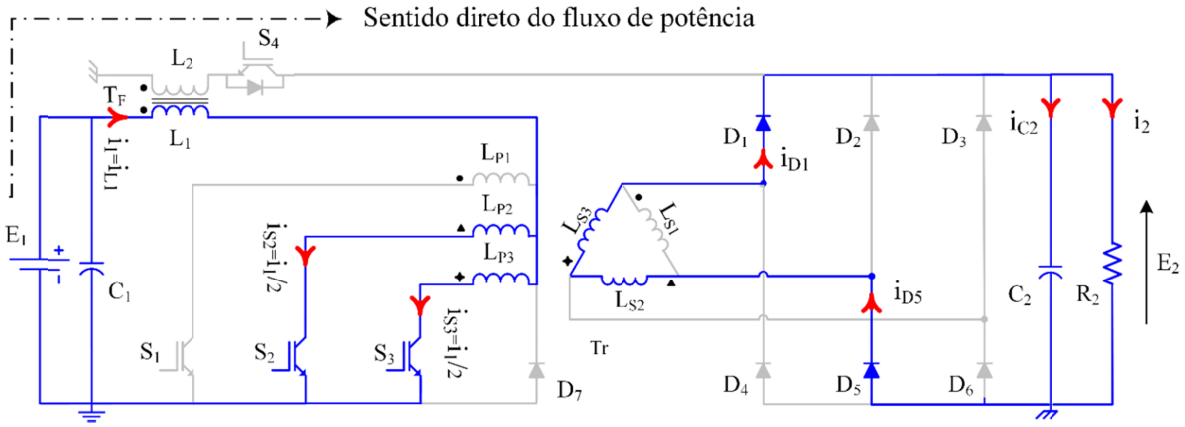
Figura 3.53: Quinta etapa de operação no MCD para R3



Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$ e *Nona etapa* $[t_8 \leq t \leq t_9]$: Novamente, nestas etapas não ocorre transferência de energia para a carga, que será alimentada pelo capacitor de saída (C_2), como pode ser visualizada pela figura da terceira etapa (Figura 3.52).

Oitava etapa $[t_7 \leq t \leq t_8]$: O interruptor S_1 entra em bloqueio e o indutor L_1 passa a transferir a energia para a carga através dos enrolamentos (L_{S2}, L_{S3}) e dos diodos (D_1, D_5). O circuito equivalente para a oitava etapa é apresentada na Figura 3.54 e é finalizado em t_8, onde a corrente nos interruptores (S_2, S_3) e nos diodos (D_1, D_5) é $i_{L1}/2$ e $i_{L1}/2n_T$, respectivamente.

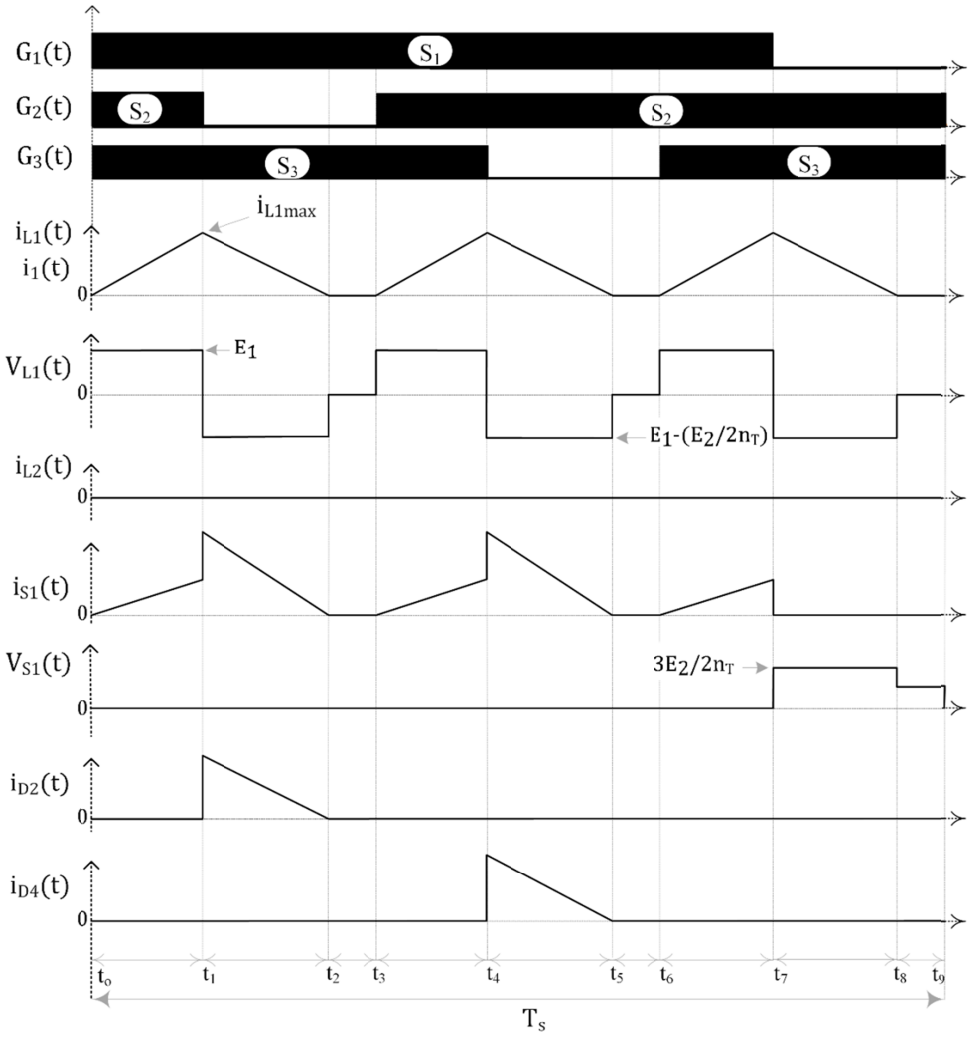
Figura 3.54: Oitava etapa de operação no MCD para R3



3.11.2 Formas de ondas básicas

Na Figura 3.55, são apresentadas as principais formas de onda no MCD para operação na R3, onde se observa que a frequência da corrente de entrada ou do indutor é três vezes a frequência de comutação, assim como na região R1 e R2.

Figura 3.55: Principais formas de onda idealizadas no MCD para R3



3.11.3 Ganho estático em MCD

A característica de transferência estática do conversor operando no MCD para a região R3 é obtida, tal como na R2, através do balanço de energia do conversor durante um período da comutação. A energia fornecida pela fonte de alimentação durante um período da comutação é definida através da seguinte forma:

$$W_1 = 3\,E_1 \cdot \frac{I_{L1_{max}}}{2} \cdot \left(t_m + t_d\right) T_S \tag{3.112}$$

Sabe-se que a corrente mínima através do indutor L_1 no MCD se torna igual a zero. Desta maneira, a ondulação de corrente através do indutor L_1 é igual ao valor máximo de corrente $I_{L1_{max}}$.

$$I_{L1\,max} = \frac{E_1}{L_1} \cdot \frac{3D-2}{3} \cdot T_S \tag{3.113}$$

As expressões dos tempos de magnetização (t_m) e desmagnetização (t_d) do indutor L_1 estão apresentadas em (3.114) e (3.115) respectivamente.

$$t_d = \frac{I_{L1\,max} \cdot L_1}{\left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right) - E_1} \tag{3.114}$$

$$t_m = \frac{3D-2}{3} \cdot T_S \tag{3.115}$$

Substituindo os valores do intervalo de tempo de magnetização e desmagnetização, bem como o valor máximo de corrente do indutor L_1 na expressão (3.112), obtém-se a expressão (3.116).

$$W_1 = \frac{3\,E_1 \cdot E_2}{2\,L_1} \cdot \frac{1}{q_{MCD} - 2\,n_T} \cdot \frac{\left(3D-2\right)^2}{9} \cdot {T_S}^2 \tag{3.116}$$

A energia consumida pela carga e fornecida pela fonte de alimentação num período da comutação são iguais ($W_1 = W_2$), igualando as equações (3.116) e (3.78), tem-se:

$$\frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} = \frac{3}{\left(q_{MCD} - 2\,n_T\right)} \left(\frac{3D-2}{3}\right)^2 \tag{3.117}$$

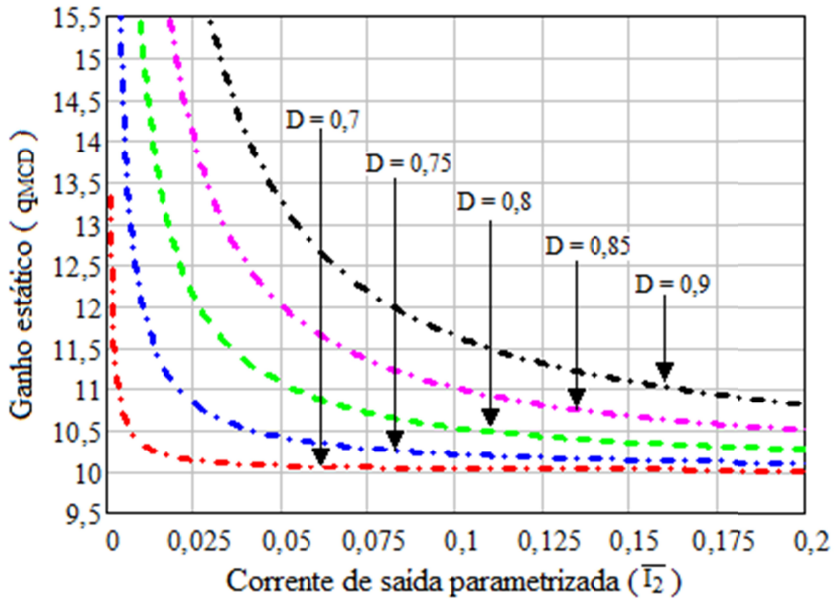
Arranjando os termos da equação (3.117), se obtém o ganho estático do conversor no MCD por (3.119), onde $\overline{I_2}$ é o valor parametrizado de corrente de saída, que é dado pela equação (3.118).

$$\overline{I_2} = \frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} \tag{3.118}$$

$$q_{MCD} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{\left(3D-2\right)^2 + 6\,\overline{I_2} \cdot n_T}{3\,\overline{I_2}} \tag{3.119}$$

A variação do ganho estático no MCD em função de corrente de saída parametrizada para diferentes os valores de razão cíclica é apresentada na Figura 3.56. Nota-se que a expressão (3.119) apresenta o ganho estático característico do conversor elevador de tensão.

Figura 3.56: Ganho estático no MCD para R3



3.11.4 Modo de condução crítico

Como já mencionado no item 3.7.4, a corrente do indutor para MCCr anula-se no exato um terço de período, fazendo com que a corrente comece a crescer novamente. Lembrando que para condução crítica, o valor de ΔI_{L1} é exatamente o valor da corrente de pico $I_{L1_{max}}$. Conforme a equação (3.120).

$$I_{L1\,max} = \frac{\left(E_2/2\,n_T\right) - E_1}{L_1} \cdot \left(1-D\right) \cdot T_S = \frac{4\,n_T \cdot I_2}{3\left(1-D\right)} \tag{3.120}$$

Reorganizando os termos de (3.120), encontra-se:

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{3\,E_2}{8\,f_S \cdot I_2 \cdot {n_T}^2}\left(3D-2\right)\left(1-D\right)^2 \tag{3.121}$$

A indutância crítica do indutor L_1 do conversor que garante o modo de condução descontínuo é definida pela equação (3.122), que depende da corrente de carga.

$$0 < L_{MCD} < L_{1_{MCCr}} \tag{3.122}$$

No limite da descontinuidade e continuidade os valores de ganho estático do conversor para a condução contínua e para a condução descontínua são iguais. Assim, igualando as expressões com base na equação (3.123) para o MCC e (3.119) para o MCD, a igualdade resulta na equação (3.124).

$$\frac{2\,n_T}{3\left(1-D\right)} = \frac{\left(3D-2\right)^2 + 6\,\overline{I_2}\cdot n_T}{3\,\overline{I_2}} \tag{3.124}$$

Resolvendo, obtém-se a razão cíclica crítica do conversor para R3, apresentada a seguir:

$$D_{Cr} = \left| \begin{array}{l} \dfrac{5+\sqrt{1-24\,n_T\cdot\overline{I_2}}}{6} \\ \dfrac{5-\sqrt{1-24\,n_T\cdot\overline{I_2}}}{6} \end{array} \right. \tag{3.125}$$

Substituindo a razão cíclica crítica correspondente a R3 na equação (3.101), obtém-se as expressões para o ganho estático no modo de condução crítico para R3.

$$q_{1_{MCCr}} = \frac{4\,n_T}{1-\sqrt{1-24\;\overline{I_2}\cdot n_T}} \tag{3.126}$$

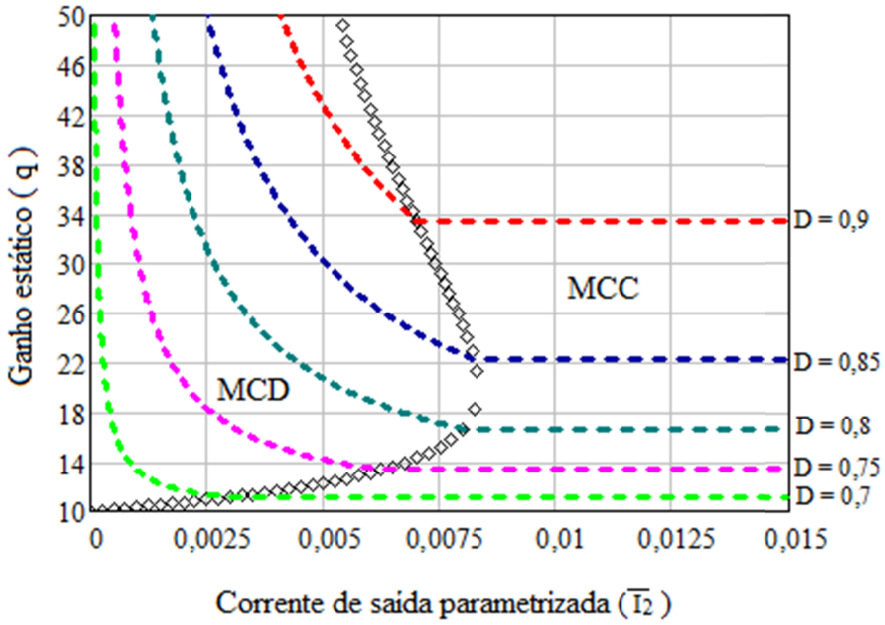
$$q_{1_{MCCr}} = \frac{4\,n_T}{1-\sqrt{1-24\,\overline{I_2}\cdot n_T}} \tag{3.127}$$

3.12 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA UNIFICADA DE SAÍDA

Após toda a análise apresentada neste capítulo se têm as equações necessárias dos ganhos estáticos. Com base nas equações (3.102) e (3.119), as quais representam o ganho estático no MCC e MCD respectivamente, bem como as equações (3.126) e (3.127) dos

ganhos críticos, é possível levantar as características de saída do conversor, como pode ser visualizada na Figura 3.57. As áreas do MCC e do MCD estão separadas com os losangos que correspondem ao limite entre o modo de condução contínuo e modo de condução descontinuo.

Figura 3.57: Característica estática da saída do conversor proposto em R3 para $n_T = 5$.



Finalmente, a partir dos ganhos estáticos calculados para os modos de condução contínuo, descontínuo e crítico em três regiões de operação, a característica de saída unificada do conversor é ilustrada na Figura 3.58. Este gráfico apresenta as curvas para diferentes razões cíclicas em função de corrente de carga parametrizada ($\overline{I_2}$). A partir do gráfico da Figura 3.58, concluir-se que a região descontinua mais ampla ocorre na R1 e dá-se em $\overline{I_2} = 0{,}0419$ com razão cíclica igual a $0{,}17$.

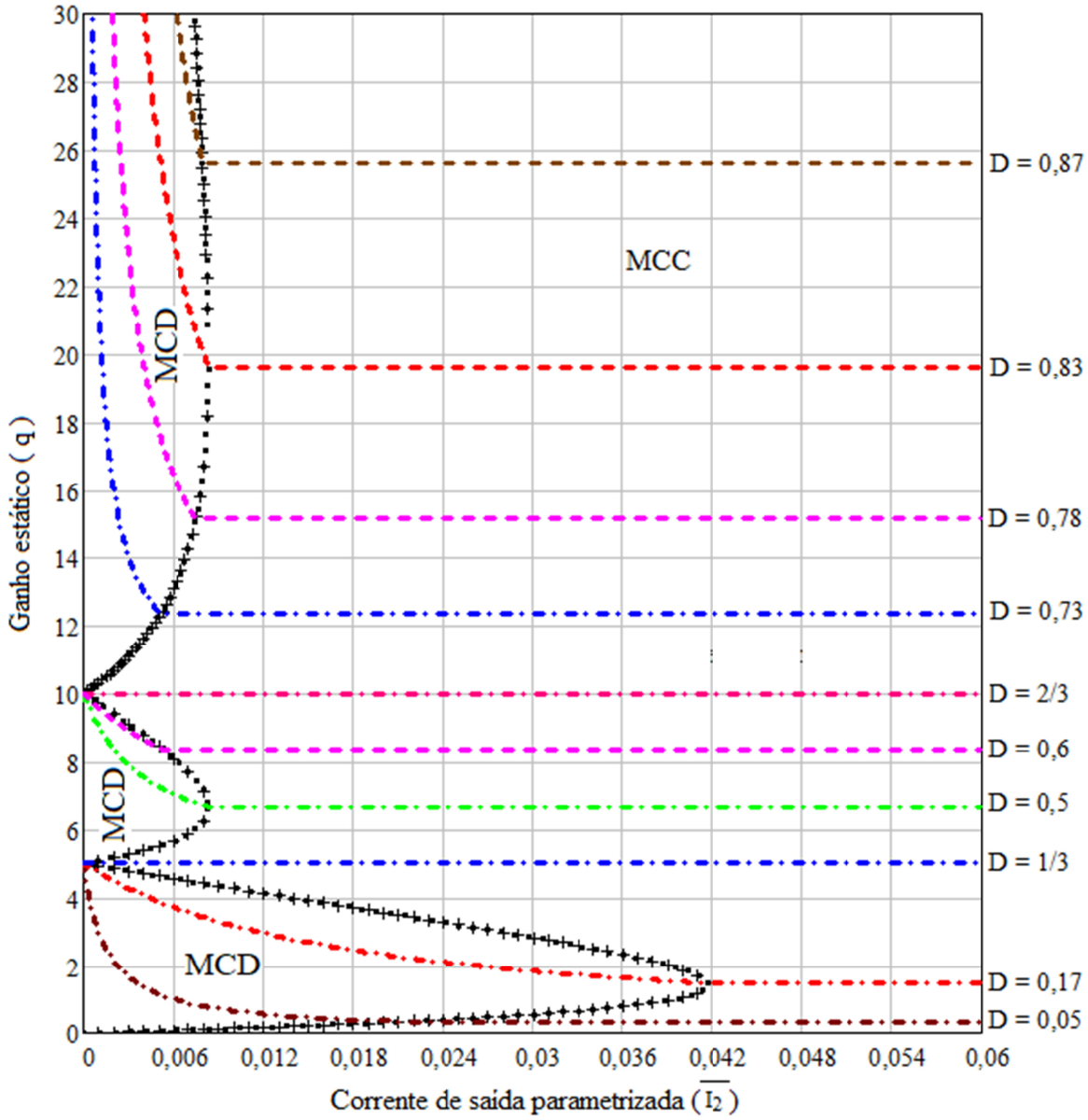
Quando o conversor opera com razão cíclica igual a $1/3$ e $2/3$, obtém-se apenas o modo de condução contínuo em toda faixa de operação, isso significa que o conversor não apresenta ondulação na tensão de saída e nem na corrente de entrada.

No modo de condução descontínuo, tem-se a variação da tensão de saída com a corrente de carga e no modo de condução contínuo a tensão de saída não é alterada pela corrente de carga.

Nas regiões R2 e R3, a área mais ampla no modo de condução descontínuo ocorre para as razões cíclicas de 0,5 e 0,83.

As curvas de característica de saída foram desenhadas em consideração à relação de transformação $n_S = 2.\ n_T = 5$.

Figura 3.58: Característica estática unificada de saída no SD para $n_S = 2$ e $n_T = 5$.



3.13 ANÁLISES DOS ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MCC

A seguir são escritas as equações dos esforços de tensão e corrente nos elementos passivos e ativos do conversor, cuja análise será feita no MCC para R1, R2 e R3 com base nas formas de ondas ideais de corrente e tensão apresentadas anteriormente.

3.13.1 Esforços no indutor acoplado T_F

Os esforços de corrente através do enrolamento primário e secundário do indutor acoplado T_F são apresentados a seguir:

O valor médio da corrente através do indutor L_1, em função da razão cíclica e da corrente de carga, é dado pela equação (3.128).

$$I_{L1_{med}} = \begin{cases} I_2 \dfrac{3\,D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ I_2 \dfrac{2\,n_T}{3\left(1-D\right)} & R2\ e\ R3 \end{cases} \tag{3.128}$$

Na R1, o valor eficaz da corrente do enrolamento L_1 é determinado por:

$$I_{1_{ef}} = I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S}\int_0^{D\,T_s}\left(I_{L1_{med}} / 3\,D\right)^2 dt} \qquad R1 \tag{3.129}$$

A partir da integral apresentada acima, obtém-se:

$$I_{L1_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{3\,D}\cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \qquad R1 \tag{3.130}$$

O valor eficaz da corrente que circula através do indutor L_1 para R2 e R3 é definido pela expressão (3.131):

$$I_{L1_{ef}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3\left(1-D\right)} \qquad R2\ e\ R3 \tag{3.131}$$

O valor médio e eficaz da corrente através de L_2 na R1 pode ser calculado pelas expressões (3.132) e (3.133):

$$I_{L2_{med}} = \frac{3}{T_S}\int_0^{(1-3D)\cdot T_s/3} I_{L1_{med}} / \left(3\,D \cdot n_S\right) dt \qquad R1 \tag{3.132}$$

$$I_{L2_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S}\int_0^{(1-3D)\cdot T_s/3}\left(I_{L2_{med}} / \left(1-3D\right)\right)^2 dt} \qquad R1 \tag{3.133}$$

Resolvendo as equações anteriores se obtém a expressão matemática da corrente média e eficaz do indutor L_2:

$$I_{L2_{med}} = I_2 \frac{n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T}\left(1-3D\right) \qquad R1 \tag{3.134}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_2 \frac{n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T}\sqrt{1-3D} \qquad R1 \tag{3.135}$$

Tal como R2 e R3, não há transferência de energia pelo indutor L_2, então os esforços de correntes são zero.

$$I_{L2\,med} = I_{L2\,ef} = 0 \tag{3.136}$$

3.13.2 Esforços de tensão e corrente no interruptor

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente os interruptores S_1, S_2 e S_3 são apresentados a seguir:

O valor máximo de tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3 é dado pela equação (3.137).

$$V_{S_{max}} = \begin{cases} E_1 + \dfrac{E_2}{n_S} + \dfrac{E_2}{n_T} & R1 \\ 2\dfrac{E_2}{n_T} & R2 \\ \dfrac{3}{2}\dfrac{E_2}{n_T} & R3 \end{cases} \tag{3.137}$$

O valor médio de corrente dos interruptores S_1, S_2 e S_3 é obtido pela equação (3.138)

$$I_{S_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{1\,med}}{3} & R1\ e\ R2 \\ \dfrac{3}{T_S}\left[\displaystyle\int_0^{\frac{(3D-2)\cdot T_s}{3}} \frac{2\,n_T \cdot I_2}{9\left(1-D\right)}dt + \frac{2}{T_S}\int_0^{(1-D)\cdot T_s} \frac{2\,n_T \cdot I_2}{6\left(1-D\right)}dt\right] & R3 \end{cases} \tag{3.138}$$

Então, simplificando a expressão (3.138), tem-se:

$$I_{S_{med}} = \begin{cases} I_2 \dfrac{D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ I_2 \dfrac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} & R2 \\ I_2 \dfrac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} & R3 \end{cases} \tag{3.139}$$

O valor eficaz da corrente através dos interruptores em cada região de operação é dado pela equação (3.140).

$$I_{S_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{1}{T_S}\displaystyle\int_0^{DT_s}\left(\dfrac{I_{S_{med}}}{D}\right)^2 dt} & R1 \\ \sqrt{\dfrac{2}{T_S}\displaystyle\int_0^{(3D-1)T_s/3}\left(\dfrac{n_T\cdot I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt + \dfrac{1}{T_S}\int_0^{(2-3D)T_s/3}\left(\dfrac{2\,n_T\cdot I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt} & R2 \\ \sqrt{\dfrac{3}{T_S}\displaystyle\int_0^{(3D-2)T_s/3}\left(\dfrac{2\,n_T\cdot I_2}{9\left(1-D\right)}\right)^2 dt + \dfrac{2}{T_S}\int_0^{(1-D)T_s}\left(\dfrac{2\,n_T\cdot I_2}{6\left(1-D\right)}\right)^2 dt} & R3 \end{cases} \quad (3.140)$$

A solução desta integral (3.140) define o valor eficaz da corrente dos interruptores S_1, S_2 e S_3

$$I_{S_{ef}} = \begin{cases} I_2\dfrac{\sqrt{D}\cdot n_S\cdot n_T}{3\,D\cdot\left(n_S-n_T\right)+n_T} & R1 \\ I_2\cdot n_T\sqrt{\dfrac{2}{9\left(1-D\right)}} & R2 \\ I_2\dfrac{\sqrt{2}\,n_T}{9\left(1-D\right)}\sqrt{\left(5-3D\right)} & R3 \end{cases} \quad (3.141)$$

3.13.3 Esforços de corrente e tensão nos diodos do retificador trifásico de saída

O valor médio da corrente dos diodos do retificador trifásico de saída é feita pela integral da equação (3.142).

$$I_{D1..6\,med} = \begin{cases} \dfrac{I_{S_{med}}}{n_T} & R1 \\ \dfrac{1}{T_S}\displaystyle\int_0^{(3D-1)T_s/3}\frac{I_2}{3\left(1-D\right)}dt + \frac{1}{T_S}\int_0^{(2-3D)T_s/3}\frac{2\,I_2}{3\left(1-D\right)}dt & R2 \\ \dfrac{1}{T_S}\displaystyle\int_0^{(1-D)T_s}\frac{I_2}{3\left(1-D\right)}dt & R3 \end{cases} \quad (3.142)$$

Assim, o valor médio da corrente em cada diodo será:

$$I_{D1..6\,med} = \begin{cases} I_2\dfrac{D\cdot n_S}{3\,D\cdot\left(n_S-n_T\right)+n_T} & R1 \\ \dfrac{I_2}{3} & R2\,e\,R3 \end{cases} \quad (3.143)$$

O valor eficaz de corrente nos diodos do retificador trifásico pode ser determinado pela equação (3.144):

$$I_{D1..6\,ef} = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{1}{T_S}\displaystyle\int_0^{DT_s}\left(\dfrac{I_{D1..6\,med}}{D}\right)^2 dt} & R1 \\ \sqrt{\dfrac{1}{T_S}\left(\displaystyle\int_0^{(3D-1)T_s/3}\left(\dfrac{I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt + \int_0^{(2-3D)T_s/3}\left(\dfrac{2\,I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt\right)} & R2 \\ \sqrt{\dfrac{1}{T_S}\left(\displaystyle\int_0^{(1-D)T_s}\left(\dfrac{I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt\right)} & R3 \end{cases} \quad (3.144)$$

Resolver esta integral resulta em:

$$I_{D_{1..6}\,ef} = \begin{cases} I_2\,\dfrac{\sqrt{D}\cdot n_S}{3\,D\cdot\left(n_S - n_T\right)+n_T} & R1 \\ I_2\,\dfrac{\sqrt{7-9D}}{3\sqrt{3}\cdot\left(1-D\right)} & R2 \end{cases} \quad (3.145)$$

$$I_{D_{1..6}\,ef} = \frac{I_2}{3\sqrt{\left(1-D\right)}} \qquad R3 \quad (3.146)$$

O valor máximo de tensão nos terminais dos diodos D_1-$_6$ é a tensão de saída.

$$V_{D1..6} = E_2 \qquad R1,\ R2\ e\ R3 \quad (3.147)$$

3.13.4 Esforço de tensão e corrente no diodo do interruptor S_4

O valor médio da corrente no diodo do interruptor S_4 é dada pela expressão (3.148), igual a corrente média através do indutor L_2.

$$I_{D_S4\,med} = \begin{cases} I_{L2\,med} & R1 \\ 0 & R2\ e\ R3 \end{cases} \quad (3.148)$$

$$I_{D_S4\,ef} = \begin{cases} I_{L2\,ef} & R1 \\ 0 & R2\ e\ R3 \end{cases} \quad (3.149)$$

O valor máximo de tensão aplicada sobre o diodo do interruptor S_4 é dada por:

$$V_{D_S4} = \begin{cases} \left(E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)\right) n_S + E_2 & R1 \\ \left(E_1 - \left(E_2 \,/\, 2n_T\right)\right) n_S + E_2 & R2 \\ E_1 \cdot n_S + E_2 & R3 \end{cases} \quad (3.150)$$

3.13.5 Esforço de corrente e tensão no diodo D_7

Na análise das etapas na R1, R2 e R3, nota-se que não há transferência de energia pelo diodo D_7, então os esforços de correntes são nulas. O valor máximo de tensão do diodo D_7 é determinado conforme a equação (3.151).

$$V_{D7} = \begin{cases} E_1 + \left(E_2 \,/\, n_S\right) & R1 \\ E_2 \,/\, n_T & R2 \\ E_2 \,/\, 2\, n_T & R3 \end{cases} \quad (3.151)$$

3.13.6 Esforço no capacitor de saída C_2

O valor eficaz da corrente através do capacitor C_2 é apresentado através da seguinte expressão:

$$I_{C2_{ef}} = \begin{cases} \sqrt{\dfrac{3}{T_S}\displaystyle\int_0^{DT_s}\left(I_2 - \frac{I_{L1_{med}}}{3n_T \cdot D}\right)^2 dt + \frac{3}{T_S}\int_0^{(1-3D)T_s/3}\left(I_2 - \frac{I_{L2_{med}}}{1-3D}\right)^2 dt} & R1 \\ \sqrt{\dfrac{3}{T_S}\left(\displaystyle\int_0^{(3D-1)T_s/3}\left(\frac{I_2}{3\left(1-D\right)} - I_2\right)^2 dt + \int_0^{(2-3D)T_s/3}\left(\frac{2\,I_2}{3\left(1-D\right)} - I_2\right)^2 dt\right)} & R2 \\ \sqrt{\dfrac{3}{T_S}\left(\displaystyle\int_0^{(1-D)T_s}\left(\frac{I_2}{3\left(1-D\right)} - I_2\right)^2 dt + \int_0^{(3D-2)T_s/3}\left(I_2\right)^2 dt\right)} & R3 \end{cases} \quad (3.152)$$

A partir do integral da equação (3.152), obtém-se:

$$I_{C2_{ef}} = \begin{cases} I_2 \dfrac{\left(n_S - n_T\right)\sqrt{3D \cdot \left(1-3D\right)}}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ \dfrac{I_2}{3\left(1-D\right)}\sqrt{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)} & R2 \\ I_2\sqrt{\dfrac{\left(3D-2\right)}{3\left(1-D\right)}} & R3 \end{cases} \quad (3.153)$$

3.14 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram realizadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto, cuja operação é dividida em três intervalos de variação da razão cíclica de comando dos interruptores, quais são $0 \leq D < 1/3$, $1/3 \leq D < 2/3$ e $2/3 < D \leq 1$ denominadas regiões de operação R1, R2 e R3 respectivamente. Logo as seguintes conclusões são feitas:

O conversor é abaixador/elevador de tensão, a qual corresponde à faixa de razão cíclica é $0 \leq D < 1/3$.

Notou-se que a energia armazenada no estágio de entrada é transferida para a saída através do enrolamento secundário do indutor acoplado T_F quando o três interruptores permanecem desligados, ou seja $0 \leq D < 1/3$.

O conversor é elevador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de $E_1 \cdot n_T$ a ∞, a qual corresponde à faixa de razão cíclica de $1/3$ a 1.

Nas regiões R2 e R3, a energia armazenada no estágio de entrada é transferida para a saída através de estágio de transformador Tr.

Observou-se a existência de três modos de operação: contínuo, descontínuo e crítico. Foram apresentados os equacionamentos, a característica de saída, o dimensionamento dos elementos passivos e os esforços nos componentes do conversor.

Este capítulo apresenta, como umas das vantagens desta topologia, o fato de que a frequência apresentada ao filtro de saída e ondulação de corrente na fonte de entrada é três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores. Os casos com D igual a $1/3$ e $2/3$ apresentam ondulação da corrente de entrada praticamente nula. Além disso, a característica de saída mostrou que a área no modo de condução descontínuo na R1 é bem maior que na R2 e R3, o que possibilita que o conversor opere no MCD para R1 e no MCC para R2 e R3.

No capítulo seguinte, apresenta-se a análise do conversor operando no sentido inverso (*SI*).

4 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK TRIFÁSICO OPERANDO NO SENTIDO INVERSO

Neste capítulo será realizada a análise teórica e matemática do conversor no sentido inverso para os modos de condução contínuo, descontínuo e crítico. O comportamento do circuito do conversor no sentido inverso é idêntico ao conversor Flyback convencional, onde no MCC ocorrem duas etapas de operação. Já no MCD, além dessas duas etapas, ocorre mais uma etapa onde a carga será alimentada pelo capacitor de saída C_1.

O conversor proposto nesta operação possibilitará reduzir por exemplo, a tensão cedida pelo barramento CC da micro rede (*DC microgrid bus*) para um nível apropriado de tensão de baterias ou supercapacitores. Na operação do conversor no sentido inverso, o capacitor de saída C_1, a carga R_1, o indutor acoplado T_F (indutor do primário L_2 e do secundário L_1) e a fonte de alimentação E_2 constituem um conversor Flyback, com a corrente fluindo da rede para a bateria (carga).

Serão apresentadas as etapas de operação do conversor, as principais formas de onda, a característica de transferência estática, bem como a característica externa e os esforços dos componentes do conversor.

4.1 MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

Analisando o circuito da Figura 2.14, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento no MCC com comando único do interruptor S_4, para uma modulação PWM convencional. Neste, a corrente do indutor L_1 não se anula durante a transferência de energia para a carga.

4.1.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCC

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Nesta etapa, o interruptor S_4 está conduzindo e o diodo D_7 está inversamente polarizado; a fonte de alimentação E_2 fornece energia para a magnetização do enrolamento primário L_2 do indutor acoplado (T_F). A tensão aplicada no L_2 é a tensão de entrada (E_2) e a corrente do interruptor S_4 é igual à corrente de magnetização i_1. Durante esta etapa, o capacitor C_1 alimenta a carga, conforme apresentado na Figura 4.1.

Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Em $t = t_1$,o interruptor S_4 entra em bloqueio polarizando diretamente o diodo D_7. A energia armazenada no L_2 é transferida para a saída através do diodo D_7. A tensão de saída refletida para o primário do indutor acoplado (E_1/n_S')

é aplicada aos terminais do indutor L_2. O circuito equivalente apresentado na Figura 4.2 serve para representação da segunda etapa de operação, que é finalizada em t_2, onde é encerrado um período de comutação do conversor.

Figura 4.1: Primeira etapa de operação no MCC

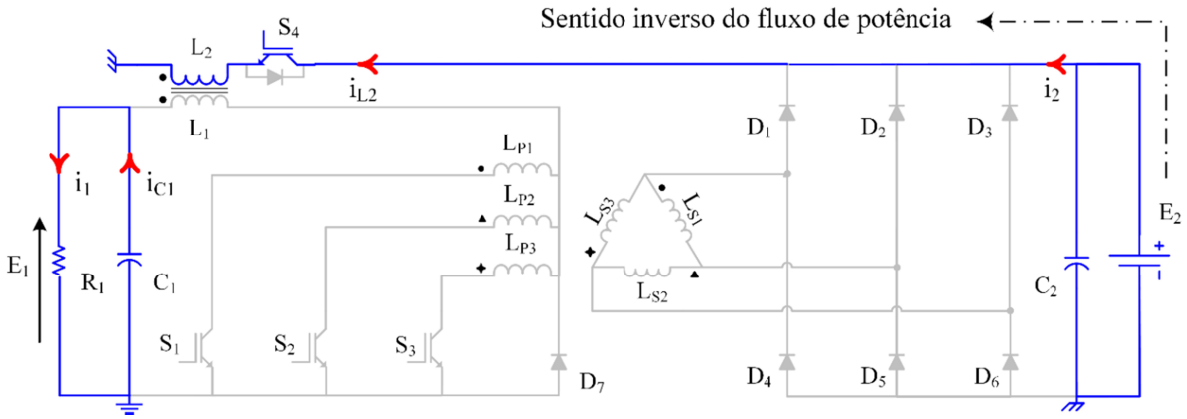
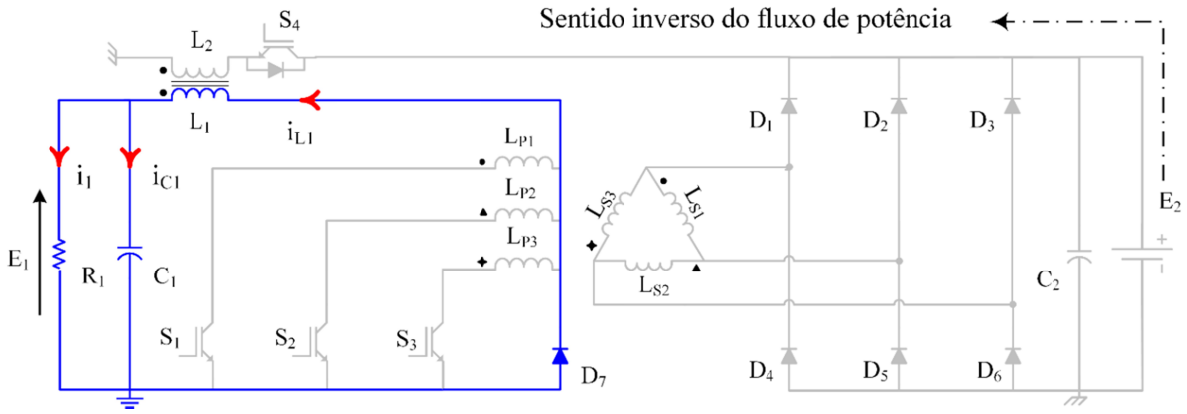


Figura 4.2: Segunda etapa de operação no MCC



4.1.2 Formas de ondas básicas

O conversor operando no modo de condução contínuo apresenta as formas de onda na Figura 4.3, com seus intervalos de tempo que correspondem a cada etapa de operação.

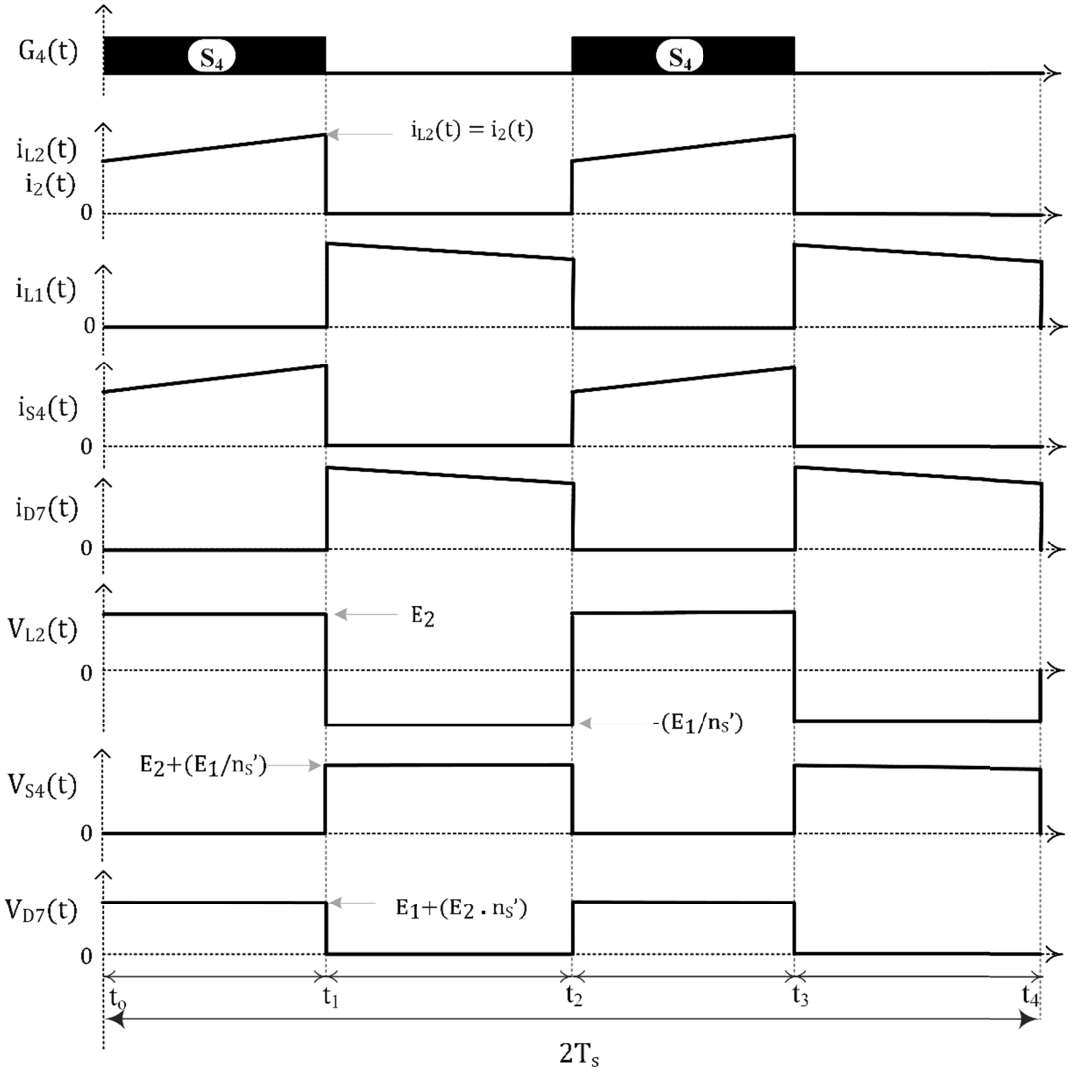
O intervalo do tempo de cada etapa de operação do conversor em modo de condução contínuo para o sentido inverso do fluxo de potência é dado pela expressão (4.1).

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_o = D \cdot T_S \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \left(1 - D\right) \cdot T_S \end{cases} \tag{4.1}$$

A relação de transformação do indutor acoplado no sentido inverso é definida por meio da equação (4.2), onde n_S é a relação entre o número de espiras do enrolamento secundário e primário do indutor acoplado ($n_S = n_{L2}/n_{L1}$).

$$n_S^{'} = 1 / n_S \tag{4.2}$$

Figura 4.3: Principais formas de onda idealizadas no MCC



4.1.3 Equacionamentos e característica ideal de transferência estática

Neste item são apresentadas as expressões da corrente e tensão dos componentes do conversor para os diferentes intervalos de tempo em modo de condução descontínuo em regime permanente.

A tensão instantânea do indutor de entrada L_2 é dada pela equação (4.3).

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} E_2 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ -\dfrac{E_1}{n_S^{'}} & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{4.3}$$

A tensão instantânea do indutor L_1 é determinada por meio da equação (4.4):

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} E_2 \cdot n_S^{'} & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ -E_1 & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \quad (4.4)$$

As tensões instantâneas sobre o interruptor S_4 e o diodo D_7 são definidas pelas expressões (4.5) e (4.6).

$$V_{S4}(t) = \begin{cases} 0 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ E_2 + \left(E_1 \,/\, n_S^{'} \right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \quad (4.5)$$

$$V_{D7}(t) = \begin{cases} E_1 + \left(E_2 \cdot n_S^{'} \right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \quad (4.6)$$

As correntes instantâneas através dos indutores L_2 e L_1 são dadas pelas equações (4.7) e (4.8), respectivamente.

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} i_2(t_o) + \dfrac{E_2}{L_2} \cdot \left(t - t_o \right) & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \quad (4.7)$$

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} 0 & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ \dfrac{i_2(t_1)}{n_S^{'}} - \dfrac{E_1}{L_1} \cdot \left(t - t_1 \right) & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \quad (4.8)$$

4.1.4 Ganho estático em MCC

O ganho estático ideal do conversor proposto pode ser analisado a partir as etapas de operação, mostradas na Figura 4.3, e definido pela relação da tensão de saída (E_1) e a tensão de fonte de alimentação (E_2). Num período de comutação, a energia acumulada no indutor L_2 é transferida para a carga pelo indutor L_1. O ganho estático no sentido inverso pode ser determinado a partir do balanço de fluxo no indutor L_2 em um período de comutação, conforme descrito na equação (4.9).

$$V_{L2_{med}} = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{\Delta t_1} E_2 \, dt + \int_0^{\Delta t_2} -\frac{E_1}{n_S^{'}} dt \right) \quad (4.9)$$

Expressando os intervalos de operação em função da razão cíclica, tem-se:

$$\frac{1}{T_S} \cdot \left(\left(E_2 \cdot D \cdot T_S \right) - \frac{E_1}{n_S^{'}} \cdot \left(1 - D \right) \cdot T_S \right) = 0 \quad (4.10)$$

Desenvolvendo a expressão (4.10), obtém-se a relação da tensão de saída (E_1) e tensão de entrada (E_2) do conversor dada pela expressão (4.11).

$$q_{MCC} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{D \cdot n_S^{'}}{\left(1-D\right)} = \frac{D}{n_S \cdot \left(1-D\right)} \tag{4.11}$$

Observando a equação (4.11), chega-se à conclusão que o ganho estático é igual à do conversor Flyback clássico [73] e do conversor CC-CC Flyback bidirecional com ZCS [74]. Na Figura 4.4, é traçada a relação da tensão de saída e de entrada em função da razão cíclica do conversor.

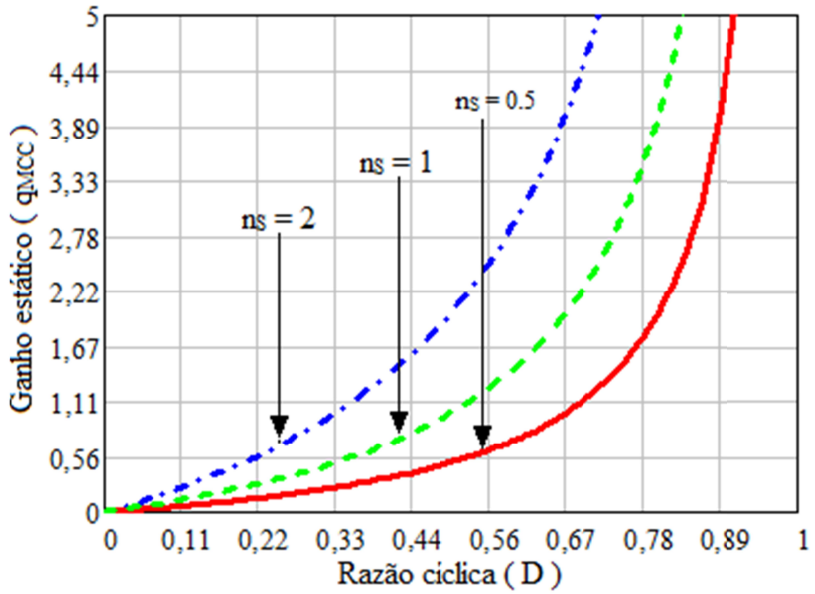
4.1.5 Dimensionamento do indutor de entrada (T_F) e o capacitor de saída (C_1)

A partir da equação instantânea da tensão no indutor L_2 na primeira etapa de operação, obtém-se a ondulação de corrente no indutor L_2, conforme apresentados nas expressões (4.12) e (4.13).

$$V_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t_1} \tag{4.12}$$

$$E_2 = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{D \cdot T_S} \tag{4.13}$$

Figura 4.4: Ganho estático no MCC



A relação entre a tensão de entrada e a saída em função da razão cíclica, é definida pela equação (4.14).

$$E_2 = \frac{E_1\left(1-D\right)}{D \cdot n_S^{'}} \tag{4.14}$$

Sabendo que $\Delta I_{L2} = \Delta I_2$, e ainda substituindo-se (4.14) em (4.13), finalmente a ondulação de corrente de entrada é expresada pela equação (4.15).

$$\Delta I_2 = \frac{E_1 \cdot \left(1-D\right)}{L_2 \cdot f_S \cdot n_S^{'}} \tag{4.15}$$

A indutância do L_2 é calculada isolando-a na expressão (4.15), assim obtém-se a expressão (4.16).

$$L_2 = \frac{E_1 \cdot \left(1-D\right)}{\Delta I_2 \cdot f_S \cdot n_S^{'}} \tag{4.16}$$

A variação de tensão do capacitor ocorre na primeira etapa, pois ele está sendo descarregado pela ação da corrente de carga (i_1). Para calcular o capacitor de saída C_1, utiliza-se a teoria do balanço de carga no capacitor através da integral da equação (4.17).

$$-\Delta E_1 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_o^{\Delta t_1} i_{C_1}(t) \cdot dt \tag{4.17}$$

Durante a primeira etapa de operação, a corrente que circula pelo capacitor C_2 é a corrente de carga R_2, ou seja $i_{C1}(t) = -i_1(t)$, a equação (4.17) pode ser reescrita na forma seguinte:

$$-\Delta E_1 = -\frac{1}{C_1} \cdot \int_o^{D \cdot T_s} i_1(t) \cdot dt \tag{4.18}$$

Resolvendo a expressão (4.18), obtém-se:

$$\Delta E_1 = \frac{D \cdot I_1}{f_S \cdot C_1} \tag{4.19}$$

O valor da capacitância necessária é determinado a partir do valor da ondulação de tensão de saída, obtendo-se:

$$C_1 = \frac{D \cdot I_1}{f_S \cdot \Delta E_1} \tag{4.20}$$

4.2 MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUO

As etapas de operação do conversor operando em MCD são semelhantes às etapas do conversor operando em MCC, exceto pelo surgimento de etapa intermediária em que a corrente no indutor acoplado é nula. Dessa forma, no MCD o conversor apresenta três etapas de operação em um período de comutação.

4.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCD

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Esta etapa é simétrica à primeira etapa do MCC e inicia-se quando o interruptor S_4 entra em condução e o diodo D_7 é polarizado reversamente. A tensão sobre o indutor L_2 é igual à tensão de fonte de alimentação, e a corrente de entrada flui através de L_2 e S_4. A Figura 4.1 ilustra esta etapa.

Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Esta etapa é simétrica à segunda etapa do MCC com a diferença no tempo de condução do interruptor S_4. Em $t = t_1$, o interruptor S_4 entra em bloqueio polarizando diretamente o diodo D_7. O indutor L_1 passa a transferir a energia que foi armazenada no L_2 através o diodo D_7. O circuito equivalente mostrado na Figura 4.2 é finalizado em t_2, onde a corrente no L_1 é nula.

Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Essa etapa é característica da condução descontínua. Nessa etapa, toda a energia armazenada em L_2 foi transferida para a carga (R_1). Com isso, o diodo D_7 entra em bloqueio e o capacitor C_1 alimenta a carga, conforme apresentado na Figura 4.5. No final desta operação, é encerrado um período de comutação do conversor.

4.2.2 Formas de ondas básicas

O conversor operando no modo de condução descontínuo apresenta as formas de onda das tensões e correntes na Figura 4.6, com seus intervalos de tempo correspondentes a cada etapa de operação.

4.2.3 Ganho estático em MCD

Na operação do modo de condução descontínuo, a energia consumida pela fonte de entrada é determinada pela expressão (4.21).

$$W_2 = \frac{1}{2} E_2 \cdot I_{L2\,max} \cdot D \cdot T_S \tag{4.21}$$

Supondo, desta forma, que a corrente no indutor L_2 cresça linearmente durante o intervalo de tempo no qual o interruptor esteja conduzindo, obtém-se:

$$I_{L2\,max} = \Delta I_{L2} = \frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2} \tag{4.22}$$

Figura 4.5: Terceira etapa de operação no MCD

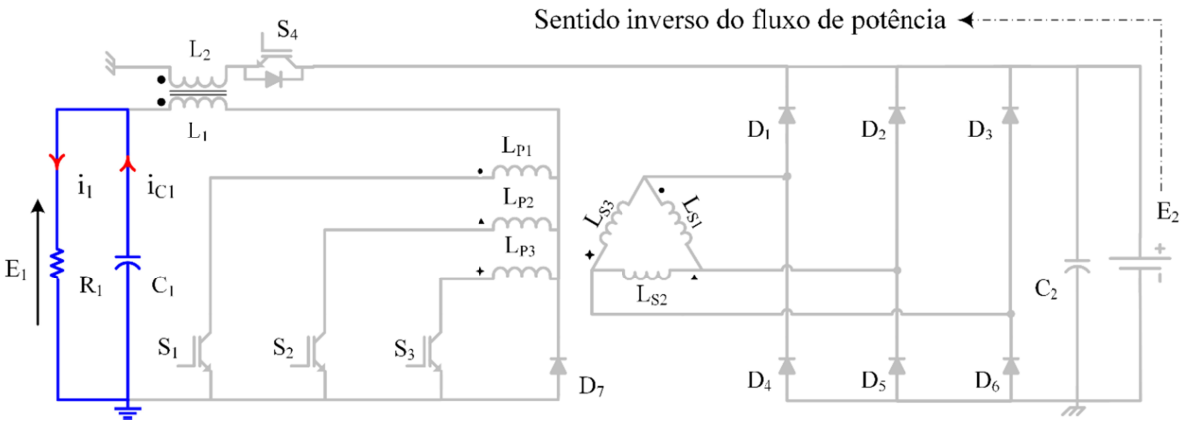
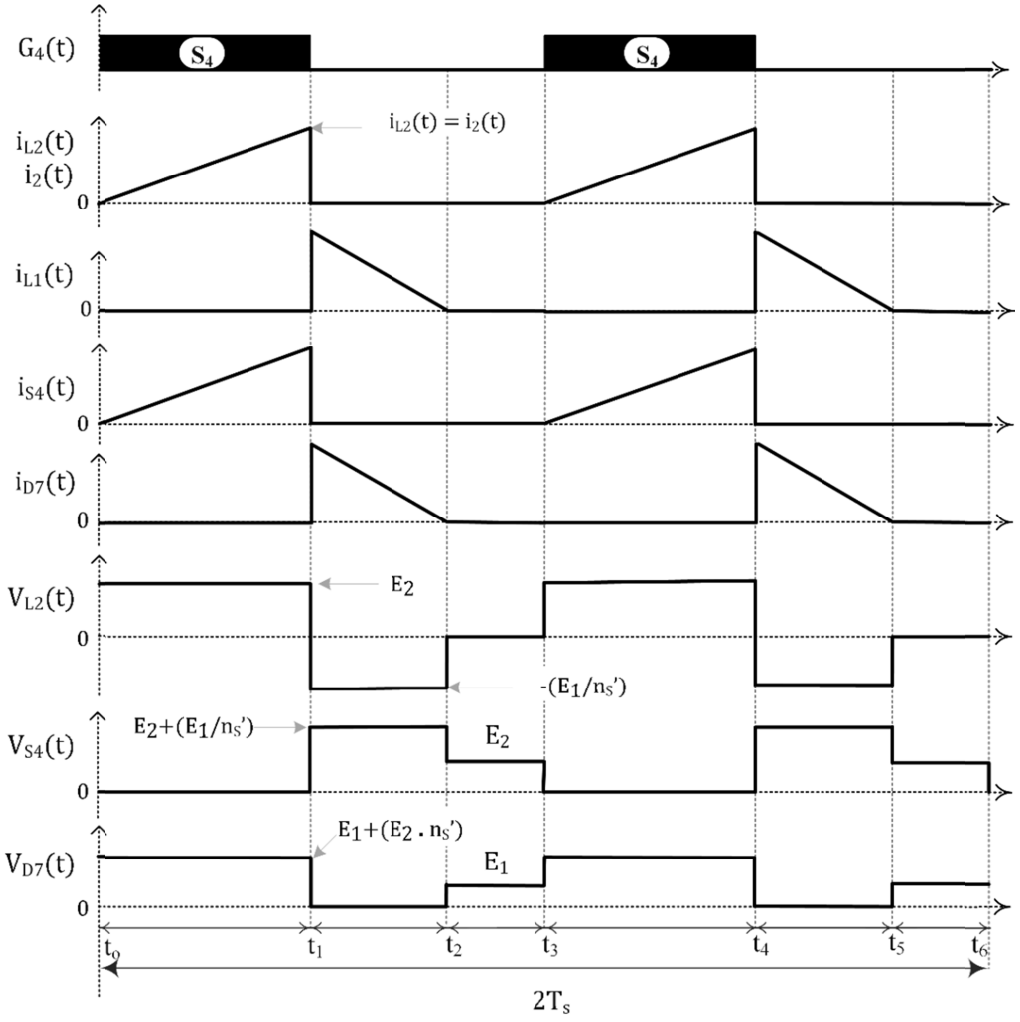


Figura 4.6: Principais formas de onda idealizadas no MCD



Substituindo a expressão de $I_{L2_{max}}$ em (4.21), tem-se a expressão (4.23).

$$W_2 = \frac{1}{2}\frac{{E_2}^2 \cdot D^2 \cdot {T_S}^2}{L_2} \tag{4.23}$$

Aplicando o princípio da conservação da energia, a equação é expressada como segue:

$$\frac{1}{2}\frac{{E_2}^2 \cdot D^2 \cdot {T_S}^2}{L_2} = E_1 \cdot I_1 \cdot T_S \tag{4.24}$$

Trabalhando a equação anterior, obtém-se a relação entre a tensão de saída pela entrada, dada pela expressão (4.25).

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2\,L_2 \cdot f_S \cdot I_1}{E_2}\frac{1}{D^2} \tag{4.25}$$

Finalmente, o ganho estático no sentido inverso para MCD é apresentado pela equação (4.26)

$$q_{MCD} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{D^2}{\overline{I_1}} \tag{4.26}$$

Onde a corrente parametrizada de carga é definida pela equação:

$$\overline{I_1} = \frac{2\,L_2 \cdot f_S \cdot I_1}{E_2} \tag{4.27}$$

4.2.4 Modo de condução crítico

No MCCr, a corrente do indutor L_1 anula-se exatamente no final de um período de operação, ou seja, na fronteira entre os dois modos de operação a corrente mínima do indutor L_1 se torna igual a zero.

Em regime permanente, o pico de corrente no indutor L_2 na primeira etapa de armazenamento é definido pela equação (4.28):

$$I_{L2_{max}} = \frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2} \tag{4.28}$$

De outra forma, a relação entre o valor pico e médio de corrente do indutor L_2, em função da razão cíclica, é dada pela seguinte expressão:

$$I_{L2_{max}} = \frac{2\,I_{2_{med}}}{D} \tag{4.29}$$

Igualando as expressões (4.28) e (4.29), e na sequência isolando a indutância L_2, é dada a seguinte equação:

$$L_2 = \frac{E_2 \cdot D^2 \cdot T_S}{2\,I_{2_{med}}} \tag{4.30}$$

Sabe-se que o valor médio de corrente da fonte de alimentação, em função da corrente de carga e do ganho estático, é dado por:

$$I_{2_{med}} = \frac{I_1 \cdot D \cdot n_S^{'}}{(1-D)} \tag{4.31}$$

Substituindo a expressão (4.31) em (4.30), tem-se a indutância crítica, ou seja, o valor mínimo do indutor que garanta a condução contínua.

$$L_{2_{MCCr}} = \frac{E_2}{2\,f_S \cdot I_1}\frac{\left(1-D\right)\cdot D}{n_S^{'}} \tag{4.32}$$

A indutância no MCD é dimensionada a partir de qualquer valor de L_2 dentro do intervalo apresentado pela expressão (4.33):

$$0 \le L_{2_{MCD}} \le \frac{E_2}{2\,f_S \cdot I_1}\frac{\left(1-D\right)\cdot D}{n_S^{'}} \tag{4.33}$$

No modo de condução crítico, os ganhos estáticos calculados no modo de condução contínuo e descontínuo são iguais. A partir desta definição, igualando-se as equações (4.11) e (4.26), obtém-se:

$$\frac{D \cdot n_S^{'}}{\left(1-D\right)} = \frac{D^2}{\overline{I_1}} \tag{4.34}$$

Trabalhando a expressão (4.34), e reorganizando as variáveis para o razão cíclicas crítica, tem-se:

$$D_{Cr} = \left| \frac{1-\sqrt{1-4\,\overline{I_1}\cdot n_S^{'}}}{2} \right| \quad \frac{1+\sqrt{1-4\,\overline{I_1}\cdot n_S^{'}}}{2} \tag{4.35}$$

A expressão do ganho estático no sentido inverso para o modo de condução crítico do conversor está apresentada em (4.36) e (4.37) a partir da substituição da expressão (4.35) em (4.26).

$$q_{1_{MCCr}} = \frac{\left(1 - \sqrt{1 - 4\,\overline{I_1} \cdot n_S^{'}}\right)^2}{4\,\overline{I_1}} \tag{4.36}$$

$$q_{2_{MCCr}} = \frac{\left(1 + \sqrt{1 - 4\,\overline{I_1} \cdot n_S^{'}}\right)^2}{4\,\overline{I_1}} \tag{4.37}$$

4.3 CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DA SAÍDA

Com as equações (4.11), (4.26), (4.36) e (4.37), é possível traçar as curvas que representam a característica estática de saída do conversor operando no sentido inverso. A Figura 4.7 apresenta a característica externa do conversor para diversos valores de razão cíclica. Observa-se que na região de descontinuidade da corrente, o ganho estático é inversamente proporcional com a variação de carga e na continuidade, o ganho é independente a carga (corrente de carga parametrizada). Além disso, a limite entre o MCC e o MCD o ponto para o maior valor de $\overline{I_1}$ ocorre em $\overline{I_1} = 0.5$, com razão cíclica igual a 0.5. As curvas de característica de saída foram desenhadas para a relação de transformação $n_S' = 1/n_S = 1/2$. e $n_T = 5$.

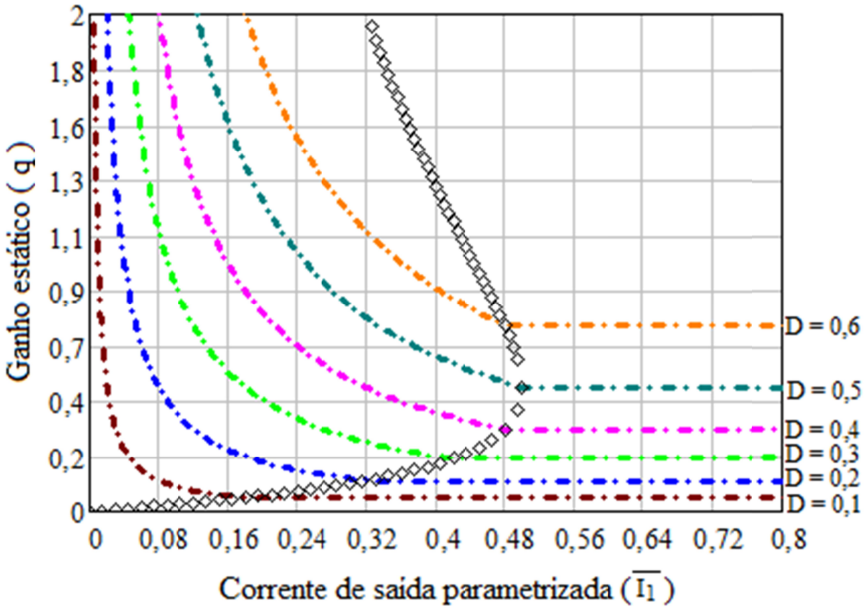
4.4 RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO (n_S) DO INDUTOR ACOPLADO

Pode-se observar nas características de saída do conversor que as áreas do MCD no sentido direto e inverso são diferentes, conforme apresentado na Figura 3.58 e Figura 4.7, e nota-se que o conversor possibilita dois modos de operação diferentes. Na primeira possibilidade, o conversor opera em MCC em dois sentidos, lembrando que os ganhos estáticos em MCC no sentido direto e inverso do fluxo de potência são dados por (4.38) e (4.39):

$$q_{MCC_SD} = \frac{2}{3}\frac{n_T}{\left(1 - D_{SD}\right)} \tag{4.38}$$

$$q_{MCC_SI} = \frac{D_{SI} \cdot n_S^{'}}{\left(1 - D_{SI}\right)} \tag{4.39}$$

Figura 4.7: Característica estática de saída do conversor no sentido inverso



Onde: D_{SD} é o valor da razão cíclica no sentido direto do fluxo de potência e D_{SIN} é o valor da razão cíclica no sentido inverso do fluxo de potência.

Sabe-se que os ganhos estáticos em dois sentidos são inversamente proporcionais, de outra maneira $q_{MCC_SD} = 1/q_{MCC_SIN}$. Substituindo as equações (4.38) e (4.39) nesta definição, obtém-se:

$$\frac{2}{3}\frac{n_T}{1-D_{SD}} = \frac{\left(1-D_{SI}\right)}{D_{SI}\cdot n_S^{'}} \tag{4.40}$$

Trabalhando a equação anterior, se obtém a relação de transformação n_S do indutor acoplado T_F na primeira possibilidade, o que é definido pela expressão (4.41).

$$n_S = \frac{2\,n_T\cdot D_{SI}}{3\left(1-D_{SD}\right)\cdot\left(1-D_{SI}\right)} \tag{4.41}$$

A segunda possibilidade considera o conversor operando em MCC no sentido direto e o MCD no sentido inverso. Utilizando o mesmo método citado anteriormente, chega-se à expressão (4.42).

$$\frac{2}{3}\frac{n_T}{\left(1-D_{SD}\right)} = \frac{\overline{I_1}}{{D_{SI}}^2} \tag{4.42}$$

Substituindo a expressão (4.27) da corrente parametrizada da carga em (4.42):

$$\frac{2}{3}\frac{n_T}{1-D_{SD}} = \frac{2\,L_2 \cdot f_S \cdot I_1}{{D_{SI}}^2 \cdot E_2} \tag{4.43}$$

Trabalhando a equação anterior, se obtém a relação da transformação n_S para a segunda possibilidade, que é dada pela expressão (4.44).

$$n_S = \sqrt{\frac{n_T \cdot {D_{SI}}^2 \cdot q_{SD} \cdot R_2}{3\left(1-D_{SD}\right) \cdot f_S \cdot L_1}} \tag{4.44}$$

Onde q_{SD} representa o ganho estático em MCC no sentido direto

4.5 ANÁLISES DOS ESFORÇOS DO CONVERSOR NO MCC

A seguir é feita a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor operando no sentido inverso para o modo de condução contínuo. Para simplificar a metodologia de projeto, os esforços são obtidos em condições nominais durante um período da comutação.

4.5.1 Esforços de tensão e corrente no interruptor S_4

O valor máximo de tensão em que fica submetido o interruptor S_4 do conversor, desconsiderando a indutância parasita que pode causar sobretensão é apresentado pela expressão (4.45):

$$V_{S4_{max}} = \frac{E_1}{n_S^{'}} + E_2 \tag{4.45}$$

O valor médio de corrente no interruptor S_4 é determinado pelo ganho estático e o valor médio de corrente na carga. Assim, a equação (4.46) mostra o cálculo do valor médio de corrente no interruptor.

$$I_{S4_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_S^{'}}{\left(1-D\right)} \tag{4.46}$$

A equação que define o valor eficaz de corrente no interruptor S_4 é dada por (4.47):

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{DT_s}\left(I_2 \frac{n_S^{'}}{\left(1-D\right)}\right)^2 dt} \tag{4.47}$$

A equação (4.48) é obtida a partir a solução da equação (4.47).

$$I_{S4_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{D} \cdot n_S^{'}}{\left(1-D\right)} \tag{4.48}$$

4.5.2 Esforços no indutor acoplado T_F

O valor médio e eficaz de corrente que circula pelo enrolamento L_2 do indutor acoplado T_F é igual ao valor médio e eficaz de corrente do interruptor S_4, conforme as expressões (4.46) e (4.48).

O valor médio da corrente que circula pelo enrolamento L_1 do indutor acoplado T_F é dado pela equação (4.49).

$$I_{L1_{med}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_1}{\left(1-D\right)} dt = I_1 \tag{4.49}$$

O valor eficaz da corrente no enrolamento L_1 é determinado pela expressão (4.50).

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_1}{\left(1-D\right)}\right)^2 dt} \tag{4.50}$$

Resolvendo a expressão (4.50), obtém-se o valor eficaz da corrente no indutor L_1 definida por (4.51):

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_1}{\sqrt{1-D}} \tag{4.51}$$

4.5.3 Esforços de corrente e tensão no diodo D_7

O valor médio e eficaz de corrente no diodo D_7 possui o mesmo valor médio e eficaz no enrolamento L_1 do indutor acoplado, ou seja:

$$\begin{cases} I_{D7_{med}} = I_{L1_{med}} \\ I_{D7_{ef}} = I_{L1_{ef}} \end{cases} \tag{4.52}$$

O valor máximo de tensão aplicada sobre o diodo do interruptor D_7 é definida por:

$$V_{D7} = E_1 + \left(E_2 \cdot n_S^{'}\right) \tag{4.53}$$

4.5.4 Esforço no capacitor de saída C_1

O valor máximo de tensão aplicada sobre o capacitor do filtro de saída (C_1) é dado pela expressão (4.54):

$$V_{C1} = E_1 \tag{4.54}$$

O valor eficaz de corrente que circula pelo capacitor do filtro de saída C_1 é dado pelo integral da expressão (4.55).

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\int_0^{D\cdot T_s} \left(-I_1\right)^2 dt + \int_0^{(1-D)\cdot T_s} \left(\frac{I_1}{1-D} - I_1\right)^2 dt} \tag{4.55}$$

Resolvendo a equação (4.55), obtém-se a equação (4.56).

$$I_{C1_{ef}} = I_1\sqrt{\frac{D}{1-D}} \tag{4.56}$$

4.6 CONCLUSÃO

Foram apresentadas as análises qualitativas e quantitativas do conversor proposto, operando com a variação da razão cíclica de comando dos interruptores entre $0 \leq D < 1$, na qual apenas um interruptor conduziu (S_4).

Neste capítulo, foram descritas as etapas de operações e exibidas as formas de onda idealizadas, tanto no MCC, como no MCD. Foram feitos os cálculos dos esforços de tensão e corrente dos principais componentes do conversor, além de mostrar a característica externa de saída.

A expressão da relação de transformação n_S depende do modo de operação do conversor.

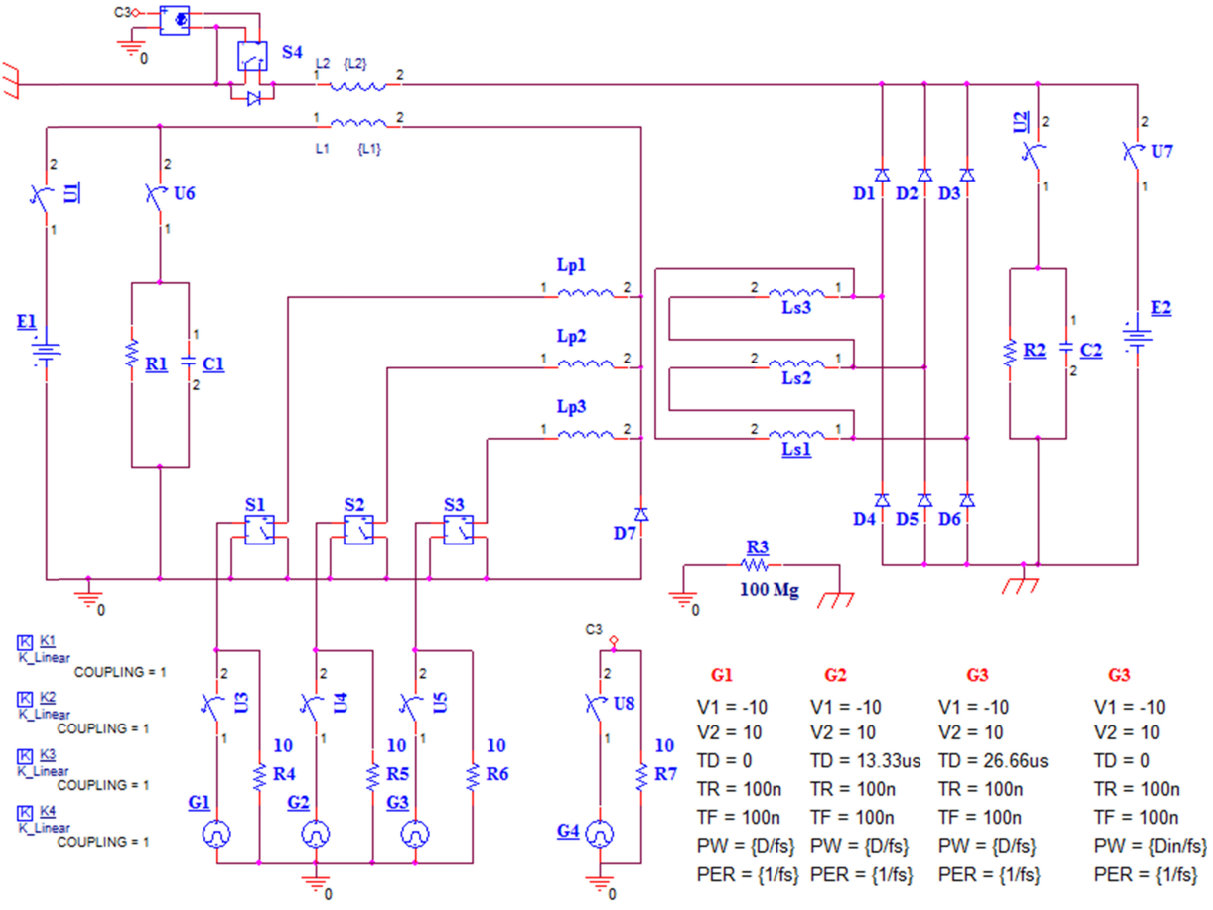
A análise realizada do conversor proposto mostra que o ganho estático é igual o das topologias que foram geradas a partir dos circuitos básicos conhecidos como flyback ou buck-boost isolado.

No capítulo 5, apresentam-se os resultados de simulação do conversor operando no modo de condução contínuo.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA I

Este capítulo tem como objetivo validar o princípio de operação e os estudos analíticos do conversor proposto realizado nos capítulos 2 e 3, por meio de simulação, e para isso serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais componentes do conversor operando em todas as regiões. Além disso, é apresentada uma tabela comparativa mostrando uma análise entre os valores obtidos na simulação e os valores teóricos calculados. Os resultados de simulação foram obtidos através do programa ORCAD versão 16.3, sendo o circuito simulado apresentado na Figura 5.1. No circuito de simulação, considera-se que todos os componentes são ideais e sem indutâncias de dispersão no transformador Tr e no indutor acoplado T_F, bem como o acoplamento unitário entre bobinas primárias e secundárias.

Figura 5.1: Circuito esquemático da topologia I no ORCAD



5.1 RESULTADO DA SIMULAÇÃO NO SD DO FLUXO DE POTÊNCIA

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação no modo de condução contínuo (MCC) para R1, R2 e R3. As especificações do circuito de potência utilizadas na

simulação são apresentadas na Tabela 5.1, bem como os cálculos dos componentes para a simulação estão dispostos no Apêndice I.

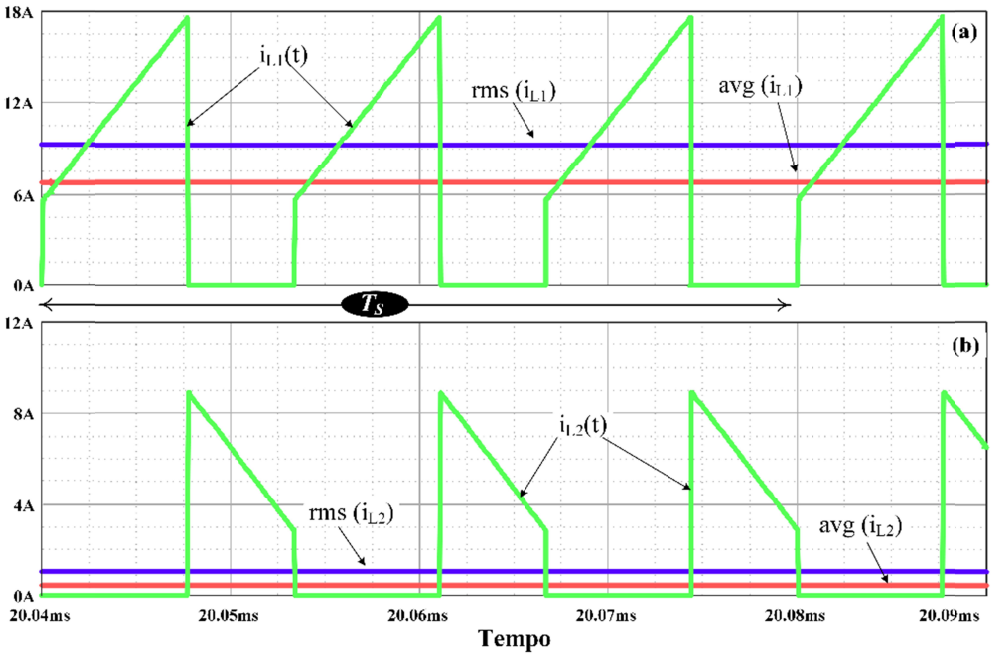
Tabela 5.1: Especificações do projeto para a simulação no MCC.

Descrição dos parâmetros	R1	R2	R3
Potência de saída (P_2)	500 W	4 kW	2,5 kW
Tensão de entrada (E_1)	75 V	75 V	40 V
Tensão de saída (E_2)	130 V	450 V	450 V
Razão cíclica (D)	0,19	0,444	0,704
Ondulação de corrente de entrada (Δi_1)	12 A	4,3 A	2 A
Ondulação de tensão de saída (ΔE_2)	2 V	3 V	3 V
Frequência de comutação (f_S)	25 kHz		
Relação de transformação (n_S)	2		
Relação de transformação (n_T)	5		

5.1.1 Resultado de simulação para R1

A Figura 5.2 mostra a corrente no indutor L_1 e no interruptor L_2 para razão cíclica igual a 0,19. Observa-se que a ondulação de corrente é aproximadamente 12 A e sua frequência é o triplo da frequência de comutação, conforme esperado. Verifica-se ainda que a energia armazenada no indutor L_1 é transferida para a carga através do indutor L_2 e os valores simulados dos esforços de corrente em L_1 e L_2 são praticamente iguais aos valores calculados.

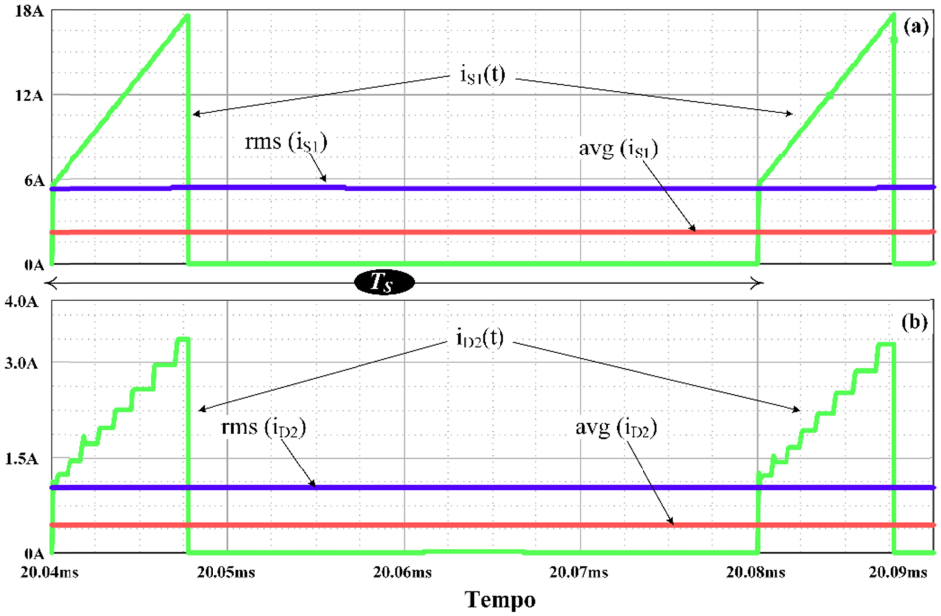
Figura 5.2: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



A Figura 5.3 (a) apresenta a corrente e seus esforços do interruptor S_1. Observa-se que os valores de corrente média e eficaz são praticamente iguais aos valores calculados; já na Figura 5.3 (b) tem-se as formas de ondas de corrente e seus esforços do diodo D_2, onde

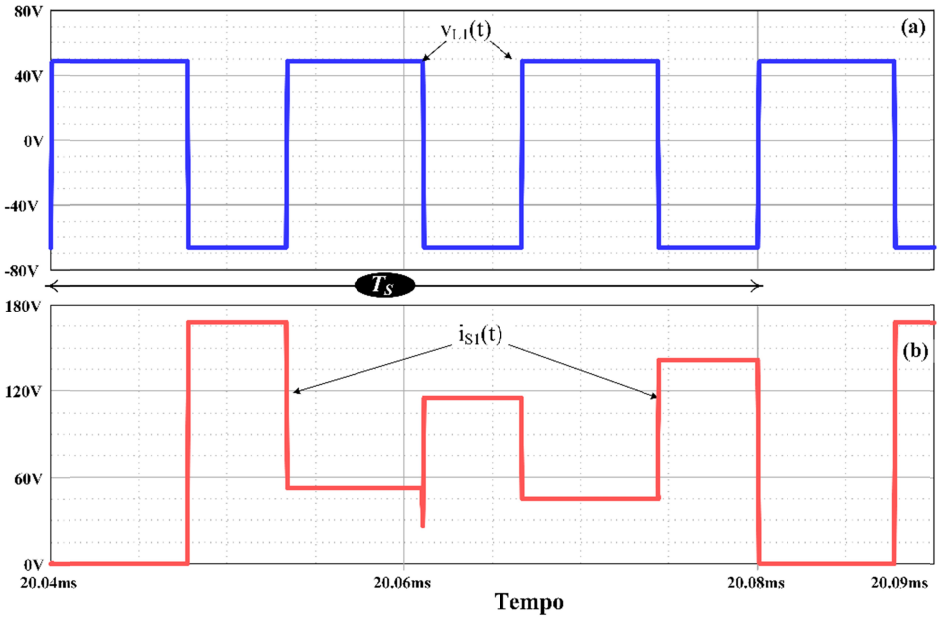
pode-se notar que não há diferença entre os valores simulados e calculados dos esforços de corrente.

Figura 5.3: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC



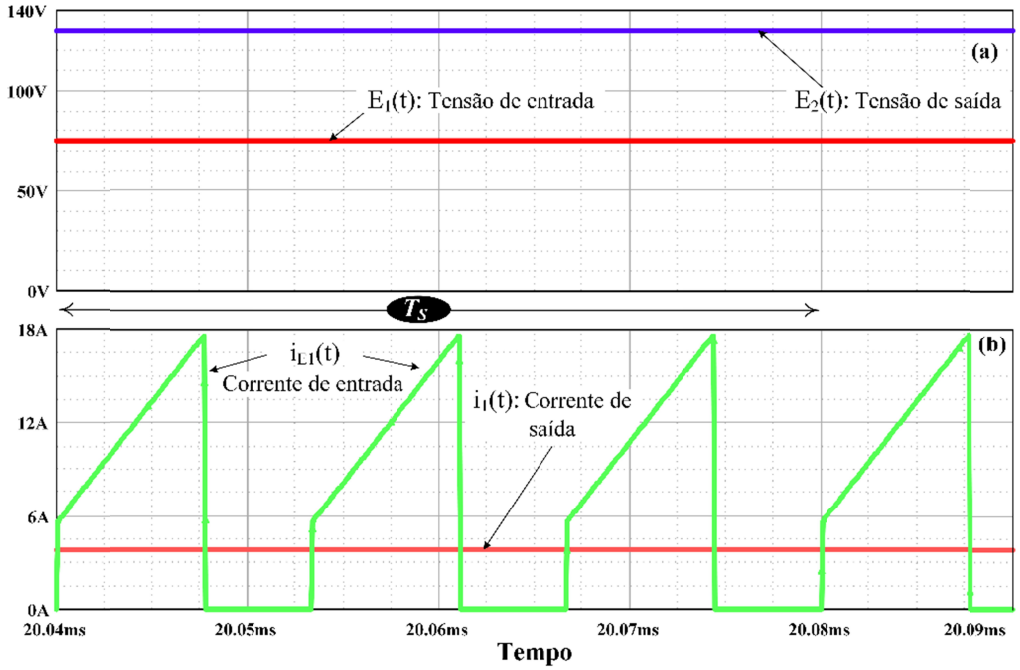
A tensão sobre o indutor L_1 e o interruptor S_1 pode ser verificada por meio da Figura 5.4, com esforço de tensão esperado. Observa-se que a forma de onda de tensão no interruptor S_1 apresenta o valor máximo de tensão de acordo apresentado na Tabela 5.2.

Figura 5.4: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC



A corrente de entrada e a corrente de saída podem ser observadas e verificadas na Figura 5.5. Nota-se que a corrente de entrada visualizada na janela (b) é contínua e o valor do ganho estático calculado poder ser verificado através da Figura 5.5 (a).

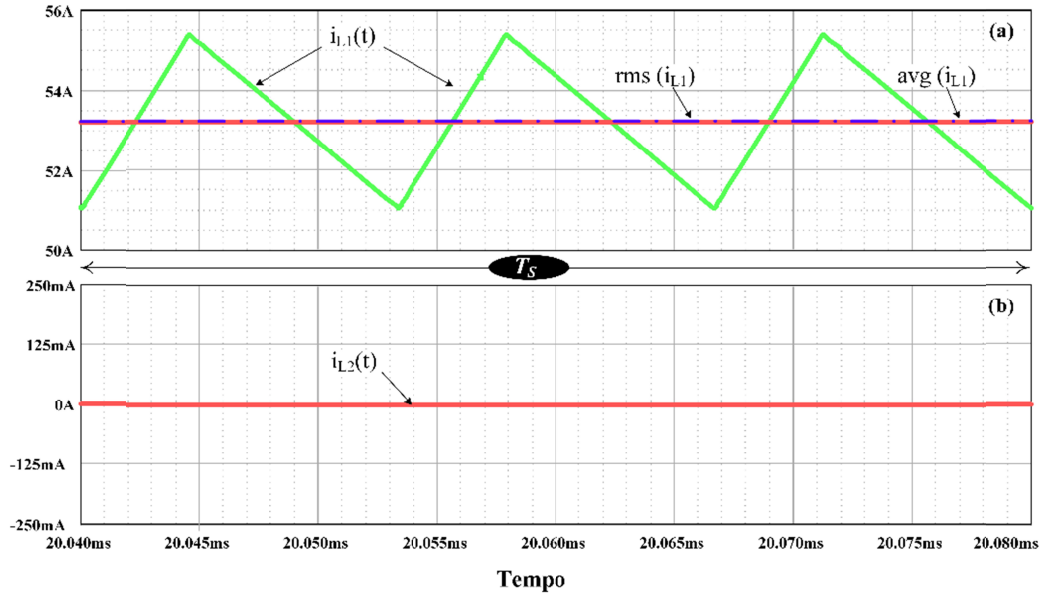
Figura 5.5: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



5.1.2 Resultados de simulação para R2

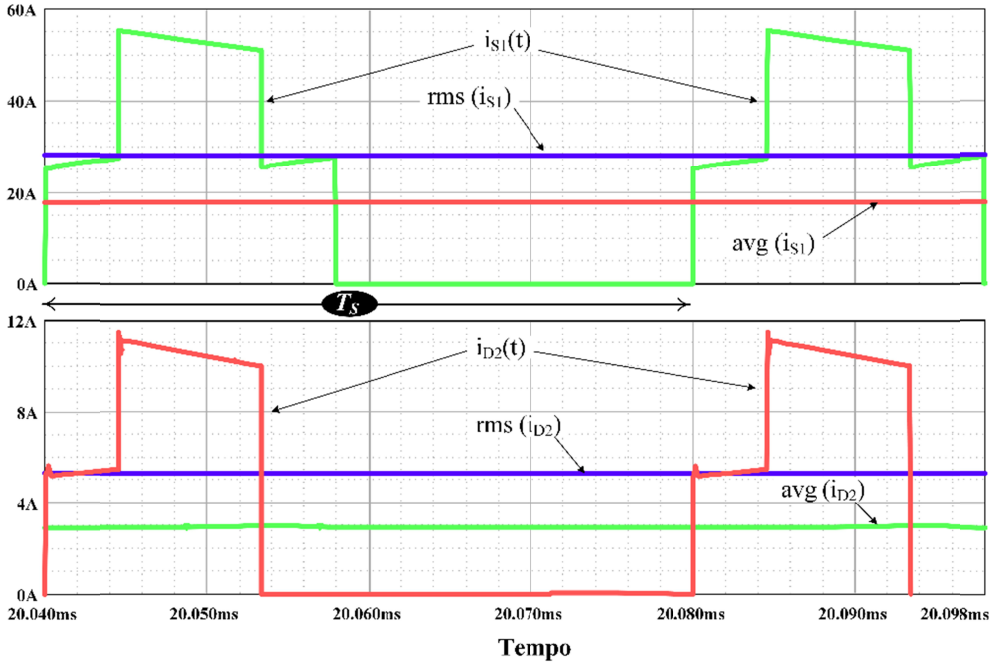
Na Figura 5.6, identificam-se as formas de onda instantânea de corrente do indutor acoplado T_F, além de esforços de corrente média e eficaz. Pode-se notar: o conversor está operando no MCC; não há transferência de energia pelo indutor L_2; a ondulação da corrente de entrada tem valor $4{,}5\ A$ e o calculado foi $4{,}3\ A$; a frequência de ondulação de corrente apresenta-se três vezes maior que a frequência de comutação; e os esforços simulados de corrente no indutor L_1 são iguais aos esforços calculados, como o esperado.

Figura 5.6: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



Na Figura 5.7, apresentam-se as formas de onda de correntes no interruptor S_1 e no diodo D_2. Na janela (a) estão mostrados os esforços de corrente média e eficaz, além da forma de corrente instantânea no interruptor S_1. Na janela (b), mostram-se as formas de onda de corrente instantânea e seus esforços no diodo D_2. Como pode ser verificado na Tabela 5.2, os esforços de corrente média e corrente eficaz obtidos confirmam a validade do equacionamento.

Figura 5.7: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC



Na Figura 5.8, tem-se as formas de ondas de tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e do interruptor S_1. Na janela (a), observa-se a tensão sobre o indutor de entrada. Durante a etapa de armazenamento de energia, a tensão aplicada ao indutor é a diferença entre a tensão de entrada e a metade de tensão de saída refletida para o primário do transformador ($E_1 - (E_2/2n_T)$). Já durante a transferência de energia, a tensão sobre o indutor é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída, refletida para o primário do transformador $E_1 - (E_2/n_T)$, conforme foi descrito na análise teórica. Na janela (b), que apresenta a tensão sobre um interruptor S_1, os resultados são condizentes com a análise teórica.

O valor simulado do ganho estático do conversor no MCC para R2 pode ser verificado através das formas de onda de tensão de saída e de entrada apresentadas na Figura 5.9 (a), com a tensão de entrada de $75\,V$ e a de saída de aproximadamente $450\,V$. Nota-se uma diferença de $1{,}6\,V$ entre o valor calculado e o simulado de tensão de saída. A seguir, na janela (b) é apresentada a corrente de fonte de alimentação e de saída.

Figura 5.8: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC

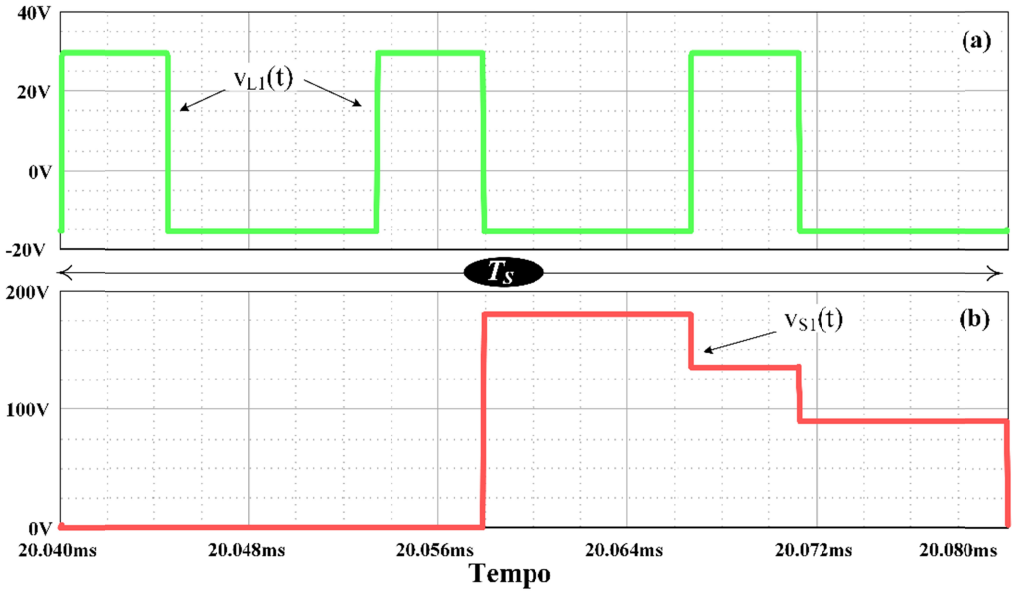
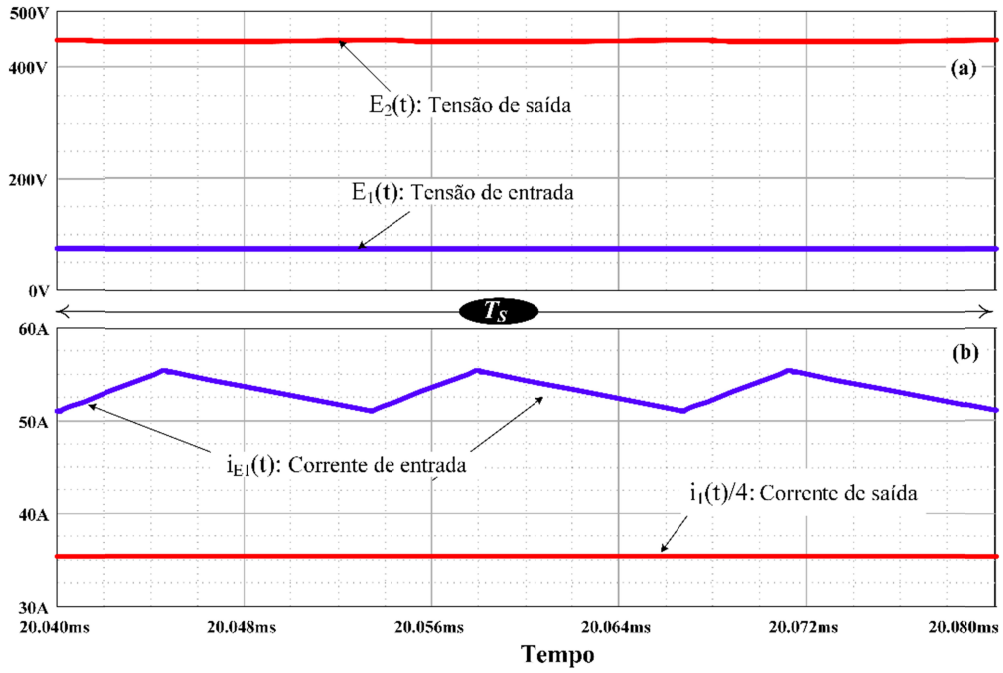


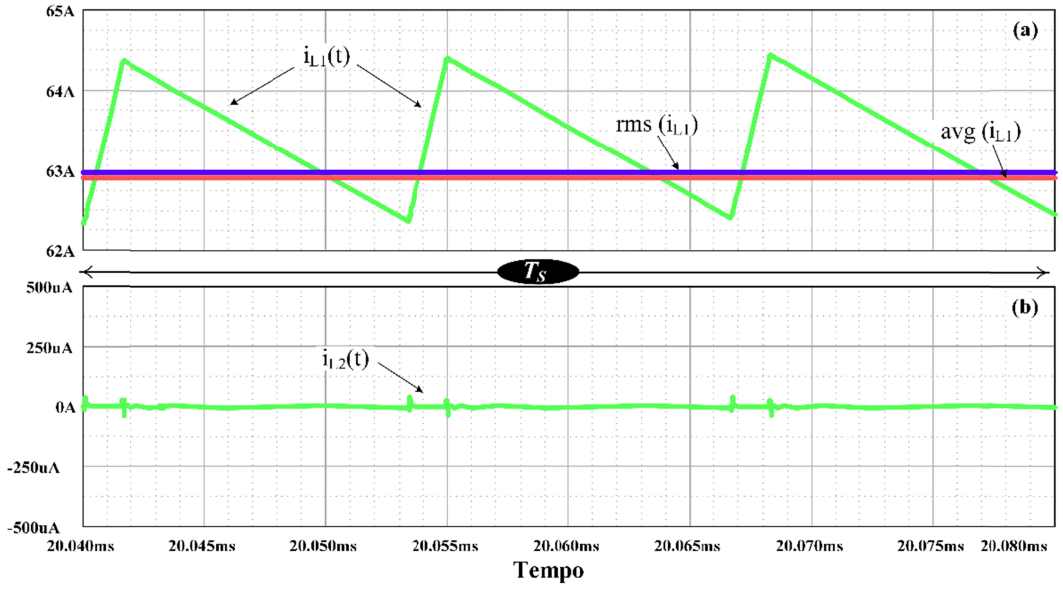
Figura 5.9: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



5.1.3 Resultados de simulação para R3

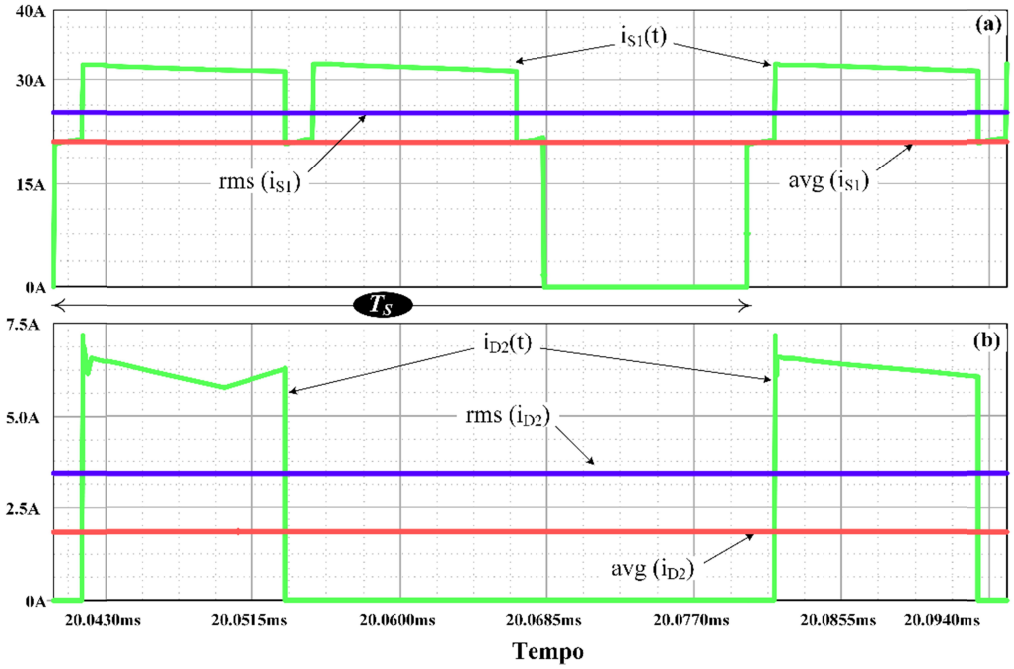
A Figura 5.10 mostra as formas de onda instantânea de corrente do indutor acoplado T_F e seus esforços. Pode-se observar que: a corrente no indutor L_1 é contínua; a ondulação de corrente apresenta frequência três vezes maior que a frequência de comutação; a corrente no indutor L_2 é nula; a ondulação da corrente de entrada tem valor $1.9\ A$ e o calculado é $2\ A$; e os esforços simulados de corrente no indutor L_1 são idênticos aos esforços calculados.

Figura 5.10: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



A Figura 5.11 ilustra as formas de ondas das correntes instantâneas através do interruptor S_1 e do diodo D_2 e os esforços de correntes. De cima para baixo: no interruptor S_1 (janela (a)) e no diodo D_2 (janela (b)). A comparação entre os valores dos esforços simulados e calculados são detalhados na Tabela 5.2.

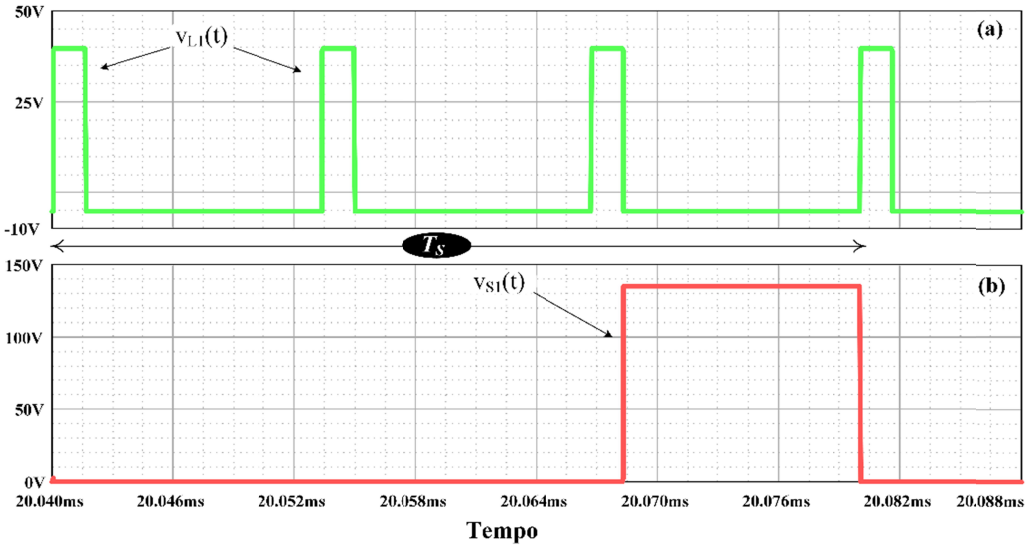
Figura 5.11: Correntes no interruptor S_1 e o diodo D_2 no MCC



Na Figura 5.12, apresentam-se as formas de ondas de tensão do indutor L_1 e do interruptor S_1. Na janela (a), verifica-se que durante a etapa de armazenamento de energia, a tensão aplicada ao indutor é a tensão de entrada (E_1). Já durante a transferência de energia, a tensão sobre o indutor é a diferença entre a tensão de entrada e a metade da tensão de saída

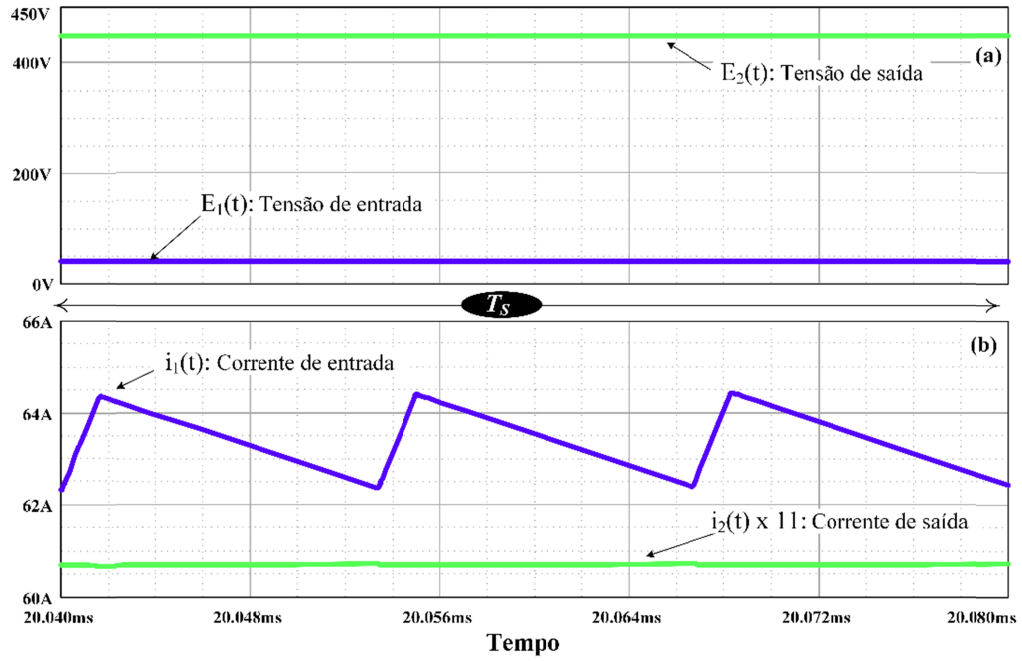
refletida para o primário do transformador $E_1 - (E_2/2n_T)$, conforme análise teórica. Na janela (b), verifica-se a tensão sobre um interruptor S_1, podendo-se observar que o valor máximo de tensão sobre o interruptor S_1 é $135\,V$, conforme esperado pelo valor teórico

Figura 5.12: Tensão aplicada aos terminais do indutor L_1 e o interruptor S_1 no MCC



Na Figura 5.13, apresentam-se as formas de tensão e de corrente na entrada e na saída, onde o ganho estático calculado poder ser verificado através da tensão de saída e de entrada apresentadas na Figura 5.13 (a). Com tensão de entrada de $40\,V$, a tensão de saída é $450\,V$. A corrente de entrada e a corrente de saída podem ser verificadas através da Figura 5.13 (b). Observa-se que os resultados obtidos nesta figura estão de acordo com os valores especificados e calculados.

Figura 5.13: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



As formas mais comuns de confirmar corretamente a análise matemática dos esforços de corrente e tensão dos componentes do conversor operando em MCC são através de tabela onde se apresenta a comparação entre os resultados teóricos e de simulação, onde fique visível observar a diferença entre ambos.

Tabela 5.2: Comparativo dos resultados teóricos e simulados no MCC para operação no SD

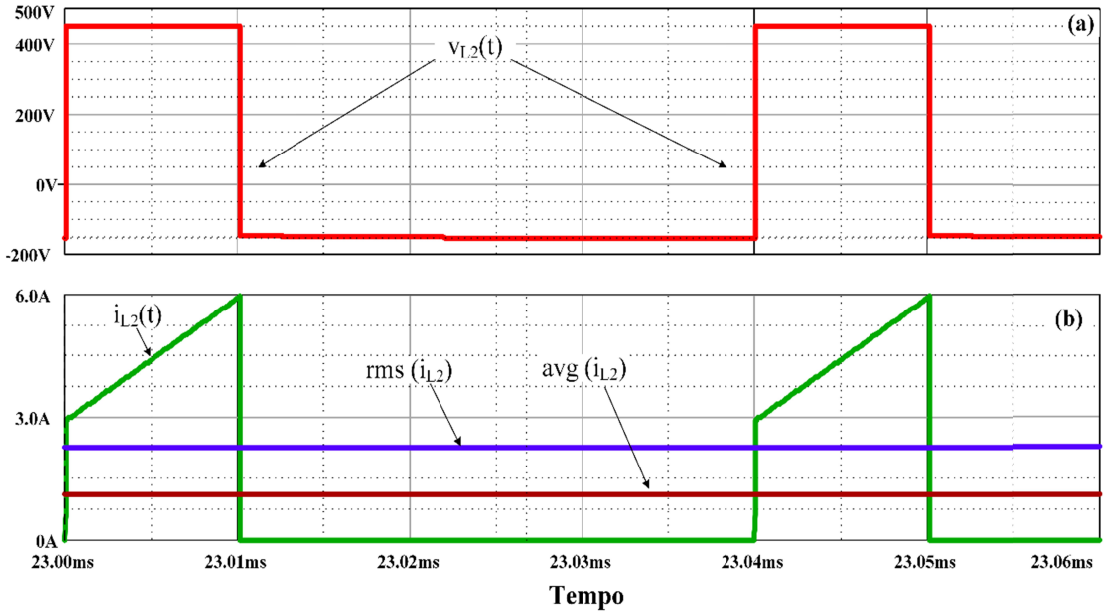
	R1	R2	R3
	Calculado/Simulado	Calculado/Simulado	Calculado/Simulado
P_2	500 W/505 W	4 kW/4,1 kW	2,5 kW/2,55 kW
E_2	129,9 V/130 V	449,6 V/448 V	450 V/449 V
I_1	6,66 A/6,7 A	53,33 A/53,6 A	62,5 A/62,8 A
$I_{L1_{med}}$	6,66 A/6,7 A	53,33 A/53,6 A	62,5 A/62,8 A
$I_{L1_{ef}}$	8,83 A/9,05 A	53,33 A/54,7 A	62,5 A/62,8 A
$I_{L2_{med}}$	2,51 A/2,45 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{L2_{ef}}$	3,85 A/4 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{S1_{med}}$	2,22 A/2,25 A	17,77 A/17,75 A	20,83 A/20,96 A
$I_{S1_{ef}}$	5,09 A/5,32 A	29,65 A/28,1 A	25,03 A/25,2 A
$V_{S1_{max}}$	165,9 V/167,6 V	379,8 V/180 A	135,13 V/135,2 V
$I_{D2_{med}}$	0,44 A/0,43 A	2,96 A/2,94 A	1,85 A/1,85 A
$I_{D2_{ef}}$	1,02 A/1,02 A	5,33 A/4,27 A	3,4 A/3,42 A
$V_{D2_{max}}$	129,9 V/130 V	449,64 V/448 V	450,4 V/449,9 V
$V_{S4_{max}}$	227,9 V/225 V	507,9 V/506 V	530,45 V/528 V
$V_{D7_{max}}$	139,9 V/141 V	89,9 V/ 90 V	45 V/45,3 V
$I_{D7_{med}}$	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{D7_{ef}}$	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
I_{C2}	1,73 A/2,01 A	2,51 A/2,54 A	1,97 A/2,06 A

5.2 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SI DO FLUXO DE POTÊNCIA

A seguir são apresentadas as principais formas de onda obtidas por meio de simulação do circuito da Figura 5.1, operando no sentido inverso do fluxo de potência em MCC com tensão de entrada (E_2) igual a 450 V e tensão de saída (E_1) igual a 75 V.

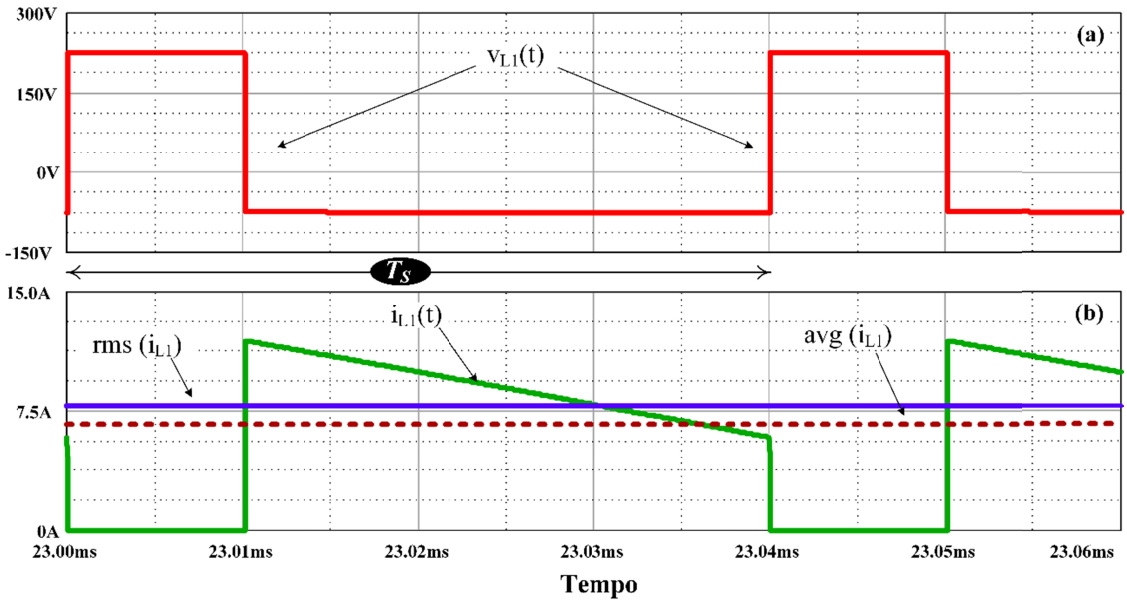
As formas de onda de tensão e de corrente no indutor L_2 estão reproduzidas na Figura 5.14. A janela (a) mostra a forma de onda da tensão no indutor L_2, onde se nota que durante o armazenamento de energia a tensão apresenta o nível 450 V, exposta como a tensão de entrada (E_2), conforme previsto na análise teórica. Na Figura 5.14 (b), a forma de onda da corrente instantânea e os seus esforços, onde se nota que os valores médio e eficaz da corrente de entrada obtido pela simulação são praticamente iguais aos valores teóricos calculados.

Figura 5.14: Corrente e tensão no indutores L_2 no MCC



Na Figura 5.15 têm-se as formas de ondas da tensão da corrente no indutor L_1, bem como os esforços da corrente. Pode-se observar que os valores dos esforços simulados correspondem aos valores calculados, e o nível de tensão sobre o indutor L_1, durante a transferência de energia, é o mesmo do valor teórico. Assim, comprovam-se os resultados teóricos calculados.

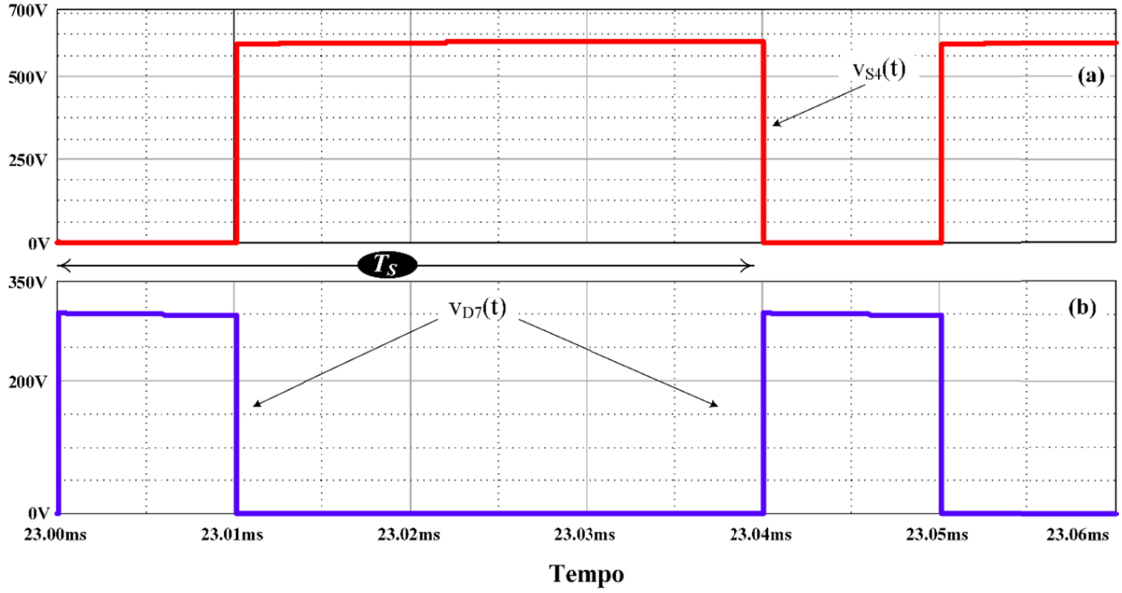
Figura 5.15: Corrente e tensão no indutores L_1 no MCC



Na Figura 5.16, são apresentadas as formas de onda das tensões no interruptor S_4 e no diodo D_7. Percebe-se que tais formas de ondas são defasadas em 180°; não existe nenhuma diferença entre as formas de ondas obtidas por meio de simulação e teóricas. Os

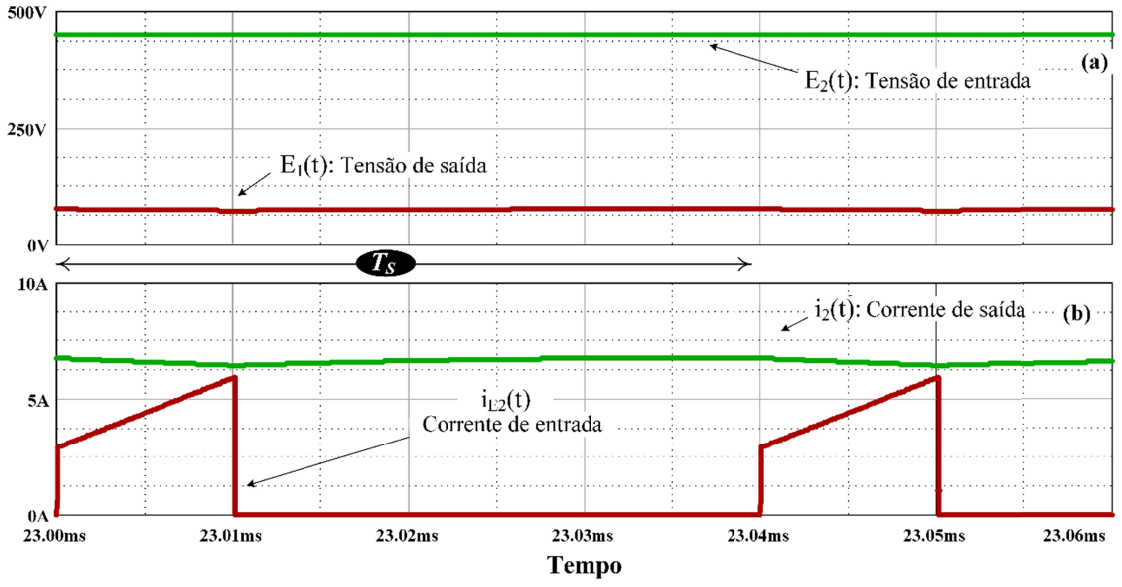
valores máximos de tensões sobre o interruptor S_4 e o diodo D_7 são $600{,}2\,V$ e $300{,}7\,V$ respectivamente, o que comprova a análise teórica e matemática.

Figura 5.16: Tensão no interruptor S_4 e no D_7 para MCC



A Figura 5.17 mostra a forma de onda das tensões na janela (a) e correntes na janela (b), na entrada e saída do conversor proposto. A tensão de saída possui um valor igual a $75{,}5\,V$ e uma ondulação de corrente no indutor L_2 ou na entrada de $3\,A$, conforme os valores especificados.

Figura 5.17: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



A Tabela 5.3 apresenta um comparativo entre os resultados teóricos calculados no Apêndice I e os resultados obtidos por meio de simulação para os principais componentes do conversor.

Tabela 5.3: Comparativo dos resultados teóricos e simulados no MCC para operação no SI

	Calculado/Simulado
Potência de saída (P_1)	$500\ W/507\ W$
Tensão de saída (E_1)	$75\ V/75{,}5\ V$
Corrente média no L_2 ($I_{L2_{med}}$)	$1{,}11\ A/1{,}14\ A$
Corrente eficaz no L_2 ($I_{L2_{ef}}$)	$2{,}22\ A/2{,}31\ A$
Corrente média no L_1 ($I_{L1_{med}}$)	$6{,}66\ A/6{,}71\ A$
Corrente eficaz no L_1 ($I_{L1_{ef}}$)	$7{,}69\ A/7{,}9\ A$
Tensão máxima do S_4 ($V_{S4_{max}}$)	$600\ V/602\ V$
Tensão máxima do D_7 ($V_{D7_{max}}$)	$300\ V/300{,}7\ V$
Tensão máxima no C_1 ($V_{C1_{max}}$)	$75\ V/75{,}5\ V$
Corrente eficaz no C_1 ($I_{C1_{ef}}$)	$3{,}84\ A/4{,}1\ A$

5.3 CONCLUSÃO

Foram apresentados neste capítulo os resultados de simulação do conversor operando em MCC com razão cíclica 0,19, 0,44 e 0,704, os quais apresentam as três regiões de operações no sentido direto. Assim como no sentido inverso do fluxo de potência, os resultados foram extraídos utilizando o conversor simulado para razão cíclica igual a 0,25. Através da simulação numérica foram verificadas as análises das etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e de corrente, levantadas no estudo teórico no capítulo 2 e capítulo 3, são validadas por meio da simulação realizada no programa ORCAD.

Foram obtidos resultados próximos para os esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor proposto, validando o projeto de dimensionamento dos componentes.

O Apêndice I apresenta as planilhas de cálculo dos esforços aos quais os componentes estarão sujeitos para a simulação, quando o conversor opera no MCC.

No capítulo 6, será apresentada a análise da segunda topologia proposta.

6 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL/ FLYBACK INTERCALADO TRIFÁSICO.

Neste capítulo é realizado o estudo qualitativo e quantitativo da segunda topologia proposta, denominada conversor CC-CC bidirecional Push-Pull Flyback intercalado trifásico, o qual é gerado a partir do conversor CC-CC elevador trifásico com isolamento em alta frequência [71]. A topologia proposta do conversor CC-CC Push-Pull/Flyback intercalado pode operar em dois sentidos de operações como apresentado na Figura 2.16.

O sentido direto do fluxo de potência possui três modos de operação, que correspondem às faixas de razão cíclica, a qual é gerada através dos interruptores S_1, S_2 e S_3, sendo que na faixa de $0 \leq D < 1/3$, o conversor opera como abaixador/elevador de tensão (Buck-Boost), e na faixa de $1/3 \leq D \leq 1$, como elevador de tensão (Boost). No sentido inverso do fluxo de potência, onde os interruptores S_4, S_5 e S_6 estão em posição de operação, o conversor atua como abaixador/elevador de tensão. A seguir será descrita a operação do conversor para cada uma das regiões de operação.

6.1 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO DIRETO

Nesta seção são apresentadas as operações do conversor no modo de condução contínuo e no modo de condução descontínuo nas regiões R1, R2 e R3. No modo de condução contínuo a energia acumulada nos indutores acoplados não assume o valor nulo durante um período do comutação. O MCD é caracterizada pela energia descontínua nos indutores $T_{F1,2\,3}$, ou seja, a corrente do indutor é nula durante um intervalo de tempo.

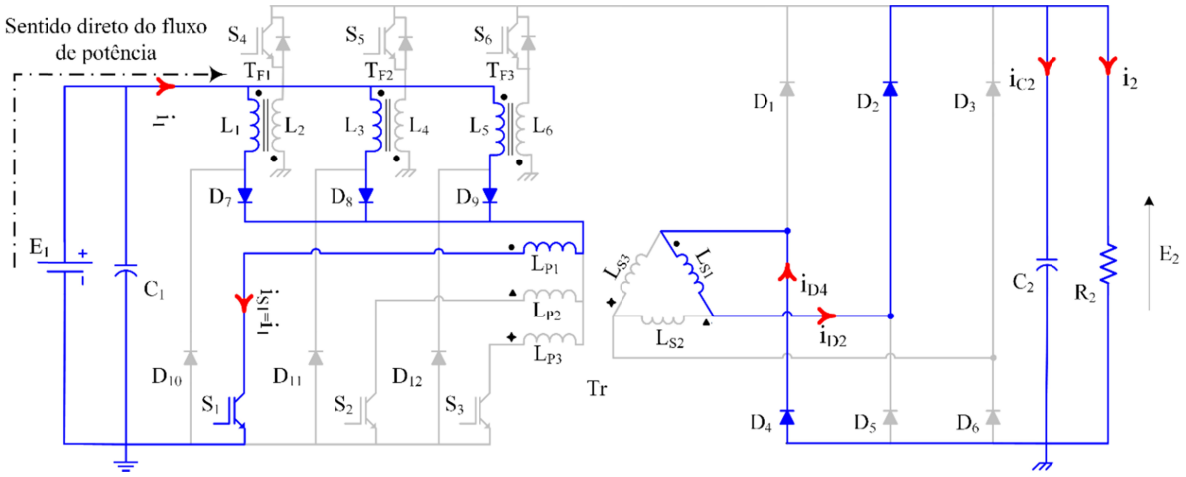
6.1.1 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R1

Neste item são determinadas as análise das etapas do conversor no MCC para R1. Como nesta topologia há três indutores acoplados conectados diretamente com a fonte de alimentação, considera-se que a corrente em ambos não assume valor nulo em momento algum. A característica do conversor nesta região é semelhante ao conversor Flyback, o qual corresponde à faixa de razão cíclica de 0 a $1/3$. Os sinais da comutação dos interruptores são apresentados na Figura 6.1. Em um período de operação, o conversor apresenta seis etapas de operação, as quais são descritas a seguir.

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: O interruptor S_1 é acionado no tempo t_0 como apresentado na Figura 6.1. A tensão sobre os indutores L_1, L_3 e L_5 é igual a $E_1 - (E_2/n_T)$ e a corrente através dos indutores cresce linearmente e passa pelos diodos D_7, D_8 e D_9. A tensão

sobre Lp_1 é a tensão de saída refletida para o primário do transformador, e consequentemente a corrente que passa pelos diodos D_2 e D_4 possuem valor idêntico, que é igual a corrente da fonte de alimentação dividido pela relação de transformação n_T. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_1 é comandado a desligar. Neste instante a corrente que circula em S_1 é igual a i_1. A Figura 6.1 mostra a primeira etapa de operação.

Figura 6.1: Primeira etapa de operação no MCC para R1



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Nesta etapa, o interruptor S_1 cessa de conduzir e os interruptores S_2 e S_3 continuam desligados. A energia que foi armazenada nos indutores L_1, L_3 e L_5 é transferida para a carga através dos indutores L_2, L_4 e L_6 e os diodos dos interruptores S_4, S_5 e S_6. A tensão aplicada aos terminais L_1, L_3 e L_5 é igual a $-E_2/n_S$. Os diodos dos interruptores S_4, S_5 e S_6 são diretamente polarizados, alimentando o capacitor do filtro de saída C_2 e a carga, como mostra a Figura 6.2. Essa etapa é finalizada em t_2, com condução do interruptor S_2.

Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Esta etapa de operação começa no instante t_2 quando o interruptor S_2 é comandado a conduzir e S_1 e S_3 continuam bloqueados. Novamente, os indutores L_1, L_3 e L_5 ficam submetidos à tensão $E_1 - (E_2/n_T)$ e armazenam energia da fonte de alimentação até o instante t_3, em que o interruptor S_2 é comandado a bloquear. A corrente que passa pelo D_3 e D_5 é igual a i_1/n_T, e a corrente que circula em S_2 é a corrente de entrada. A Figura 6.3 representa o circuito equivalente para a terceira etapa.

Figura 6.2: Segunda etapa de operação no MCC para R1

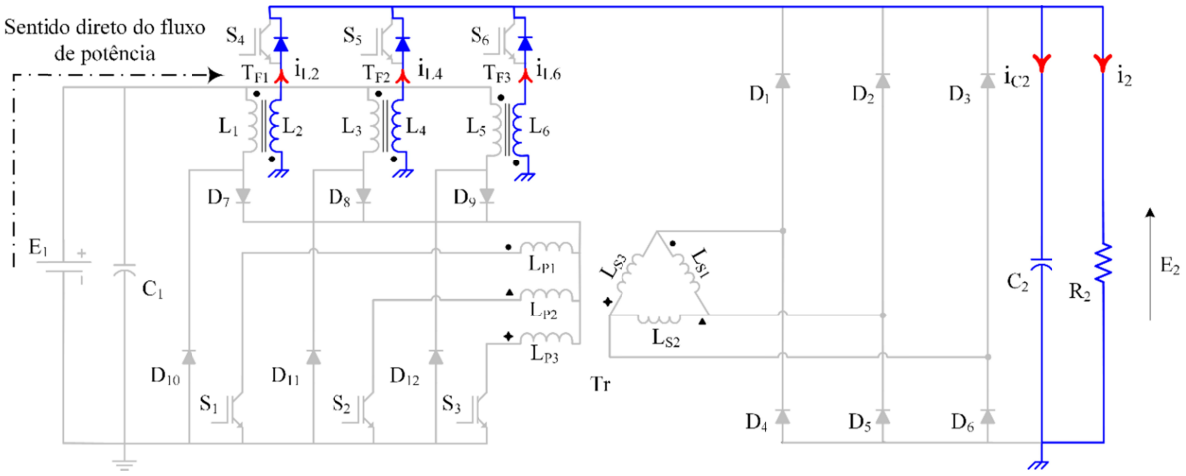
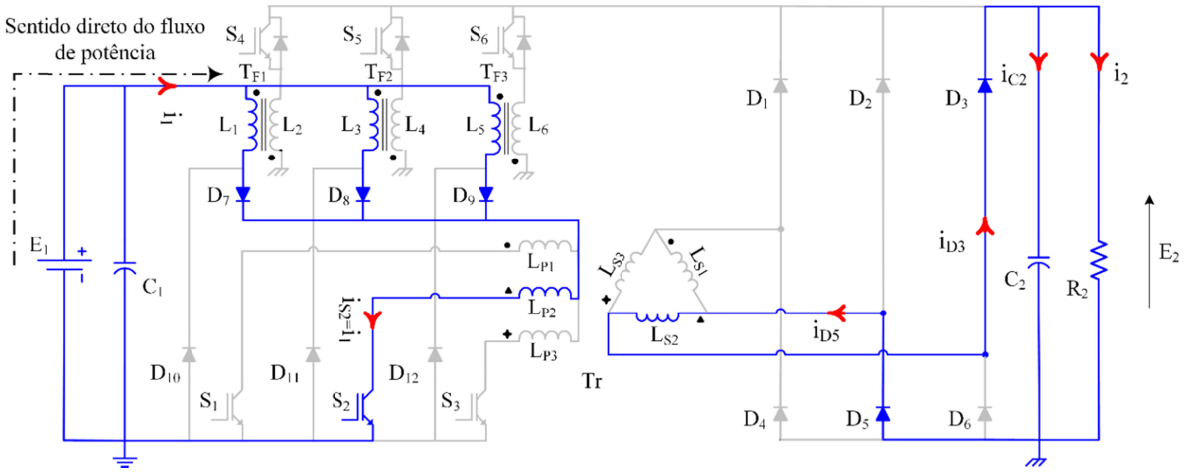


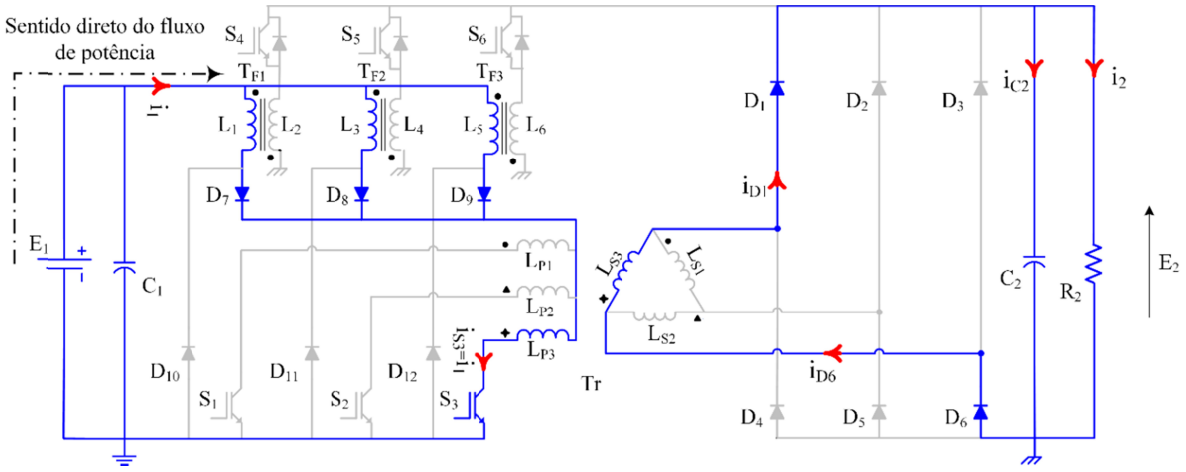
Figura 6.3: Terceira etapa de operação no MCC para R1



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$ e *Sexta etapa* $[t_5 \leq t \leq t_6]$: São exatamente iguais à segunda etapa de operação, onde se nota que a transferência da energia acumulada ocorre pelos enrolamentos secundários dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}. O circuito equivalente está ilustrado na Figura 6.2.

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante $t = t_4$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir e os interruptor S_1 e S_2 continuam bloqueados. A tensão aplicada aos terminais dos indutores L_1, L_3 e L_5 é igual a $E_1 - (E_2/n_T)$ e a tensão aplicada em Lp_3 é a tensão de saída refletida para o primário do transformador Tr. A corrente que alimenta o capacitor de saída e carga é a corrente que circula pelos diodos D_1 e D_6, é igual a i_1/n_T. Durante esta etapa, os indutores acumulam energia, até o instante t_5, em que o interruptor S_3 entra em bloqueio. O circuito equivalente para a quinta etapa é mostrada na Figura 6.4.

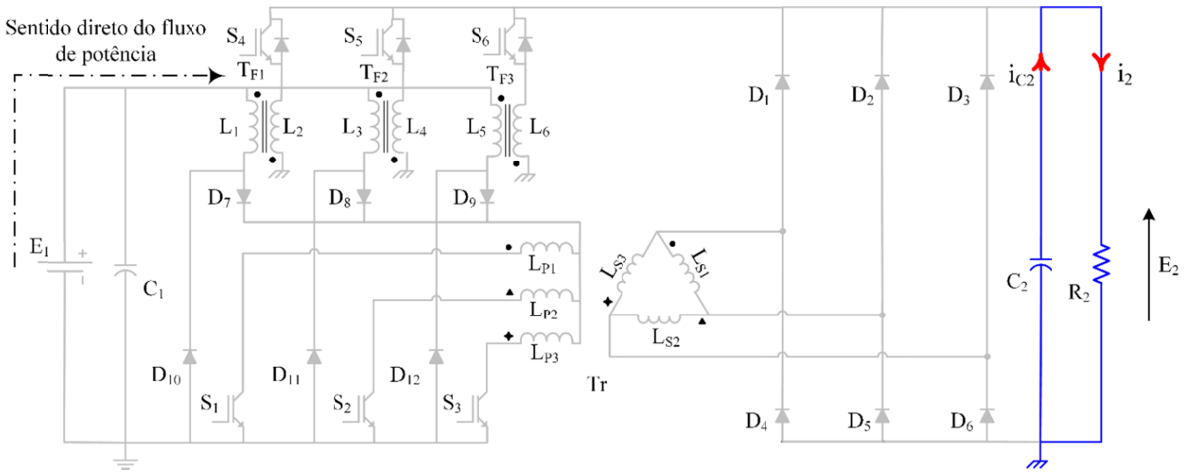
Figura 6.4: Quinta etapa de operação no MCC para R1



6.1.2 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R1

Neste modo a energia acumulada nos indutores L_1, L_3 e L_5 se anula durante as etapas de transferência e antes de completar um terço de período. Isto significa que além de seis etapas do MCC, ocorrerem três novas onde a energia consumida pela carga é fornecida unicamente pelo capacitor de saída C_2. O circuito equivalente para esta etapa é mostrada na Figura 6.5.

Figura 6.5: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R1

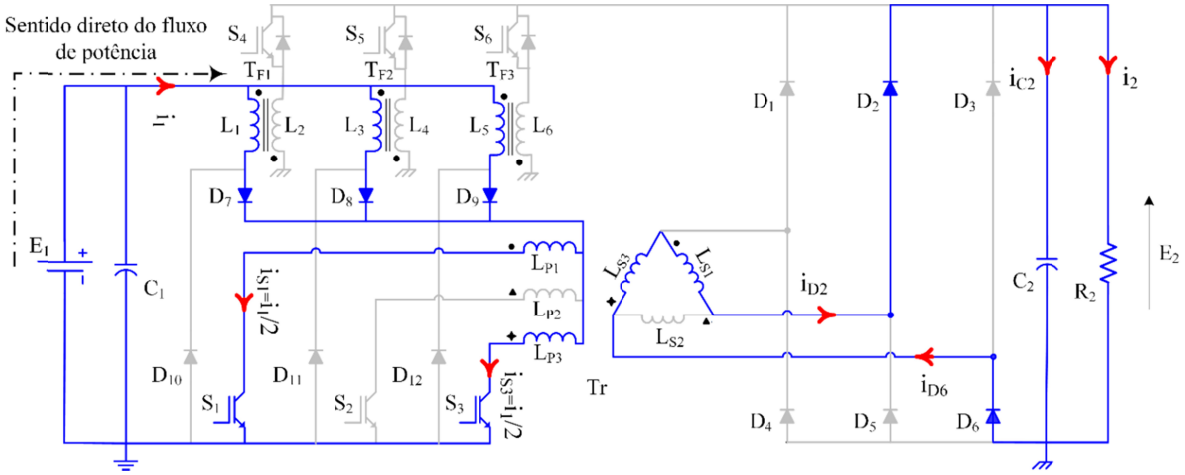


6.1.3 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R2

Na região de operação R2, o conversor é semelhante a primeira topologia, a qual corresponde à faixa de razão cíclica de 1/3 a 2/3. Os sinais de comutação dos interruptores são mostrados na Figura 3.20. A seguir será apresentada a análise das etapas do conversor operando no modo de condução contínuo para R2. Este modo é divido em seis etapas de operação em um período da comutação, descritas a seguir.

Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Inicialmente, os interruptores S_1 e S_3 são acionados no tempo t_0, a tensão sobre os indutores L_1, L_3 e L_5 é igual $E_1 - (E_2/2n_T)$ e a tensão aplicada ao enrolamento primário Lp_1 é $E_2/2n_T$. Os diodos D_2 e D_6 ficam diretamente polarizados e sua corrente é igual a $i_1/2n_T$. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o instante t_1, em que o interruptor S_3 é comandado a abrir. Neste instante a corrente que circula em S_1 e S_3 é igual a metade da corrente da fonte de alimentação. A primeira etapa de operação pode ser visualizada através da Figura 6.6.

Figura 6.6: Primeira etapa de operação no MCC para R2



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: No instante t_1, o interruptor S_1 contínua conduzindo e o S_3 entra em bloqueio. O diodo D_4 entra em condução e D_2 contínuo polarizado diretamente; a corrente no interruptor S_3 é igual à corrente de entrada. A energia que foi armazenada nos indutores L_1, L_3 e L_5 é transferida para a carga através de L_{S1}, D_2 e D_4. Neste tempo a tensão aplicada aos terminais dos indutores de entrada é $E_1 - (E_2/n_T)$ e a corrente nos diodos D_2 e D_4 é a corrente i_1/n_T. A segunda etapa de operação é apresentada na Figura 6.7, que é finalizada em t_2.

Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: No instante t_2, o interruptor S_1 contínua conduzindo e o S_2 entra em condução. O diodo D_3 entra em condução e D_4 contínuo polarizado diretamente. A tensão aplicada ao enrolamento primário dos indutores acoplados (L_1, L_3 e L_5) e enrolamentos L_{P1} e L_{P2} é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e $E_2/2n_T$, respectivamente. A corrente que flui pelos diodos (D_3 e D_4) e os interruptores (S_1 e S_2) é $i_1/2n_T$ e $i_1/2$, respectivamente. Durante esta etapa, os indutores L_1, L_3 e L_5 acumulam energia, até o instante t_3 em que o interruptor S_1 é comandado a bloquear. Esta etapa é mostrada na Figura 6.8.

Figura 6.7: Segunda etapa de operação no MCC para R2

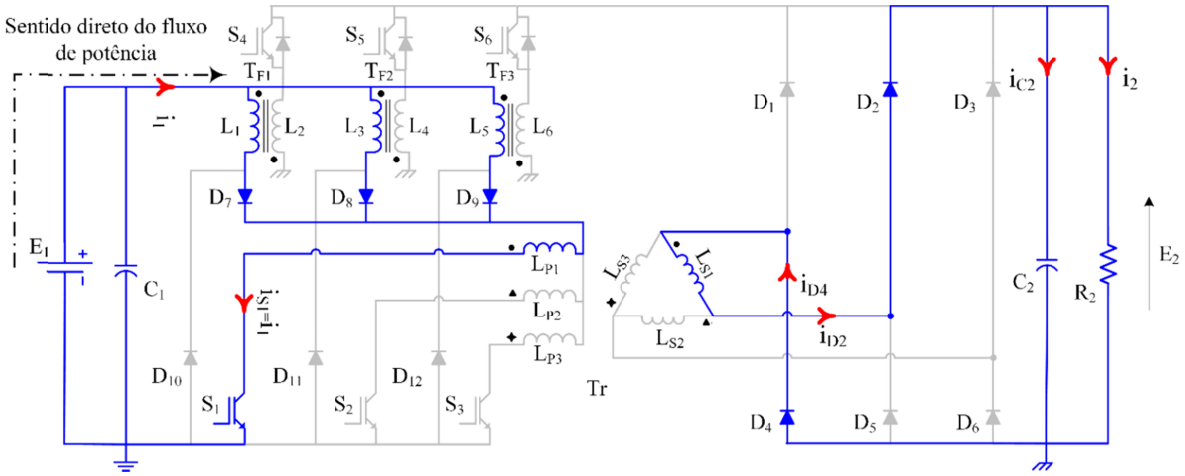
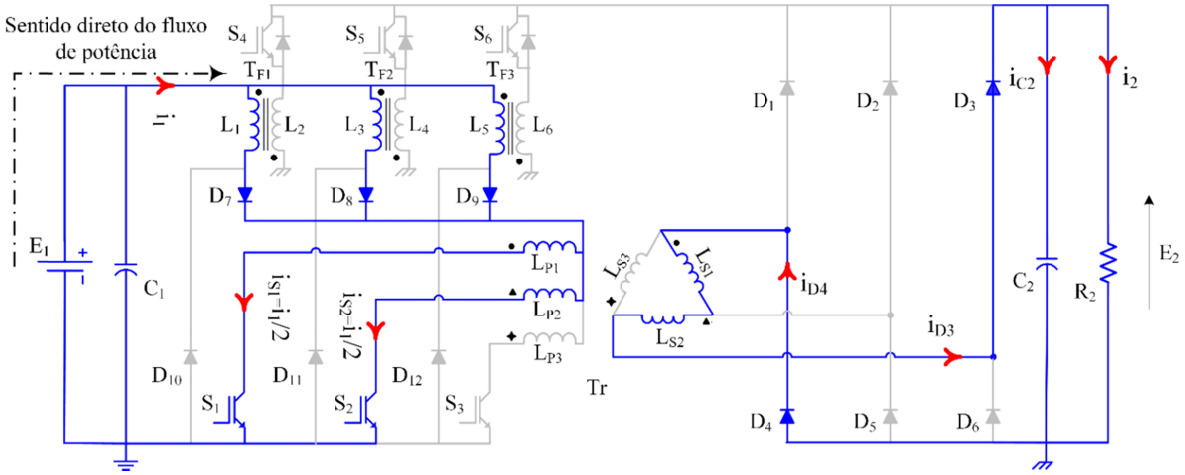


Figura 6.8: Terceira etapa de operação no MCC para R2



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: Durante esta etapa o interruptor S_2 permanece conduzindo e o interruptor S_1 entra em bloqueio. O diodo D_5 entra em condução e D_3 contínuo polarizado diretamente. Os indutores L_1, L_3 e L_5 passam a transferir a energia para a carga pelo indutor L_{S2} e os diodos (D_3 e D_5). A corrente no interruptor S_2 e nos diodos (D_3, D_5) é igual a i_{E1} e i_1/n_T respectivamente. A quarta etapa de operação pode ser visualizada através da Figura 6.9.

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: No instante t_4, o interruptor S_2 permanece conduzindo e o interruptor S_3 é comandado a conduzir. O diodo D_1 entra em condução e D_5 contínuo polarizado diretamente. A tensão em L_1, L_3 e L_5 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$ e no enrolamento Lp_3 é $E_2/2n_T$. A corrente que flui pelos diodos (D_1, D_5) e o interruptores (S_2, S_3) é igual a $i_1/2n_T$ e $i_1/2$ respectivamente. Durante esta etapa, os indutores acumulam energia, até o instante t_5, em que o interruptor S_2 entra em bloqueio. A quinta etapa de operação pode ser visualizada pela Figura 6.10.

Figura 6.9: Quarta etapa de operação no MCC para R2

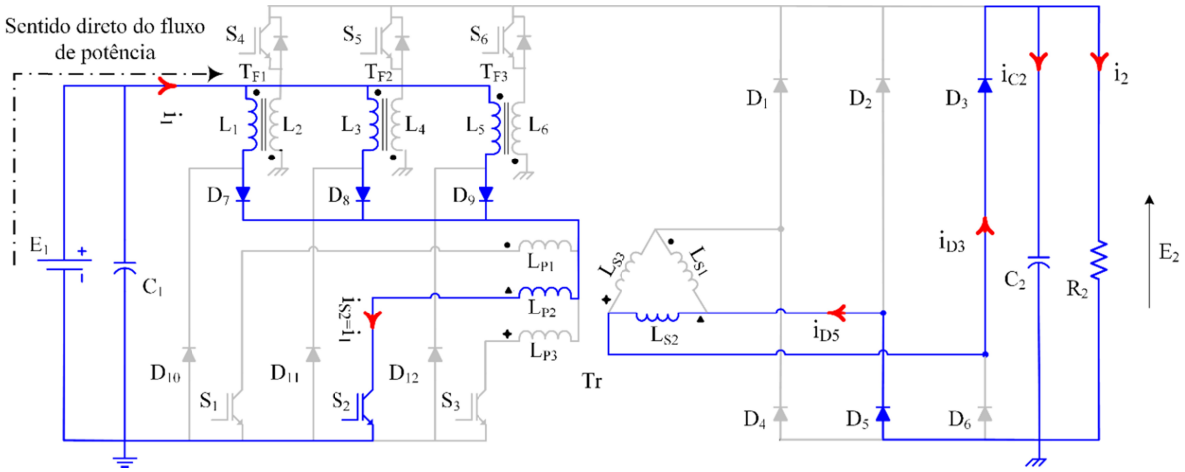
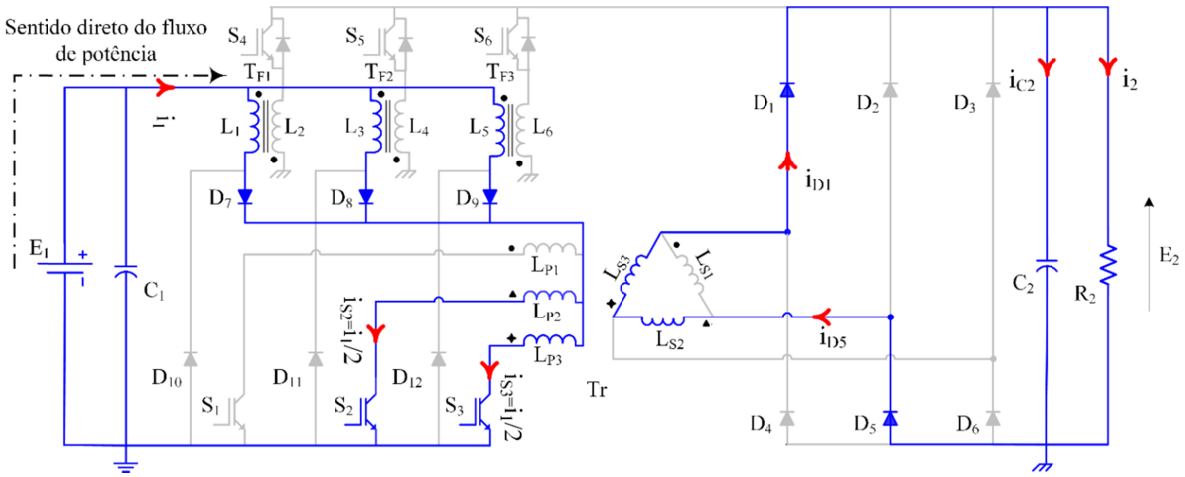


Figura 6.10: Quinta etapa de operação no MCC para R2



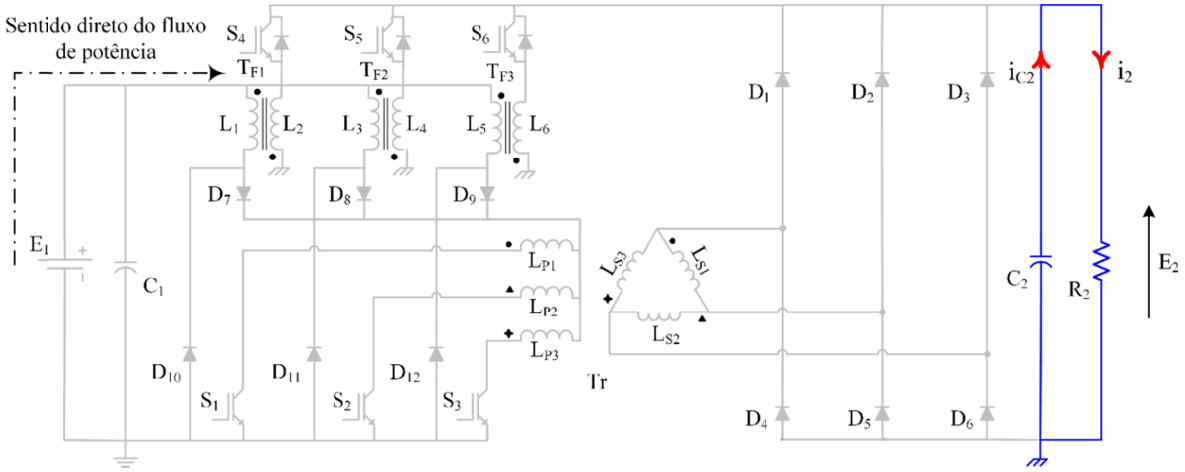
Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: No instante t_5, o interruptor S_3 permanece conduzindo e o interruptor S_2 entra em bloqueio. O diodo D_6 entra em condução e D_1 contínuo polarizado diretamente. Os indutores L_1, L_3 e L_5 passam a transferir a energia para a carga através do indutor L_{S3} e diodos D_1 e D_6. A corrente no interruptor S_3 e nos diodos (D_1, D_6) é i_1 e i_1/n_T, respectivamente. A sexta etapa de operação pode ser visualizada pela Figura 6.4, que é finalizada em t_6. Ao final desta etapa, tem-se finalizado um período de comutação do conversor.

6.1.4 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R2

As etapas de operação do conversor operando em MCD são análogas às etapas do conversor operando em MCC na R2, exceto as etapas intermediárias onde não há transferência de energia para a carga. As $1^o, 2^o, 4^o, 5^o, 7^o$ e 8° etapas são semelhantes às $1^o, 2^o, 3^o, 4^o, 5^o$e 6° etapas do MCC, respectivamente. A terceira, sexta e nona etapas são

idênticas e ilustradas na Figura 6.11, onde a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor de saída C_2.

Figura 6.11: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R2

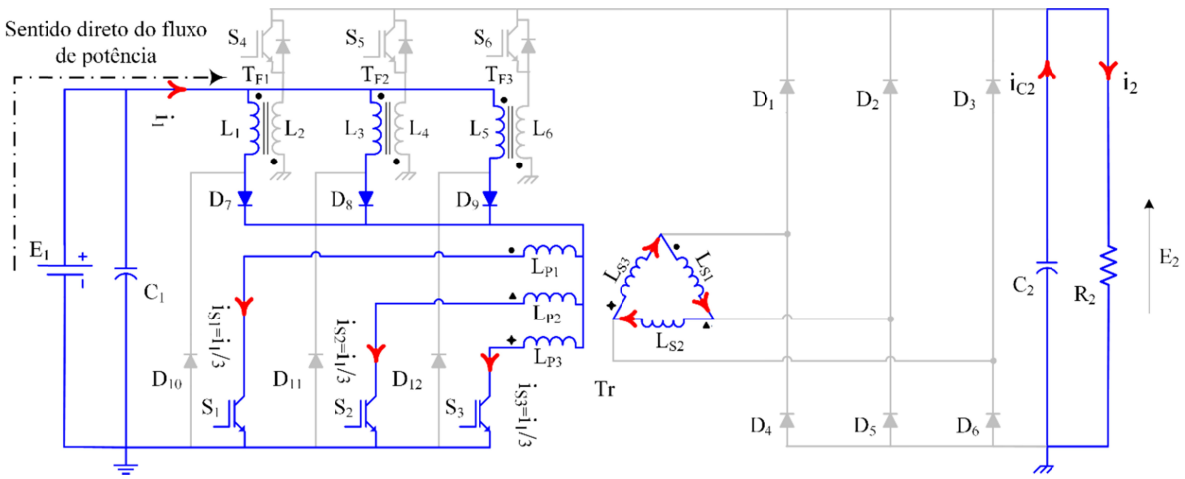


6.1.5 Etapas de funcionamento para o conversor no MCC para R3

Analisando a topologia da Figura 2.16 e os sinais de comutação dos interruptores da Figura 3.41, verifica-se que este conversor possui seis etapas de no modo de condução contínuo para R3, como ilustrado a seguir.

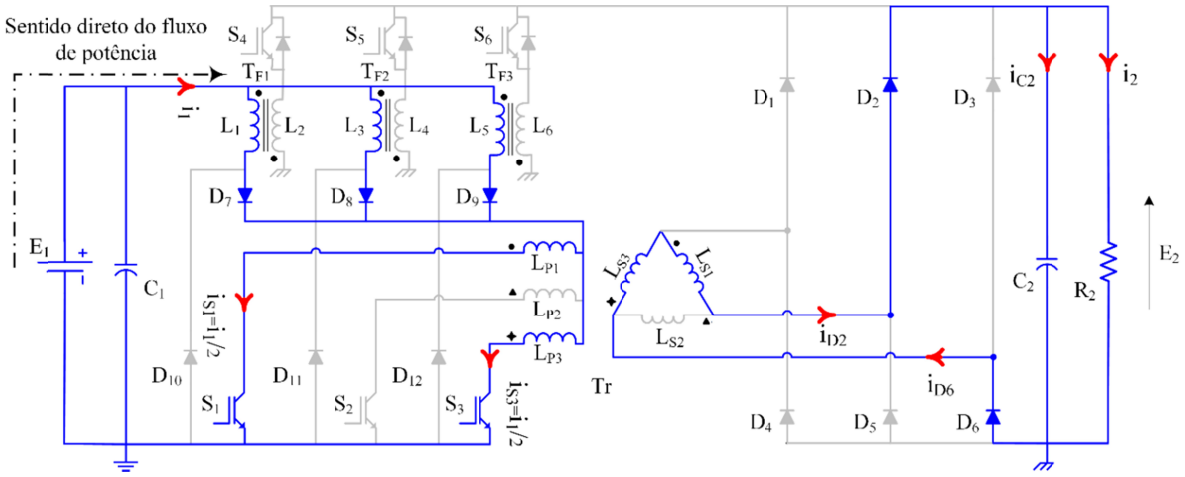
Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Nesta etapa os interruptores S_1, S_2 e S_3 estão em condução e todos os diodos de saída são polarizados reversamente. A energia da fonte de alimentação é armazenada no enrolamento primário dos indutores acoplados. A tensão sobre os indutores L_1, L_3 e L_5 é igual à tensão da fonte de alimentação e a tensão em L_{p1} é o valor nulo. Durante esta etapa, o capacitor C_2 fornece energia para a carga até o instante t_1, em que o interruptor S_2 é comandado a abrir. Neste instante a corrente que circula em S_1, S_2 e S_3 é igual a $i_1/3$. Esta etapa está ilustrada na Figura 6.12.

Figura 6.12: Primeira etapa de operação no MCC para R3



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: No instante t_1, o interruptor S_2 entra em bloqueio, os interruptores S_1 e S_3 permanecem conduzindo e os diodos D_2 e D_6 polarizam-se diretamente. A corrente nos interruptores (S_1, S_3) e nos diodos (D_2, D_6) é igual a $i_1/2$ e $i_1/2n_T$, respectivamente. A tensão aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_1, L_3, e L_5 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$. A segunda etapa de operação pode ser visualizada na Figura 6.13, que é finalizada em t_2 com entrada de condução do interruptor S_2.

Figura 6.13: Segunda etapa de operação no MCC para R3

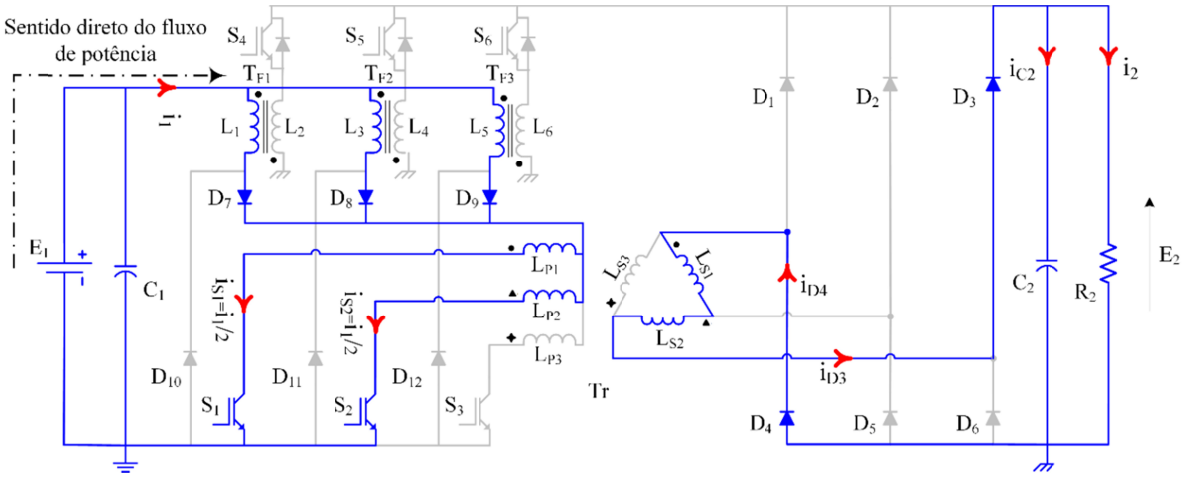


Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$ e *Quinta etapa* $[t_4 \leq t \leq t_5]$: Estas etapas assumem configuração idêntica à primeira etapa onde os três interruptores acionados simultaneamente e todos os diodos de saída polarizam reversamente, como mostrada na Figura 6.12.

Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3, o interruptor S_3 entra em bloqueio, os interruptores S_2 e S_1 permanecem conduzindo e os diodos D_3 e D_4 polarizam-se diretamente. Os indutores L_1, L_3 e L_5 passam a transferir a energia para a carga através de L_{S1}, L_{S2}, D_3 e D_4. A corrente nos interruptores (S_1, S_2) e nos diodos (D_3, D_4) é igual a $i_1/2$ e $i_1/2n_T$, respectivamente. A tensão aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_1, L_3, e L_5 é igual a $E_1 - (E_2/2n_T)$. Esta etapa está apresentada na Figura 6.14 e termina em t_4 quando o interruptor S_3 entra em condução.

Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: Nesta etapa, o interruptor S_1 entra em bloqueio, os interruptores S_2 e S_3 permanecem conduzindo, os diodos D_1 e D_5 polarizam-se diretamente. Os indutores L_1, L_3 e L_5 passam a transferir a energia para a carga pelos indutores (L_{S2}, L_{S3}) e diodos (D_1, D_5). A corrente nos interruptores (S_2, S_3) e nos diodos (D_1, D_5) são $i_1/2$ e $i_1/2n_T$, respectivamente. Ao final desta etapa, tem-se finalizado um período de comutação do conversor (Figura 6.10).

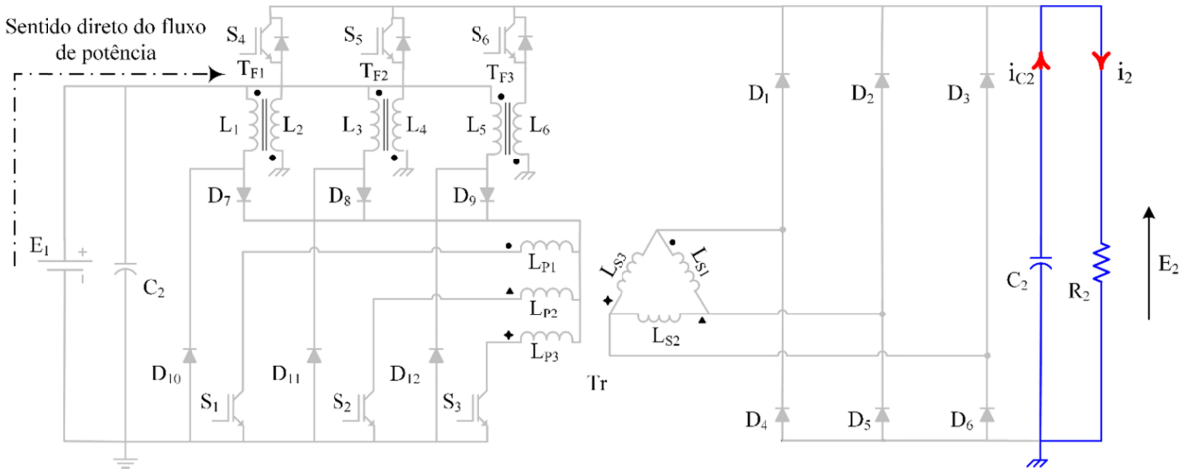
Figura 6.14: Quarta etapa de operação no MCC para R3



6.1.6 Etapas de funcionamento para o conversor no MCD para R3

Na operação no MCD para R3, o conversor apresenta nove etapas de funcionamento, sendo que seis delas são semelhantes às já descritas para o MCC, e as outras três são etapas em que não ocorre transferência de energia da fonte de alimentação para a carga. No MCD, as $1^o, 2^o, 4^o, 5^o, 7^o$ e 8° etapas são semelhantes às $1^o, 2^o, 3^o, 4^o, 5^o$ e 6° etapas, respectivamente. As terceira, sexta e nona são apresentadas na Figura 6.15, na qual a carga será alimentada pelo capacitor de saída C_2.

Figura 6.15: Terceira, sexta e nona etapa de operação no MCD para R3



As principais formas de onda de tensão e de corrente nos diferentes componentes do conversor no modo de condução contínuo e descontínuo para todas as regiões de operação são semelhantes às formas de ondas da primeira topologia indicada no capítulo 2, a diferença é que a corrente de entrada é o triplo da corrente no indutor de entrada.

6.1.7 Análise matemática

Nesta seção são expostos os cálculos dos ganhos estáticos, dos filtros de entrada nos modos contínuo, descontínuo e crítico. Bem como as expressões dos principais esforços de tensão e corrente em regime permanente no conversor para o modo de condução contínuo em todas as regiões de operação. Para isso são utilizadas as informações apresentadas na Tabela 6.1.

Sabe-se que ondulação de corrente de entrada é três vezes maior da frequência de comutação e na análise das etapas de operação em MCC o armazenamento de energia nos indutores de entrada ocorre nas etapas ímpares, enquanto que a transferência desta energia se dá nas etapas pares. Com isso, a duração da primeira e segunda representam os intervalos das etapas ímpares e pares respectivamente.

Tabela 6.1: Intervalos de tempo de cada etapa em MCC para as regiões R1, R2 e R3

Etapas de operação	R1	R2	R3
Primeira etapa	$D \cdot T_S$	$(3D-1) \cdot T_S/3$	$(3D-2) \cdot T_S/3$
Segunda etapa	$(1-3D) \cdot T_S/3$	$(2-3D) \cdot T_S/3$	$(1-D) \cdot T_S$

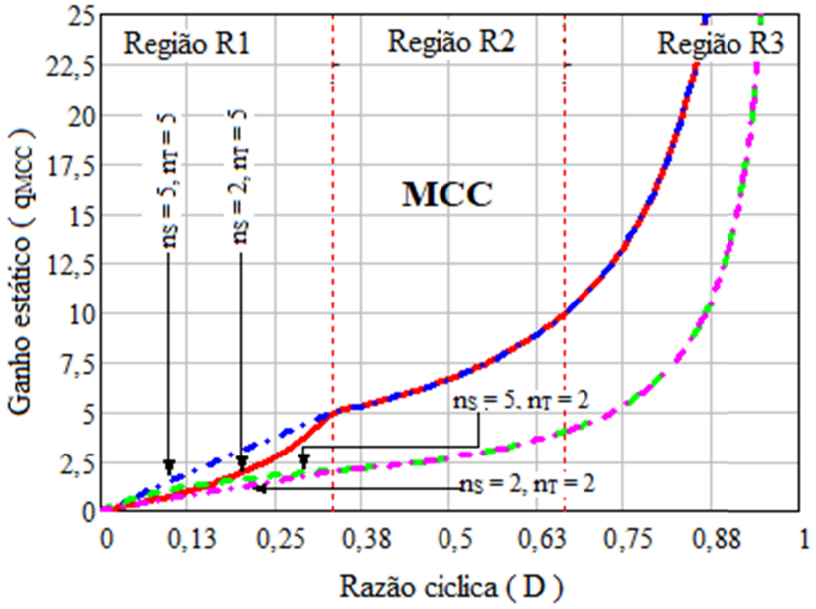
6.1.7.1 Ganho estático no MCC

As expressões do ganho estático no MCC para R1, R2 e R3 são as mesmas apresentadas pela primeira topologia, as quais são obtidas a partir do cálculo do valor da tensão média através da bobina primária do indutor acoplado. A expressão (6.1) representa a característica ideal de transferência do conversor para o modo de condução contínuo.

$$q_{MCC} = \begin{cases} \dfrac{3\,D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ \dfrac{2}{3}\dfrac{n_T}{\left(1-D\right)} & R2,\ R3 \end{cases} \tag{6.1}$$

A Figura 6.16 apresenta o comportamento do ganho estático total da segunda topologia proposta em MCC, onde é importante salientar que teoricamente, para razão cíclica menor que um terço, o conversor é abaixador/elevador de tensão, e para razão cíclica entre $1/3 \leq D \leq 1$, é elevador de tensão. A figura lembra a curva característica ideal do ganho estático da primeira topologia em MCC.

Figura 6.16: Ganho estático para o MCC no sentido direto



6.1.7.2 O ganho estático no MCD

Considerando todos os componentes do conversor como ideais (sem perdas), tem-se que a energia fornecida pela fonte de alimentação igual à energia consumida pela carga, conforme (6.2).

$$\begin{cases} W_1 = W_2 \\ E_1 \cdot I_{1_{med}} \cdot T_S = E_2 \cdot I_2 \cdot T_S \end{cases} \tag{6.2}$$

Em cada região de operação do conversor, a corrente de entrada é igual à somatória das correntes do enrolamento primário dos indutores acoplados. A partir desta informação, a energia processada pela fonte pode ser representada por (6.3) e (6.4).

$$W_1 = 3\,E_1 \cdot \frac{I_{1_{max}}}{2} \cdot t_m \qquad R2 \tag{6.3}$$

$$W_1 = 3\,E_1 \cdot \frac{I_{1_{max}}}{2} \cdot \left(t_m + t_d\right) \qquad R2,\ R3 \tag{6.4}$$

O tempo de magnetização t_m dos indutores L_1, L_3 e L_5 que corresponde à primeira etapa de operação no MCD para a região R1, R2 e R3 são dadas por:

$$t_m = D\ T_S \qquad R1 \tag{6.5}$$

$$t_m = \begin{cases} \dfrac{3D-1}{3}\, T_S & R2 \\ \dfrac{3D-2}{3}\, T_S & R3 \end{cases} \tag{6.6}$$

O valor máximo de corrente da fonte de alimentação do conversor é determinado a partir da ondulação de corrente dos indutores L_1, L_3 e L_5, o qual pode ser definido nas expressões (6.7) e (6.8).

$$I_{1_{max}} = 3\frac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot D T_S \qquad R1 \tag{6.7}$$

$$I_{1_{max}} = \begin{cases} \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right)}{L_1} \cdot \left(3D-1\right) T_S & R2 \\ \dfrac{E_1}{L_1} \cdot \left(3D-2\right) \cdot T_S & R3 \end{cases} \tag{6.8}$$

A expressão (6.9) define o intervalo de tempo necessário para que a corrente nos indutores de entrada se descarregue totalmente antes de completar terço do período, a qual ocorre na segunda etapa de operação para R2 e R3.

$$t_d = \begin{cases} \dfrac{1}{3} \cdot \dfrac{L_1}{\left(E_2 \,/\, n_T\right) - E_1}\, I_{1_{max}} & R2 \\ \dfrac{1}{3} \cdot \dfrac{L_1}{\left(E_2 \,/\, 2\,n_T\right) - E_1} I_{1_{max}} & R3 \end{cases} \tag{6.9}$$

Substituindo-se (6.5) e (6.7) em (6.3), em seguida aplicando o balanço de energia (Energia consumida pela carga é igual à fornecida pela fonte ($W_1 = W_2$), encontra-se (6.10), que representa o ganho estático do conversor no MCD para a região R1.

$$q_{MCD} = \frac{9\,D^2 \cdot n_T}{n_T \cdot \overline{I_2} + 9\,D^2} \tag{6.10}$$

Onde a corrente parametrizada de carga é definida pela expressão (6.11).

$$\overline{I_2} = \frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} \tag{6.11}$$

A expressão (6.12) que define o ganho estático no MCD para R2 e R3 é determinada a partir da substituição de (6.6), (6.8) e (6.9) em (6.4), logo, colocando o resultado obtido na equação (6.2).

$$q_{MCD} = \begin{cases} \dfrac{2\,n_T \cdot \left(3D-1\right)^2 + 4\,\overline{I_2} \cdot {n_T}^2}{\left(3D-1\right)^2 + 4\,\overline{I_2} \cdot n_T} & R2 \\ \dfrac{\left(3D-2\right)^2 + 2\,\overline{I_2} \cdot n_T}{\overline{I_2}} & R3 \end{cases} \tag{6.12}$$

A corrente parametrizada de carga para R2 e R3 é dada pela equação (6.13).

$$\overline{I_2} = \frac{2\,I_2 \cdot L_1 \cdot f_S}{E_1} \tag{6.13}$$

No limite entre o modo de condução contínuo e descontínuo, os ganhos estáticos calculados são iguais. A partir desta definição determinam-se os ganhos estáticos no modo de condução crítico para R1, R2 e R3, que estão determinados a seguir:

$$q_{MCCr} = \begin{cases} \dfrac{\left(1+\sqrt{1-4\,\overline{I_2} \cdot n_S}\right)^2 n_T}{4n_T \cdot \overline{I_2} + \left(1+\sqrt{1-4\,\overline{I_2} \cdot n_S}\right)^2} \\ \dfrac{\left(1-\sqrt{1-4\,\overline{I_2} \cdot n_S}\right)^2 n_T}{4n_T \cdot \overline{I_2} + \left(1-\sqrt{1-4\,\overline{I_2} \cdot n_S}\right)^2} \end{cases} \quad R1 \tag{6.14}$$

$$q_{MCCr} = \begin{cases} \dfrac{4\,n_T}{3+\sqrt{1-8\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \\ \dfrac{4\,n_T}{3-\sqrt{1-8\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \end{cases} \quad R2 \tag{6.15}$$

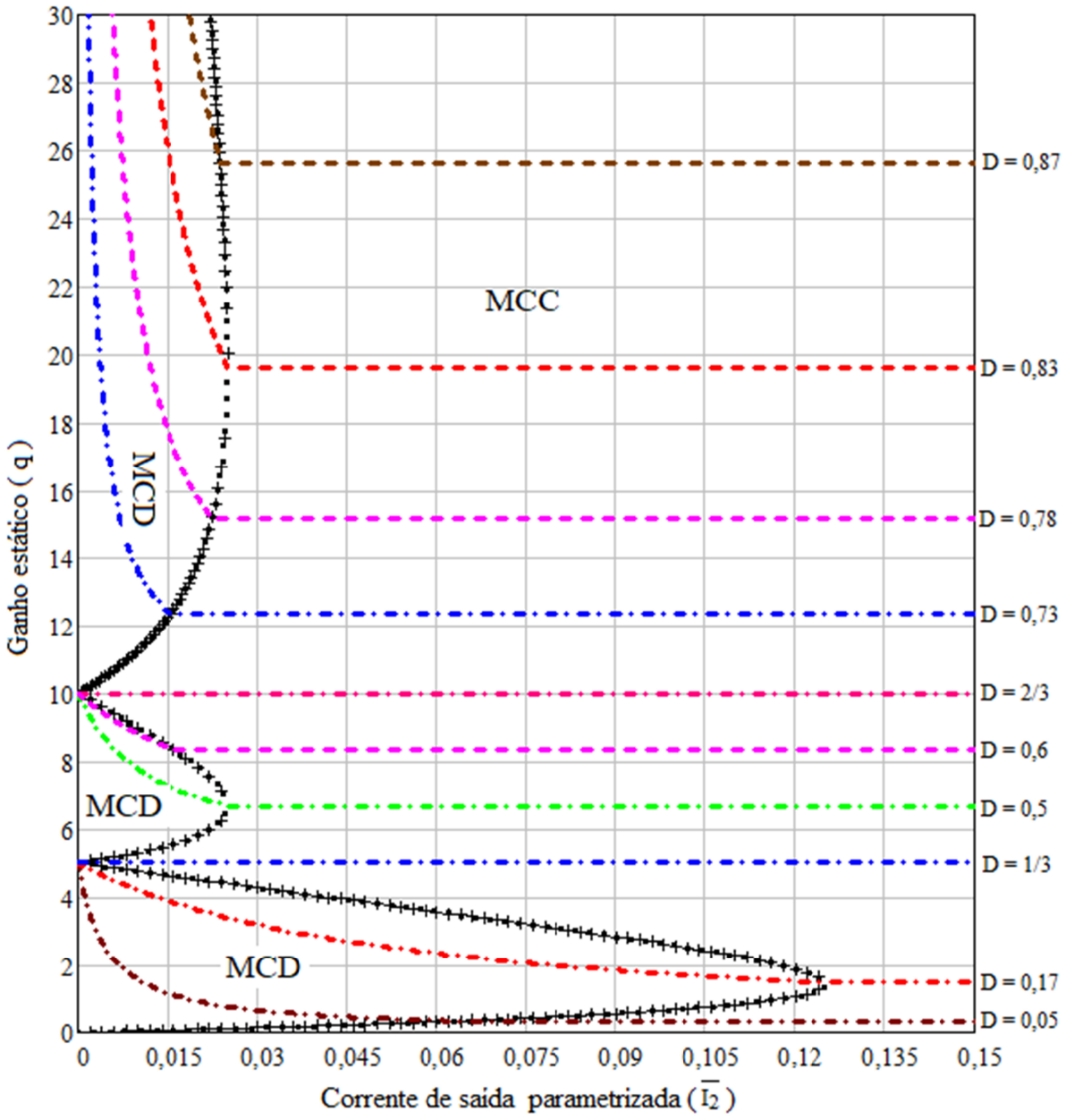
$$q_{MCCr} = \begin{cases} \dfrac{4\,n_T}{1+\sqrt{1-8\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \\ \dfrac{4\,n_T}{1-\sqrt{1-8\,\overline{I_2} \cdot n_T}} \end{cases} \quad R3 \tag{6.16}$$

6.1.7.3 Característica estática unificada da saída

Após a análise apresentada anterior, têm-se as equações necessárias para levantar a característica de saída do conversor. Com as expressões dos ganhos no modo de condução contínuo, descontínuo e crítico, a Figura 6.17 ilustra a característica estática da saída unificada do conversor, onde pode observar que para o MCD o ganho estático é proporcional

à razão cíclica e inversamente proporcional à corrente parametrizada de carga e na área de MCC, onde o ganho estático independente da alteração de carga. Além disso, as áreas descontinuam mais amplas nas regiões R1, R2 e R3 ocorre para $D = 0{,}17$ e $\overline{I_2} = 0{,}125$, para $D = 0{,}5$ e $\overline{I_2} = 0{,}025$ e para $D = 0{,}83$ e $\overline{I_2} = 0{,}025$ respectivamente. As curvas foram obtidas para as relações de transformação $n_S = 2$ e $n_T = 5$.

Figura 6.17: Característica estática unificada da saída da segunda topologia no SD



6.1.7.4 Indutâncias de entrada L_1, L_3 e L_5

A partir das etapas de funcionamento no MCC, observa-se, primeiramente, que a corrente instantânea de um dos indutores é igual a um terço da corrente de entrada, que é dada pela expressão (6.17).

$$i_{L1}(t) = i_1(t) \,/\, 3 \tag{6.17}$$

Os valores mínimo e máximo da corrente de entrada em todas as regiões de operação em MCC ocorrem nos instantes t_0 e t_1, respectivamente, podendo ser calculada da seguinte forma:

$$\begin{cases} I_{1_{min}} = 3\, I_{L1_{min}} \\ I_{1_{max}} = 3\, I_{L1_{max}} \end{cases} \tag{6.18}$$

Em base da expressão (6.18), a ondulação de corrente de entrada pode ser dada pela expressão (6.19).

$$\Delta I_1 \;=\; 3\,\Delta I_{L1} \tag{6.19}$$

A ondulação da corrente no indutor L_1, L_3 e L_5 é determinada através da observação da primeira etapa de operação, onde o tempo de duração desta etapa em cada região é mostrado nas equações (3.2), (3.52) e (3.91), obtendo-se (6.20).

$$\Delta I_{L1} = \begin{cases} \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, n_T\right)}{L_1} \cdot D T_S & R1 \\ \dfrac{E_1 - \left(E_2 \,/\, 2\, n_T\right)}{L_1} \cdot \dfrac{3D-1}{3} T_S & R2 \\ \dfrac{E_1}{L_1} \cdot \dfrac{3D-2}{3} T_S & R3 \end{cases} \tag{6.20}$$

Substituindo (6.20) e (6.1) em (6.19), obtém-se a expressão (6.21) que determina a ondulação da corrente de entrada em função da tensão de saída, indutância de entrada, razão cíclica e frequência da comutação.

$$\Delta I_1 = \begin{cases} \dfrac{E_2}{n_S \cdot f_S \cdot L_1} \cdot \left(1 - 3D\right) & R1 \\ \dfrac{E_2}{2\, n_T \cdot f_S \cdot L_1} \left(2 - 3D\right) \cdot \left(3D - 1\right) & R2 \\ \dfrac{3}{2} \dfrac{E_2}{n_T \cdot f_S \cdot L_1} \left(1 - D\right) \cdot \left(3D - 2\right) & R3 \end{cases} \tag{6.21}$$

Parametrizando a expressão (6.21), obtém-se (6.22), que está representada graficamente na Figura 3.48, onde nota-se que o valor máximo de ondulação de corrente é 1, 1/4 e 1/12, o que ocorre quando a razão cíclica é 0, 1/2 e 5/6, respectivamente.

$$\overline{\Delta I_1} = \begin{cases} 1-3D = n_S \dfrac{f_S \cdot L_1 \cdot \Delta I_{E1}}{E_2} & R1 \\ \left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right) = 2\,n_T \dfrac{f_S \cdot L_1 \cdot \Delta I_{E1}}{E_2} & R2 \\ \left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right) = \dfrac{2\,n_T}{3} \dfrac{f_S \cdot L_1 \cdot \Delta I_{E1}}{E_2} & R3 \end{cases} \quad (6.22)$$

A indutância de entrada do conversor em MCC para três regiões de operação pode ser determinada através da reorganização da expressão (6.21). Assim chega-se na expressão (6.23).

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{n_S}\frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_1}\cdot\left(1-3D\right) && R1 \\ L_1 &= \frac{1}{2\,n_T}\frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_1}\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right) && R2 \\ L_1 &= \frac{3}{2\,n_T}\frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_1}\left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right) && R3 \end{aligned} \quad (6.23)$$

6.1.7.5 Indutância crítica

A indutância crítica dos indutores de entrada pode ser determinada através da observação da primeira etapa de operação, ou seja, analisando a ondulação de corrente de entrada, dada em (6.21), bem como a ondulação de corrente de entrada no MCCr, dado em (6.24). Assim, substituindo a expressão (6.24) em (6.21), obtém-se:

$$\Delta I_1 = I_{1_{max}} \quad (6.24)$$

$$I_{1_{max}} = \frac{E_2}{n_S \cdot f_S \cdot L_1}\cdot\left(1-3D\right) \quad R1 \quad (6.25)$$

$$I_{1_{max}} = \frac{E_2}{2\,n_T \cdot f_S \cdot L_1}\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right) \quad R2 \quad (6.26)$$

$$I_{1_{max}} = \frac{3}{2}\frac{E_2}{n_T \cdot f_S \cdot L_1}\left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right) \quad R3 \quad (6.27)$$

Sabe-se que a variação do valor médio de corrente depende da corrente de carga e razão cíclica, como apresentado na equação (6.28). Assim, substituindo esta definição na equação (6.25), (6.26) e (6.27), obtém-se a indutância crítica, ou seja, o valor mínimo do indutor que garanta a condução contínua para R1, R2 e R3, conforme mostrada nas expressões (6.29), (6.30) e (6.31).

$$I_{1_{max}} = \begin{cases} \dfrac{2\,I_2 \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ \dfrac{4\,n_T \cdot I_2}{3\left(1 - D\right)} & R2\ e\ R3 \end{cases} \quad (6.28)$$

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{3}{2\,n_S}\frac{E_1}{I_2 \cdot f_S} D \cdot \left(1 - 3D\right) \qquad R1 \quad (6.29)$$

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{3}{8\,{n_T}^2}\frac{E_2}{f_S \cdot I_2}\left(3D - 1\right)\left(2 - 3D\right)\left(1 - D\right) \qquad R2 \quad (6.30)$$

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{9}{8\,{n_T}^2}\frac{E_2}{f_S \cdot I_2}\left(3D - 2\right)\left(1 - D\right)^2 \qquad R3 \quad (6.31)$$

De forma análoga, para garantirmos a operação em modo descontínuo, basta saber o valor das indutâncias críticas que permitem o conversor operar na fronteira entre dois modos. Assim, qualquer valor de L dentro do intervalo $0 < L < L_{MCCr}$ obriga o conversor a operar no modo descontínuo.

6.1.7.6 Capacitância de C_2

O método de cálculo utilizado para o filtro capacitivo na saída que serve para minimizar a ondulação de tensão causada pela ondulação de corrente é o mesmo utilizado para o filtro capacitivo da primeira topologia. Nos itens 3.2.5, 3.6.5 e 3.10.5 encontram-se todas as análises que facilitam o cálculo da capacitância do filtro de saída, que é inversamente proporcional ao valor da sua ondulação da tensão, tal e qual mostram as expressões (6.32), (6.33) e (6.34).

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(n_T - n_S\right)\left(1 - 3D\right) \cdot D}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \qquad R1 \quad (6.32)$$

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(2 - 3D\right) \cdot \left(3D - 1\right)}{9\left(1 - D\right)} \qquad R2 \quad (6.33)$$

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(3D - 2\right)}{3} \qquad R3 \quad (6.34)$$

6.1.8 Análises dos esforços do conversor no MCC

A seguir será apresentada a análise dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes do conversor proposto, visto que o conversor operaria de modo semelhante à primeira estrutura analisada anteriormente, onde essa semelhança permite a igualdade dos esforços de tensão e corrente nos interruptores (S_1, S_2, S_3), nos diodos (D_1, D_2.... D_6) e no transformador Tr.

6.1.8.1 Esforços nos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}

O valor médio de corrente nos indutores L_1, L_3 e L_5, calculado em função da razão cíclica e a corrente de carga, é dado por (6.35).

$$I_{L1_{med}} = \begin{cases} I_2 \dfrac{D \cdot n_S \cdot n_T}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} & R1 \\ \\ I_2 \dfrac{2\, n_T}{9\left(1 - D\right)} & R2 \ e \ R3 \end{cases} \tag{6.35}$$

O valor eficaz da corrente nos enrolamentos primários L_1, L_3 e L_5 é determinado por:

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{L1_{med}}}{9D} \right)^2 dt} \qquad R1 \tag{6.36}$$

A partir da equação apresentada acima, tem-se o valor eficaz da corrente dos enrolamentos primários dos indutores acoplados na R1:

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{D}{3}} \frac{I_2 \cdot n_S \cdot n_T}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} \qquad R1 \tag{6.37}$$

O valor eficaz de corrente que circula pelos indutores L_1, L_3 e L_5 para R2 e R3 é definida com relação à razão cíclica e corrente de carga. Assim obtém-se (6.38).

$$I_{L1_{ef}} = I_2 \frac{2\, n_T}{3\left(1 - D\right)} \qquad R2 \ e \ R3 \tag{6.38}$$

Os esforços de corrente média e eficaz nos indutores L_2, L_4 e L_6 para R1 pode ser calculada pelas expressões (6.39) e (6.40).

$$I_{L2_{med}} = \frac{3}{T_S} \int_0^{(1-3D)\cdot T_s/3} \left(I_{L1_{med}} / 3D \cdot n_S \right) dt \qquad R1 \quad (6.39)$$

$$I_{L2_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S} \int_0^{(1-3D)\cdot T_s/3} \left(I_{L2_{med}} / \left(1-3D\right) \right)^2 dt} \qquad R1 \quad (6.40)$$

Resolvendo as equações anteriores, se obtém a expressão matemática do valor médio e eficaz de corrente dos indutores L_2, L_4 e L_6:

$$I_{L2\,med} = I_2 \frac{n_T \cdot \left(1-3D\right)}{9\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + 3\,n_T} \qquad R1 \quad (6.41)$$

$$I_{L2\,ef} = I_2 \frac{n_T}{9\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + 3n_T} \sqrt{1-3D} \qquad R1 \quad (6.42)$$

Tal como R2 e R3, não há transferência de energia pelos indutores L_2, L_4 e L_6, então os esforços de correntes são nulos.

$$I_{L2\,med} = I_{L2\,ef} = 0 \qquad (6.43)$$

6.1.8.2 Esforços de tensão e corrente nos interruptores (S_1, S_2 e S_3) e diodos de saída

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores (S_1, S_2 e S_3) e nos diodos do retificador trifásico de saída são semelhantes aos presentes na primeira topologia proposta, sendo mencionado nos itens 3.13.2 e 3.13.3.

6.1.8.3 Esforço de tensão e corrente no diodo do interruptor S_4 S_5 e S_6

Os interruptores estão conectados diretamente aos enrolamentos secundários dos indutores acoplados, pois os esforços de corrente média que circulam nos diodos de S_4 S_5 e S_6 são iguais aos esforços de corrente através de L_2, L_4 e L_6.

$$I_{DS4,5,6\,med} = \begin{cases} I_{L2\,med} & R1 \\ 0 & R2\ e\ R3 \end{cases} \qquad (6.44)$$

$$I_{DS4,5,6\,ef} = \begin{cases} I_{L2\,ef} & R1 \\ 0 & R2\ e\ R3 \end{cases} \qquad (6.45)$$

O valor máximo de tensão sobre os interruptores S_4, S_5 e S_6 do conversor é definido pela expressão (6.46).

$$V_{DS_{4,5,6}} = \begin{cases} \left(E_1 - \dfrac{E_2}{n_T}\right) n_S + E_2 & R1 \\ \left(E_1 - \dfrac{E_2}{2\,n_T}\right) n_S + E_2 & R2 \\ E_1 \cdot n_S + E_2 & R3 \end{cases} \quad (6.46)$$

6.1.8.4 Esforço de corrente e tensão no diodo D_{10}, D_{11} e D_{12}

Neste sentido de operação, não ocorre circulação de corrente pelos três diodos, portanto os esforços de correntes são nulos. A tensão reversa nos diodos é proporcional à tensão de entrada e saída, conforme apresentado pela equação (6.47).

$$V_{D_{10,11,12}} = \begin{cases} E_1 + \left(E_2 \,/\, n_S\right) & R1 \\ E_2 \,/\, n_T & R2 \\ E_2 \,/\, 2n_T & R3 \end{cases} \quad (6.47)$$

6.1.8.5 Esforço no capacitor de saída C_2

O valor eficaz de corrente que circula através do capacitor no MCC para R1é definido pela expressão (6.48).

$$I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S}\int_0^{DT_s}\left(I_2 - 3\frac{I_{L1\,med}}{3\,n_T \cdot D}\right)^2 dt + \frac{3}{T_S}\int_0^{\frac{1-3D}{3}T_s}\left(I_2 - 3\frac{I_{L2\,med}}{1-3D}\right)^2 dt} \quad R1 \quad (6.48)$$

A partir da integral da equação (6.49), obtém-se:

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \frac{\left(n_S - n_T\right)\cdot\sqrt{3\,D\cdot\left(1-3D\right)}}{3\,D\cdot\left(n_S - n_T\right) + n_T} \quad R1 \quad (6.49)$$

O valor eficaz da corrente através do capacitor C_2 no MCC para R2 é apresentado através da seguinte expressão:

$$I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{3}{T_S}\left(\int_0^{\frac{3D-1}{3}T_s}\left(\frac{I_2}{3\left(1-D\right)} - I_2\right)^2 dt + \int_0^{\frac{2-3D}{3}T_s}\left(\frac{2\,I_2}{3\left(1-D\right)} - I_2\right)^2 dt\right)} \quad R2 \quad (6.50)$$

Resolvendo a integral e agrupando os termos tem-se:

$$I_{C2_{ef}} = \frac{I_2}{3\left(1-D\right)}\sqrt{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)} \qquad R2 \qquad (6.51)$$

O valor eficaz da corrente através do capacitor no MCC para R3 é calculado através da seguinte expressão:

$$I_{C2\,ef} = \sqrt{\frac{3}{T_S}\int_0^{(1-D)T_s}\left(\frac{I_2}{3\left(1-D\right)}-I_2\right)^2 dt + \frac{3}{T_S}\int_0^{\frac{3D-2}{3}T_s}\left(I_2\right)^2 dt} \qquad R3 \qquad (6.52)$$

Resolvendo-se a integral restante em (6.52), é possível determinar o valor eficaz da corrente do capacitor C_2 para R3 pela equação (6.53).

$$I_{C2\,ef} = I_2\sqrt{\frac{\left(3D-2\right)}{3\left(1-D\right)}} \qquad R3 \qquad (6.53)$$

6.2 ANÁLISE DO CONVERSOR OPERANDO NO SENTIDO INVERSO

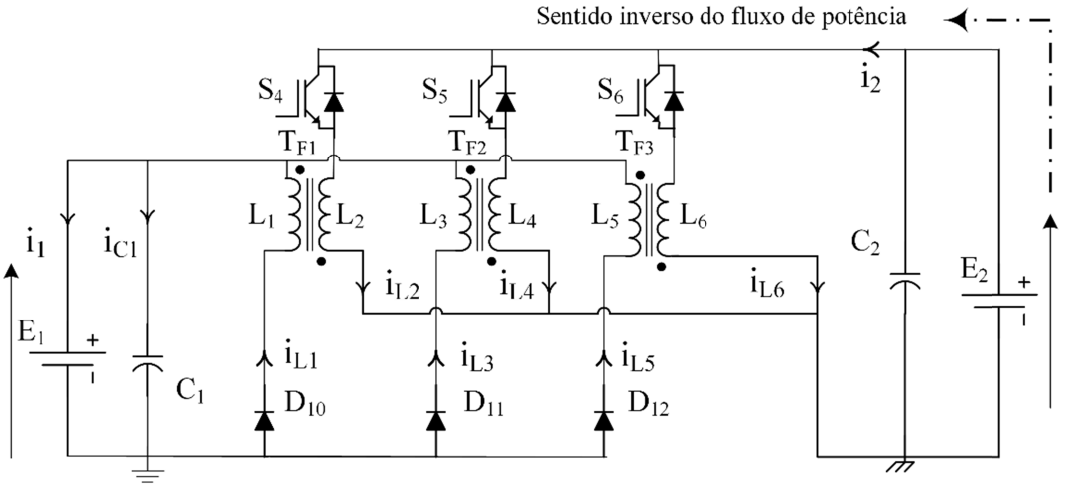
Nesta seção é apresentado o circuito do sentido inverso do fluxo de potência que possui o ganho estático do conversor Buck-Boost isolado. Ele se origina basicamente da associação de conversores Flyback [75]-[78], denominado conversor flyback intercalado.

A principal característica dos circuitos intercalados é a divisão do fluxo de potência por dois ou mais caminhos, entre a fonte e a carga, durante as etapas de armazenamento de energia. No caso do conversor flyback, quando são intercalados três conversores, há uma significativa diminuição dos núcleos dos transformadores, redução dos esforços dos interruptores e diodos, bem como as perdas associadas aos elementos. Isso acontece por conta da diminuição das correntes que circulam por estes componentes. O estudo mencionado em [75] apresenta o conversor flyback intercalado de três fases com indutores acoplados (Transformadores Flyback). Como vantagens dessa estrutura os autores destacam: a frequência de ondulação de corrente na entrada e de tensão na saída é três vezes maior que a frequência de comutação, tornando fácil implementar o nível de potência de 2.6 kW para cada fase avaliado um valor de 860 W.

O circuito apresenta uma fonte de alimentação E_2, uma carga R_2, três indutores acoplados (T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}) na entrada, três interruptores (S_4, S_5 e S_6) adequados para operar em altas frequências, três diodos (D_{10}, D_{11} e D_{12}) para evitar que o capacitor descarregue durante o tempo no qual os interruptores estejam em condução e um capacitor (C_1) na saída para manter a ondulação de tensão de saída dentro do valor desejado. A topologia

simplificada no sentido inverso está apresentada na Figura 6.18, na qual mostra que essa topologia é um conversor Flyback intercalado de três fases.

Figura 6.18: Topologia do conversor Flyback intercalado



Serão analisadas as situações em MCC, MCCr e MCD, apresentando-se as etapas de operação, principais formas de onda idealizadas, equacionamento, expressões do ganho estático ideal, ondulações de corrente nos indutores acoplados e de tensão no capacitor de saída, valor da indutância crítica, característica externa de saída e esforços de tensão e corrente nos principais componentes do circuito.

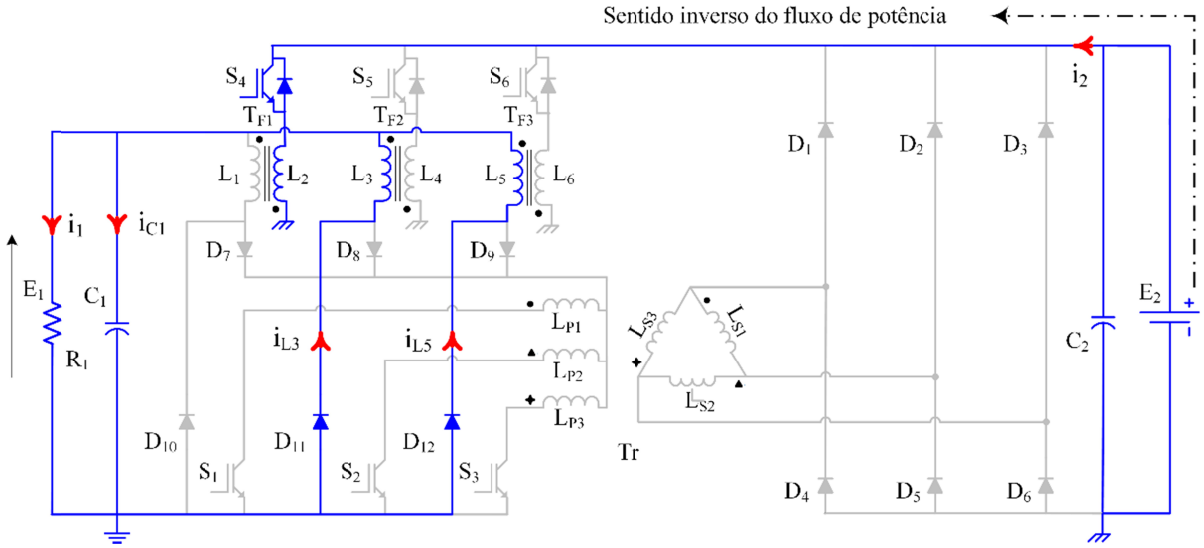
6.2.1 Modo de condução contínuo

O conversor flyback intercalado operando no modo de condução contínuo caracteriza-se pelo fato da corrente nos indutores sempre ser maior que zero, conforme apresentado na Figura 6.23. O conversor em MCC para sentido inverso possui seis etapas de operação; como condição inicial, considera-se que o interruptor S_4 e os diodos D_{11} e D_{12} estão em condução enquanto o S_5, S_6 e D_{10} permanecem bloqueados. As etapas são apresentadas a seguir:

6.2.1.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCC

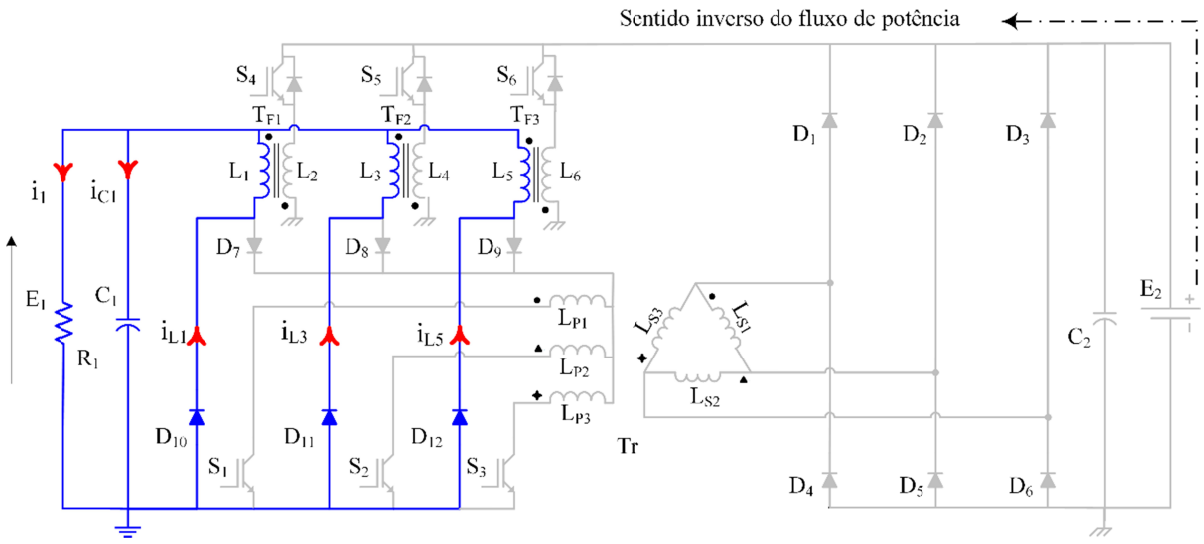
Primeira etapa $[t_0 \leq t \leq t_1]$: Esta etapa inicia-se em t_0, quando o interruptor S_4 entra em condução e os diodos D_{11} e D_{12} estão polarizados diretamente. A corrente do indutor L_2 cresce linearmente com inclinação definida pela razão entre o valor de tensão de entrada E_2 pelo valor da indutância E_2/L_2 e as correntes do L_3 e L_5 decrescem linearmente até t_1, circulando pela carga R2 e filtro de saída C_1. Durante esta etapa, a corrente do interruptor S_4 é a mesma da fonte de alimentação. Esta etapa é finalizada em t_1, e pode ser vista na Figura 6.19.

Figura 6.19: Primeira etapa de operação no MCC



Segunda etapa $[t_1 \leq t \leq t_2]$: Durante esta etapa de desmagnetização, o interruptor S_4 entra em bloqueio polarizando diretamente o diodo D_{10}. A tensão de saída refletida para o primário dos indutores acoplados (E_1/n_S') é aplicada aos terminais do indutor L_2, L_4 e L_6. A corrente no estágio de entrada é nula, ou seja, não há energia armazenada no estágio de entrada. Esta etapa é ilustrada na Figura 6.20 e termina quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear.

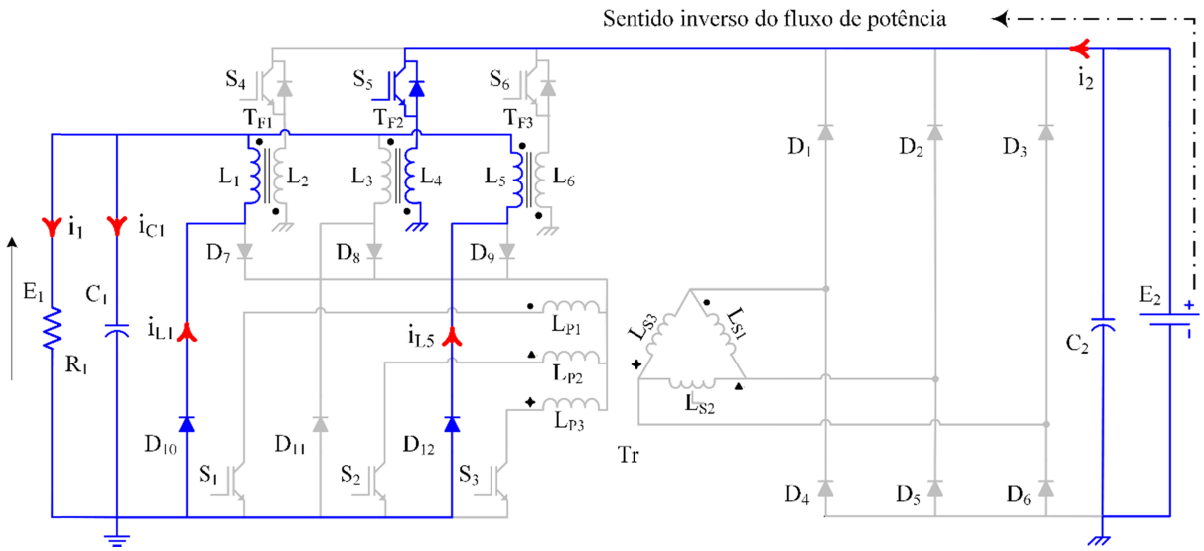
Figura 6.20: Segunda etapa de operação no MCC



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: No instante t_2, o interruptor S_5 entra em condução, polarizando reversamente o diodo D_{11}. Neste modo o indutor L_4 armazena a energia da fonte de entrada e L_1 e L_5 continuam transferindo a energia para carga e a tensão e a corrente do L_4 é igual a E_2 e i_{E2}, respectivamente. O circuito equivalente desta etapa é apresentado na

Figura 6.21 e termina em t_2 com bloqueio do interruptor S_4 e entrada de condução do diodo D_{11}.

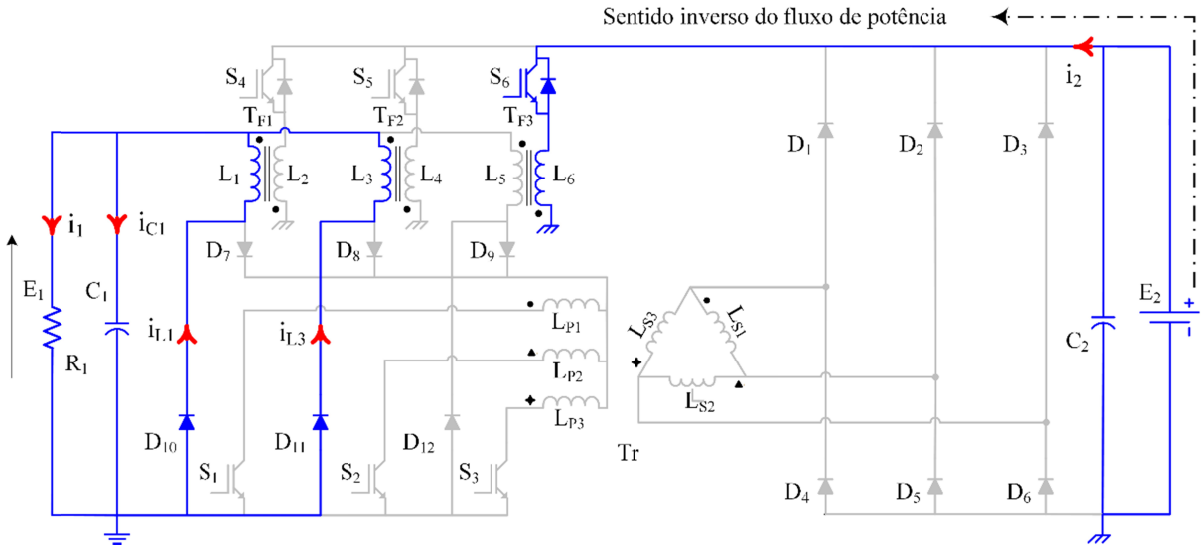
Figura 6.21: Terceira etapa de operação no MCC



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: A quarta etapa inicia-se em t_3 e é idêntica à segunda etapa de operação, no qual os enrolamentos secundários dos indutores acoplados transferem energia para a carga simultaneamente. Esta etapa está ilustrada na Figura 6.20 e termina quando o interruptor S_6 entra em condução.

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: A quinta etapa inicia-se em t_4, quando o interruptor S_6 é comandado a conduzir. O indutor L_6 armazena a energia gerada pela fonte e o L_1 e L_3 continuam transferindo para carga; a corrente fornecida pela entrada é a mesma que circula pelo interruptor S_6 e o enrolamento primário do T_{F3}. Esta etapa de operação pode ser visualizada na Figura 6.22, na qual é concluída em t_5 com o bloqueio do interruptor S_6.

Figura 6.22: Quinta etapa de operação no MCC

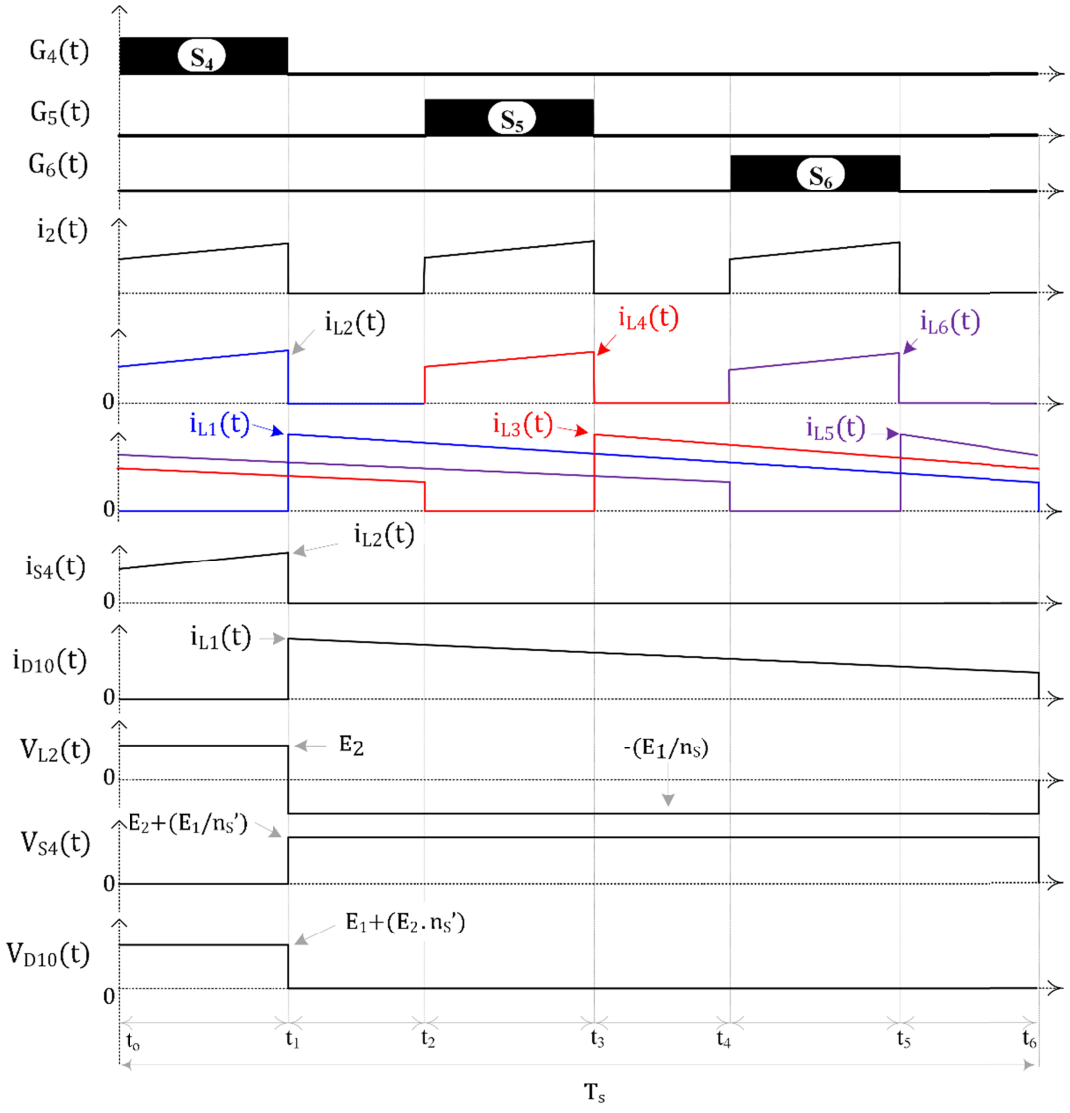


Sexta etapa [$t_5 \leq t \leq t_6$]: No instante t_5 o interruptor S_6 entra em bloqueio, e o diodo D_{12} entra em condução. Esta etapa de operação é idêntica à segunda e quarta, já descritas anteriormente. O circuito equivalente apresentado na Figura 6.20 revela a sexta etapa de operação que é finalizada em t_6 com a entrada em condução do interruptor S_1, onde é iniciado um novo período de operação.

6.2.1.2 Formas de ondas básicas e equacionamentos

As principais formas de onda para a operação ideal deste conversor no MCC são mostradas na Figura 6.23, e analisando-as determinam-se as expressões da corrente e tensão dos componentes do conversor para os diferentes intervalos de tempo em modo de condução contínuo.

Figura 6.23: Principais formas de onda idealizadas no MCC



O intervalo do tempo de cada etapa de operação em modo de condução contínuo é dado pela expressão (6.54).

$$\begin{cases} \Delta t_1 = t_1 - t_o = D \cdot T_S \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \dfrac{T_S}{3} - DT_S = \dfrac{1-3D}{3} T_S \end{cases} \tag{6.54}$$

A equação (6.55) mostra a tensão instantânea através do indutor L_2.

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} E_2 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ -E_1 \ / \ n_S{}' & ;para\ t_1 \le t \le t_6 \end{cases} \tag{6.55}$$

Onde a relação de transformação dos indutores acoplados no sentido inverso é dada por:

$$n_S{}' = 1 \ / \ n_S \tag{6.56}$$

A tensão instantânea aplicada ao indutor L_1 é dada por

$$V_{L1}(t) = \begin{cases} E_2 \cdot n_S{}' & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ -E_1 & ;para\ t_1 \le t \le t_6 \end{cases} \tag{6.57}$$

A tensão instantânea através dos interruptores S_4 é definida pela equação (6.58).

$$V_{S4}(t) = \begin{cases} 0 & ;para\ t_0 \le t \le t_1 \\ E_2 + \dfrac{E_1}{n_S{}'} & ;para\ t_1 \le t \le t_6 \end{cases} \tag{6.58}$$

A tensão instantânea através dos diodos D_{10} é definida pela expressão (6.59).

$$V_{D10}(t) = \begin{cases} E_1 + E_2 \cdot n_S{}' & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{6.59}$$

A corrente instantânea no indutor L_2 é determinada pela equação (6.60).

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} i_{E2}(t_o) + \dfrac{E_2}{L_2} \cdot \left(t - t_o\right) & ;\ para\ t_o \le t \le t_1 \\ 0 & ;para\ t_1 \le t \le t_6 \end{cases} \tag{6.60}$$

A expressão (6.61) apresenta a corrente instantânea no indutor L_1.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} 0 & ;para\ t_o \le t \le t_1 \\ \dfrac{i_{E2}(t_1)}{n_S{}'} - \dfrac{E_1}{L_1} \cdot \left(t - t_1\right) & ;para\ t_1 \le t \le t_6 \end{cases} \tag{6.61}$$

6.2.1.3 Ganho estático em MCC

A relação entre o ganho estático e a razão cíclica do conversor é definida através do balanço de energia do conversor, considerando todos os componentes ideais. A seguir são apresentadas as expressões para determinar a característica de transferência estática do conversor proposto operando no modo de condução contínuo para sentido inverso.

O balanço de energia do conversor é obtido pela expressão (6.62).

$$W_2 = W_1 \tag{6.62}$$

Onde a e energia fornecida pela fonte e consumida pela carga em período de comutação é dada por:

$$\begin{cases} W_2 = E_2 \cdot I_{2_{med}} \cdot T_S \\ W_1 = E_1 \cdot I_1 \cdot T_S \end{cases} \tag{6.63}$$

O valor médio de corrente de entrada pode ser escrito na equação (6.64).

$$I_{2_{med}} = \frac{3}{T_S} \int_0^{DT_s} \frac{I_{2_{max}} + I_{2_{min}}}{2} \cdot dt = \frac{3D \cdot \left(I_{2_{max}} + I_{2_{min}} \right)}{2} \tag{6.64}$$

A equação (6.65) define o valor médio de corrente que circula pela carga em função da razão cíclica e ondulação de corrente de entrada.

$$I_1 = \frac{3}{T_S} \int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_{L1_{max}} + I_{L1_{min}}}{2} \cdot dt = \frac{3\left(I_{L1_{max}} + I_{L1_{min}} \right) \cdot \left(1 - D \right)}{2} \tag{6.65}$$

Sabendo-se que $I_{L1_{max}} = I_{2_{max}}/n'_S$ e $I_{L1_{min}} = I_{2_{min}}/n'_S$, substituindo essa definição na expressão (6.65), obtém-se a expressão (6.66), que representa a corrente de saída em função da corrente de entrada.

$$I_1 = \frac{3\left(I_{2_{max}} + I_{2_{min}} \right) \cdot \left(1 - D \right)}{2 \cdot n'_S} \tag{6.66}$$

Substituindo a expressão (6.63), (6.64) e (6.66) em (6.62), e reorganizando os termos, encontra-se a expressão (6.67), que determina o ganho estático do conversor no MCC. Chega-se à conclusão que o ganho estático é igual à da primeira topologia apresentada no item 4.1.4, assim como é mostrado graficamente na Figura 4.4.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{D \cdot n_S'}{\left(1-D\right)} = \frac{D}{n_S \cdot \left(1-D\right)} \tag{6.67}$$

6.2.1.4 Dimensionamento dos filtros de entrada $T_{F1,2,3}$ e de saída C_1

As correntes que circula através dos enrolamentos L_2, L_4 e L_6 são iguais ($I_{L2} = I_{L4} = I_{L6}$). Na primeira etapa de operação, a corrente I_{L2} cresce linearmente e armazena energia no indutor L_2 com a tensão aplicada igual à tensão de entrada E_2. A equação diferencial da corrente que circula através de L_2 é dada por (6.68).

$$V_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t_1} \tag{6.68}$$

Reescrevendo a equação (6.68) em função da ondulação de corrente de entrada, obtém-se:

$$E_2 = L_2 \cdot \frac{\Delta I_2}{D \cdot T_S} \tag{6.69}$$

A relação da tensão de entrada em função da tensão de saída e razão cíclica, determinada pela equação (6.70).

$$E_2 = \frac{E_1\left(1-D\right)}{D \cdot n_S'} \tag{6.70}$$

Substituindo a expressão (6.70) em (6.69), obtém-se a indutância do indutor L_2, L_4 e L_6, dada pela expressão (6.71).

$$L_2 = \frac{E_1 \cdot \left(1-D\right)}{\Delta I_2 \cdot f_S \cdot n_S'} \tag{6.71}$$

Para o cálculo do capacitor de saída C_1, é analisado o circuito da primeira etapa de operação, onde a tensão sobre o capacitor é a tensão de saída E_1, também se pode observar que C_1 se descarrega no intervalo Δt_1. A ondulação da tensão sobre o capacitor é calculada por meio da integral (6.72).

$$-\Delta E_1 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_o^{\Delta t_1} i_{C_1}(t) \cdot dt \tag{6.72}$$

Durante o tempo de condução do interruptor S_4, tem-se a corrente do capacitor C_1 igual à soma de corrente I_{L3} e I_{L5} subtraída da corrente de carga, de outra forma $I_{C1} =$

$(I_{L3} + I_{L5}) - I_1$. Assim o valor médio da corrente do capacitor durante o intervalo Δt_1 é definida pela expressão (6.73).

$$I_{C1} = \frac{2\,I_1}{3\left(1-D\right)} - I_1 \tag{6.73}$$

Substituindo (6.73) em (6.72), obtém-se a expressão que define a ondulação da tensão de saída.

$$\Delta E_1 = \frac{I_1}{3\,C_1 \cdot f_S}\frac{\left(1-3D\right)\cdot D}{\left(1-D\right)} \tag{6.74}$$

Reorganizando a expressão (6.74), obtém-se o valor da capacitância dada pela expressão (6.75), a partir um valor da ondulação de tensão especificada.

$$C_1 = \frac{I_1}{3\,\Delta E_1 \cdot f_S}\frac{\left(1-3D\right)}{\left(1-D\right)} \tag{6.75}$$

6.2.2 Modo de condução descontínuo

Este modo de condução acontece quando a corrente que circula através dos indutores L_1, L_3 e L_5 anula-se em algum momento. O MCD é divido em noves etapas de operação, onde se observa que algumas etapas do modo de condução descontínuo têm comportamentos semelhantes às do modo de condução contínuo. A diferença se dá entre os modos (MCC e MCD), isto que há etapas de operação onde a transferência de energia da fonte para a carga corre apenas com um enrolamento secundário dos indutores acoplados. As principais formas de onda de tensões e de correntes que circulam através dos diferentes componentes do conversor num período de comutação são traçadas a partir o comando PWM aplicado nos interruptores S_4 e S_5 e S_6. A seguir são descritas as etapas de operação.

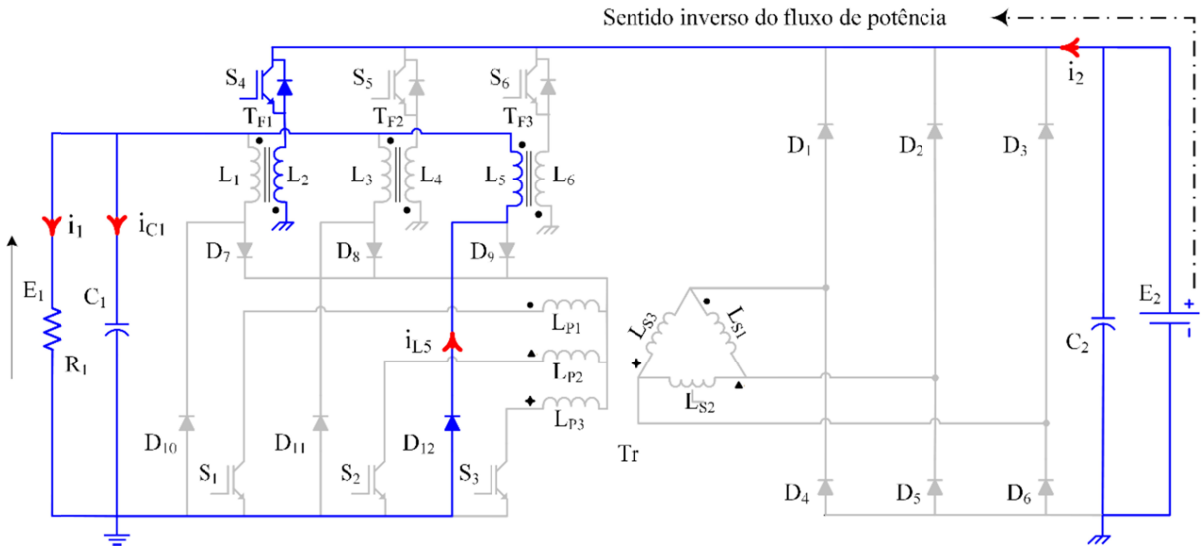
6.2.2.1 Etapas de funcionamento para o conversor em MCD

Primeira etapa $[t_0 \le t \le t_1]$: Esta etapa de operação é igual à primeira etapa para o modo de condução contínuo visualizada pela Figura 6.19 e finaliza-se em t_1 quando a corrente no indutor L_3 se anula ($i_{L3} = 0$).

Segunda etapa $[t_1 \le t \le t_2]$: Em $t = t_1$, a corrente do indutor L_3 se anula e do L_5 continua fluindo para a carga (R_1) e o filtro de saída (C_1). A fonte de alimentação continua fornecendo a energia para L_2 até t_2, onde o interruptor S_4 entra em bloqueio. A tensão e a

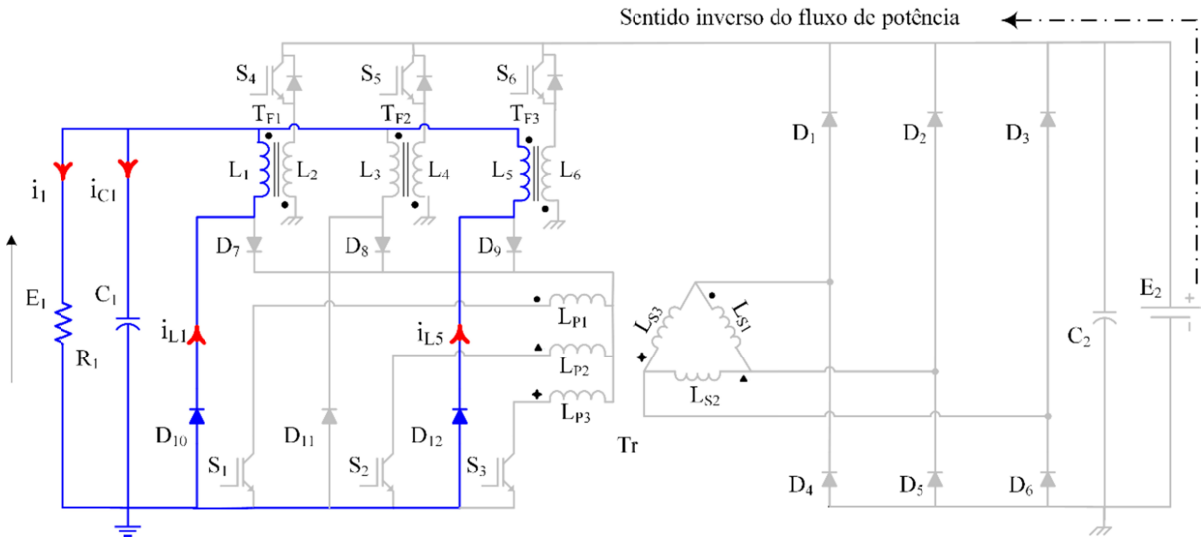
corrente no indutor L_2 e interruptor S_4 são as mesmas da entrada. A segunda etapa de operação pode ser visualizada na Figura 6.24.

Figura 6.24: Segunda etapa de operação no MCD



Terceira etapa $[t_2 \leq t \leq t_3]$: Esta etapa começa em t_2, quando S_4 é comandado a bloquear e o diodo D_{10} polariza diretamente. A corrente que circula no estágio de entrada é nula e não existe energia armazenada nos enrolamentos primários dos indutores acoplados. Assim, a energia armazenada no indutor L_1 e L_5 nas etapas anteriores está sendo transferida para o filtro de saída (C_1) e de carga (R_1). Esta etapa está ilustrada na Figura 6.25 e termina em t_3, quando o interruptor S_5 entra em condução.

Figura 6.25: Terceira etapa de operação no MCD



Quarta etapa $[t_3 \leq t \leq t_4]$: No instante t_3 o interruptor S_5 entra em condução, e os indutores L_1 e L_5 continuam transferindo energia para saída pelo diodo D_{10} e D_{12}. Esta etapa é

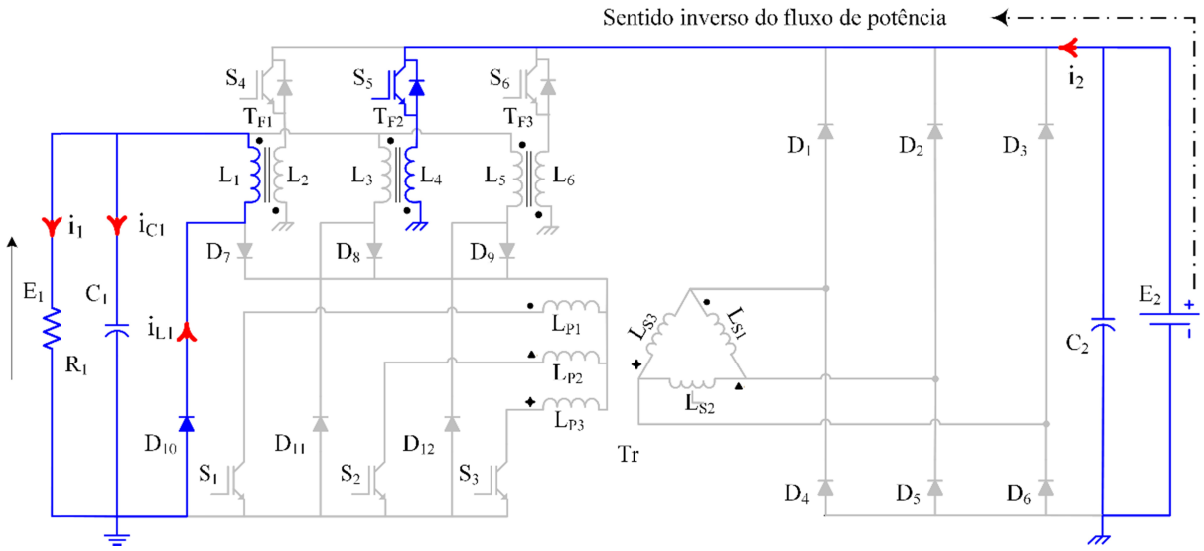
idêntica à terceira etapa do MCC, que é mostrada na Figura 6.21. O final desta etapa ocorre no instante t_4, quando a corrente no indutor L_5 se anula.

Quinta etapa $[t_4 \leq t \leq t_5]$: Em $t = t_4$, a corrente do indutor L_5 se anula e do L_1 continua fluindo para a carga (R_1) e filtro de saída (C_1). A fonte de alimentação continua fornecendo a energia para L_4 até t_5, com entrada em bloqueio do interruptor S_5. A tensão e a corrente no indutor L_4 e interruptor S_5 são as mesmas da entrada e a soma de correntes de carga e do filtro se saída é igual à corrente que circula no L_1. A quinta etapa de operação é mostrada na Figura 6.26.

Sexta etapa $[t_5 \leq t \leq t_6]$: Durante esta etapa, o interruptor S_5 entra em bloqueio, o diodo D_{11} polariza diretamente e D_{10} permanece conduzindo. A tensão sobre o indutor L_4 é a tensão de saída refletida para o primário do indutor acoplado T_{F2}, e a soma da corrente que circula no enrolamento L_1 e L_3 é igual $i_{C1} + i_1$. Novamente não há corrente circulando no estágio de entrada, ou seja, não existe energia armazenada nos enrolamentos primários (L_2, L_4 e L_6). Esta etapa está ilustrada na Figura 6.27 e termina em t_6, quando o interruptor S_6 entra em condução.

Sétima etapa $[t_6 \leq t \leq t_7]$: Em t_6, o interruptor S_6 é comandado a conduzir. Logo o indutor L_6 armazena a energia de entrada e L_1 e L_3 continuam transferindo para a carga através o diodo D_{10} e D_{11}. Esta etapa é idêntica à quinta do MCC, que é visualizada na Figura 6.22. O final desta operação ocorre no instante t_7 quando a corrente no indutor L_1 se anula.

Figura 6.26: Quinta etapa de operação no MCD



Oitava etapa $[t_7 \leq t \leq t_8]$: Durante esta etapa, a corrente no indutor L_1 atinge o nível zero, e o interruptor S_6 permanece conduzindo. A corrente que circula por no

enrolamento primário do T_{F3} é mesma da fonte de alimentação. O diodo D_{11} continua diretamente polarizado alimentando o capacitor do filtro de saída C_1 e a carga R_1, de acordo com o apresentado na Figura 6.28. A tensão aplicada ao indutor L_6 é igual a E_2. Esta etapa finaliza no momento em que o interruptor S_6 é comandado a bloquear.

Figura 6.27: Sexta etapa de operação no MCD

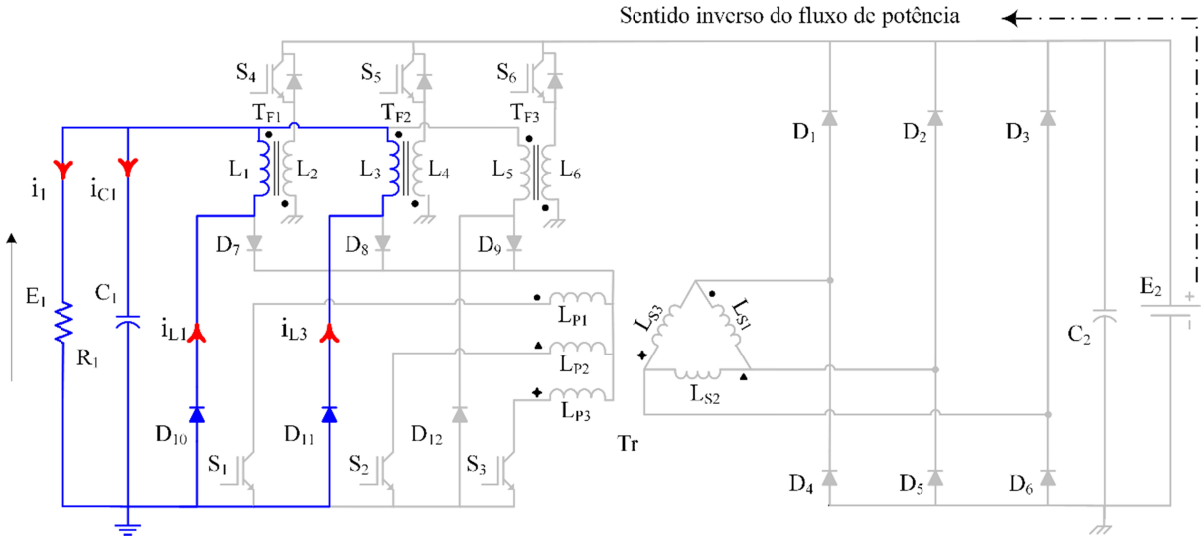
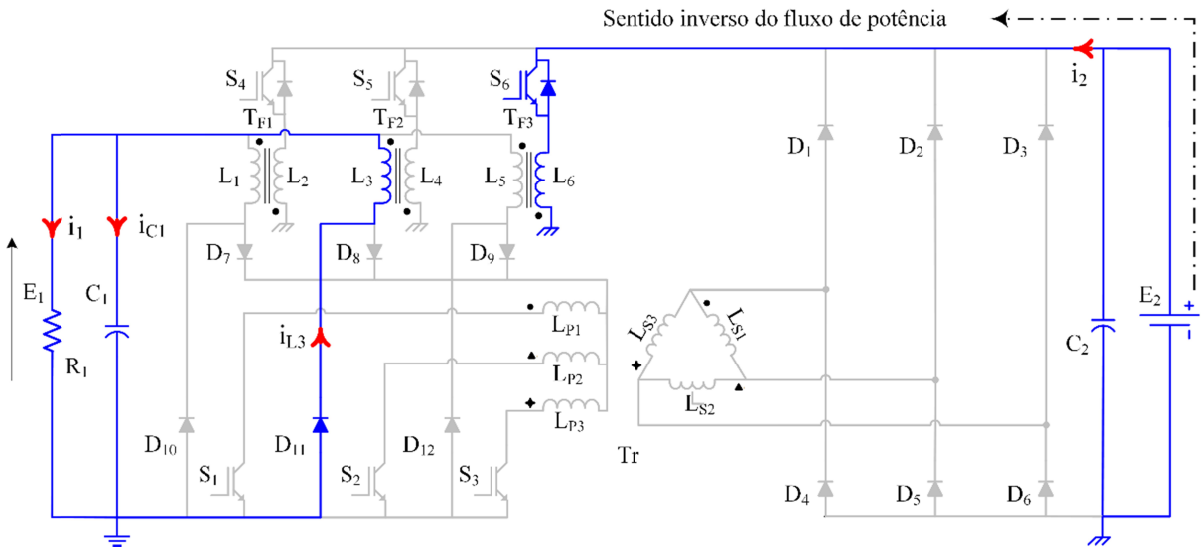
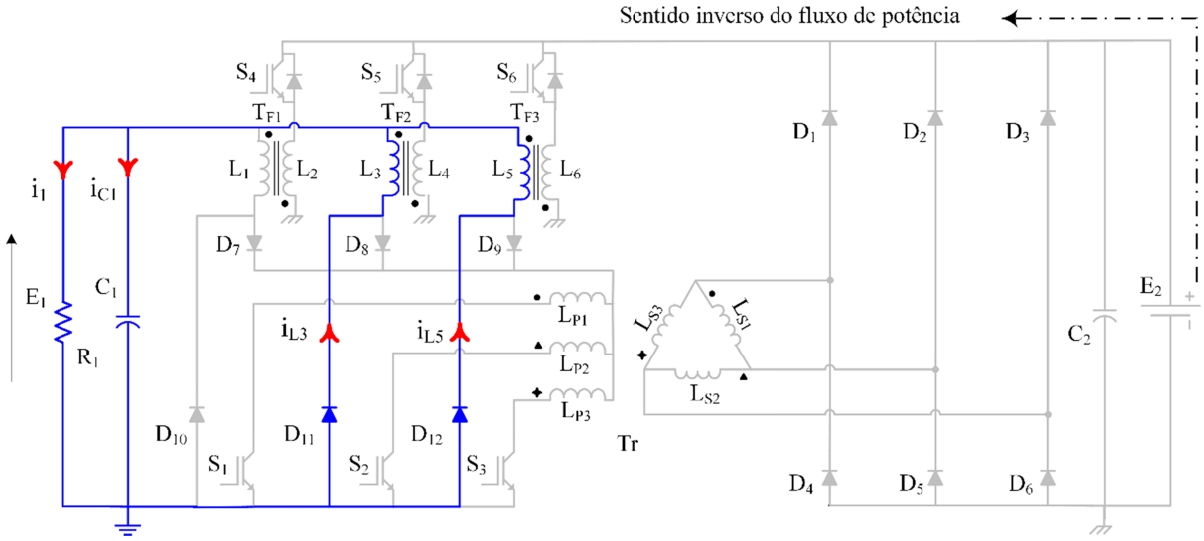


Figura 6.28: Oitava etapa de operação no MCD



Nona etapa $[t_8 \leq t \leq t_9]$: No instante $t = t_8$, o interruptor S_5 entra em bloqueio, o diodo D_{12} polariza diretamente e D_{11} permanece conduzindo. A Figura 6.29 revela esta etapa de operação, onde a soma da corrente que circula no enrolamento L_3 e L_5 é igual a $i_{C2} + i_2$. Mais uma vez não há corrente circulando no estágio de entrada, isto é a corrente nos enrolamentos primários (L_2, L_4 e L_6), que é nula. A finalização desta etapa ocorre no instante t_9 com a entrada em condução do interruptor S_4, dando início a um novo período de comutação.

Figura 6.29: Nona etapa de operação no MCD



6.2.2.2 Formas de ondas básicas

Da mesma maneira, a Figura 6.30 ilustra as principais formas de onda dos principais componentes correspondentes em cada etapa de operação, para o conversor proposto operando no MCD, bem como se mostra os intervalos de tempo das etapas.

6.2.2.3 Ganho estático em MCD

O ganho estático do conversor proposto no MCD é obtido igualando a energia fornecida pela fonte à energia consumida pela carga, já que o conversor opera em regime permanente, assim como apresentado na expressão (6.2).

A energia fornecida pelo conversor é expressada de acordo com a expressão (6.76).

$$W_2 = \frac{3}{2} E_2 \cdot I_{2\,max} \cdot D\,T_S \tag{6.76}$$

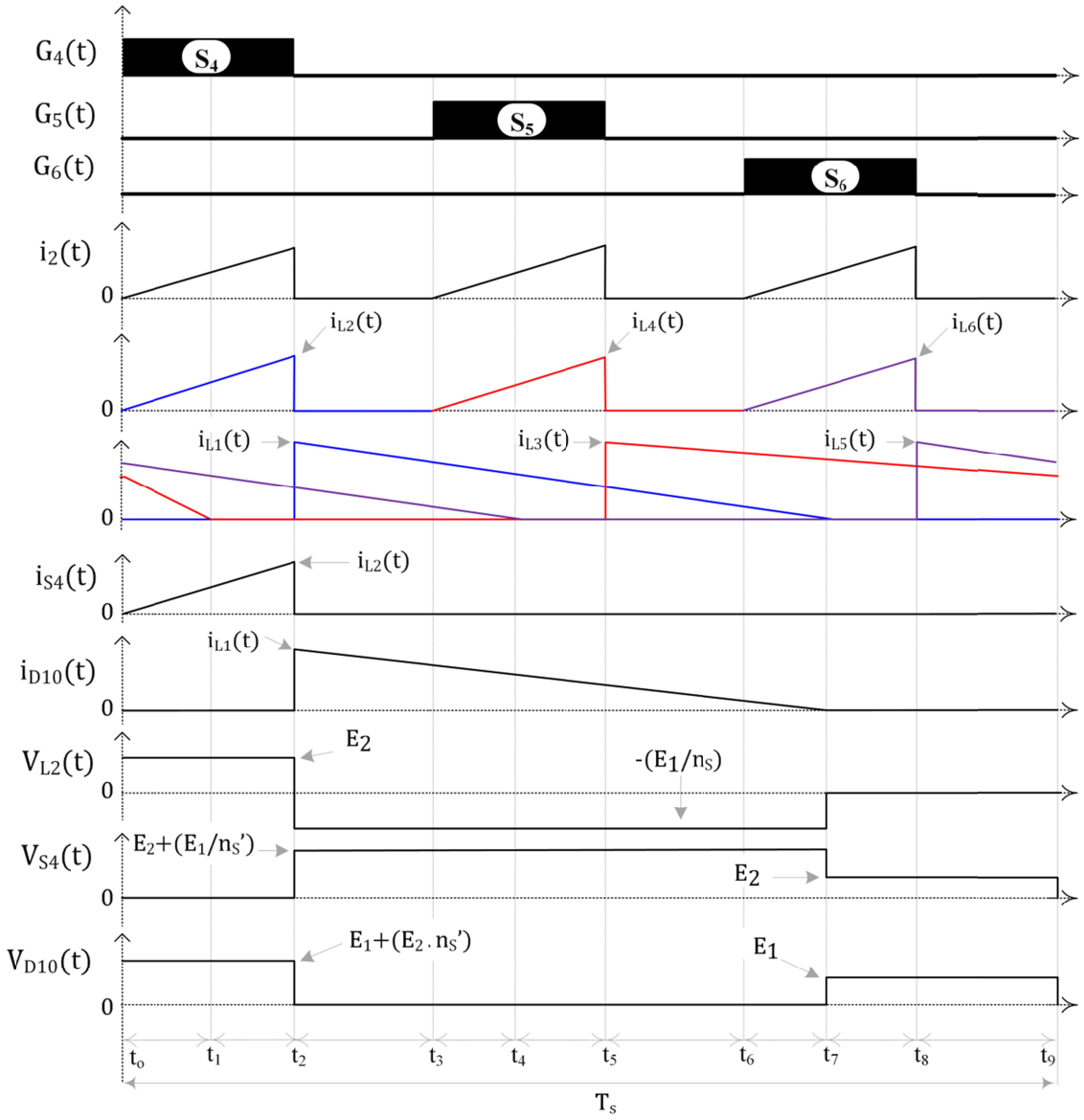
A corrente de entrada é três vezes a corrente do indutor L_2, como observado na Figura 6.30. A partir desta informação, o valor máximo de corrente na entrada pode ser representado na equação (6.77).

$$\begin{cases} I_{2\,max} = I_{L2\,max} \\ I_{2\,max} = \Delta I_2 = \dfrac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2} \end{cases} \tag{6.77}$$

Ao substituir (6.77) em (6.76) encontra-se (6.78).

$$W_2 = \frac{3}{2} \frac{{E_2}^2 \cdot D^2 \cdot {T_S}^2}{L_2} \tag{6.78}$$

Figura 6.30: Principais formas de onda idealizadas no MCD



Aplicando o princípio de conservação de energia, tem-se:

$$\frac{3}{2}\frac{E_2^{\,2}\cdot D^2\cdot T_S^{\,2}}{L_2} = E_1\cdot I_1\cdot T_S \tag{6.79}$$

Trabalhando e reorganizando as variáveis, encontra-se a expressão (6.80), que representa o ganho estático do conversor no sentido inverso para o MCD.

$$q_{MCD} = \frac{3D^2}{\overline{I_1}} \tag{6.80}$$

Onde a corrente parametrizada é definida pela equação (6.81).

$$\overline{I_1} = \frac{2\,I_1\cdot L_2\cdot f_S}{E_2} \tag{6.81}$$

6.2.2.4 Modo de condução crítico

No sentido direto do fluxo de potência, o conversor proposto também pode operar no modo de condução crítico, isto é, a corrente dos indutores L_1, L_3 e L_5 se anulam exatamente antes de completar um período de comutação. Como no caso da condução crítica, a corrente mínima no indutor é nula, conforme apresentado pela expressão (6.82).

$$I_{L1_{max}} = \frac{E_1 \cdot \left(1 - D\right) \cdot T_S}{L_1} \tag{6.82}$$

A equação (6.83) apresenta o valor máximo de corrente no indutor L_1 em relação da corrente média de entrada e razão cíclica.

$$I_{L1_{max}} = \frac{2\, I_{2_{med}}}{3\, D \cdot n_S{}'} \tag{6.83}$$

Sabe-se que no sentido inverso do fluxo de potência a indutância do indutor $L_1 = L_2 \cdot n_S'^2$; substituindo essa definição na equação (6.82), bem como substituindo (6.83) em (6.82), e reorganizando as variáveis, obtém-se a equação (6.84) que define o valor da indutância crítica.

$$L_{2_{MCCr}} = \frac{3\, E_2}{2\, f_S \cdot I_1} \frac{\left(1 - D\right) \cdot D}{n_S{}'} \tag{6.84}$$

Para a indutância no modo de condução descontínuo, obtém-se (6.85) a partir da expressão (6.84).

$$0 \leq L_{2_{MCD}} \leq L_{2_{MCCr}} \tag{6.85}$$

A operação do conversor no modo de condução crítico é caracterizada como o limite entre o MCC e MCD. Assim, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais, conforme expresso em (6.86).

$$\frac{D \cdot n_S{}'}{\left(1 - D\right)} = \frac{3D^2}{\overline{I_1}} \tag{6.86}$$

Reorganizando os termos de (6.86) encontra-se:

$$3\, D \cdot \left(1 - D\right) \cdot \overline{I_1} \cdot n_S{}' = 0 \tag{6.87}$$

Resolvendo a equação (6.87), obtém-se a equação (6.88), que apresenta a razão cíclica crítica do conversor em função da corrente parametrizada de carga.

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{3 - \sqrt{9 - 12\,\overline{I_1} \cdot n_S'}}{6} \\ \dfrac{3 + \sqrt{9 - 12\,\overline{I_1} \cdot n_S'}}{6} \end{cases} \tag{6.88}$$

Substituindo (6.88) em (6.80), encontra-se o ganho estático crítico do conversor, dada pela equação (6.89):

$$\begin{cases} q_{1_{MCCr}} = \dfrac{\left(3 + \sqrt{9 - 12\,\overline{I_1} \cdot n_S'}\right)^2}{12\,\overline{I_1}} \\ q_{2_{MCCr}} = \dfrac{\left(3 - \sqrt{9 - 12\,\overline{I_1} \cdot n_S'}\right)^2}{12\,\overline{I_1}} \end{cases} \tag{6.89}$$

6.2.2.5 Característica estática de saída

A partir das expressões do ganho estático nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico apresentadas em (6.67), (6.80) e (6.89) respectivamente, é possível desenhar a curva da característica estática de saída do conversor operando no sentido inverso em função da corrente de carga parametrizada ($\overline{I_1}$), a qual é ilustrada na Figura 6.31. As curvas foram traçadas com razão cíclica menor que $1/3$ e para relações de transformações são igual a $n_T = 5$ e $n_S = 2$.

6.2.3 Análises dos esforços do conversor no MCC

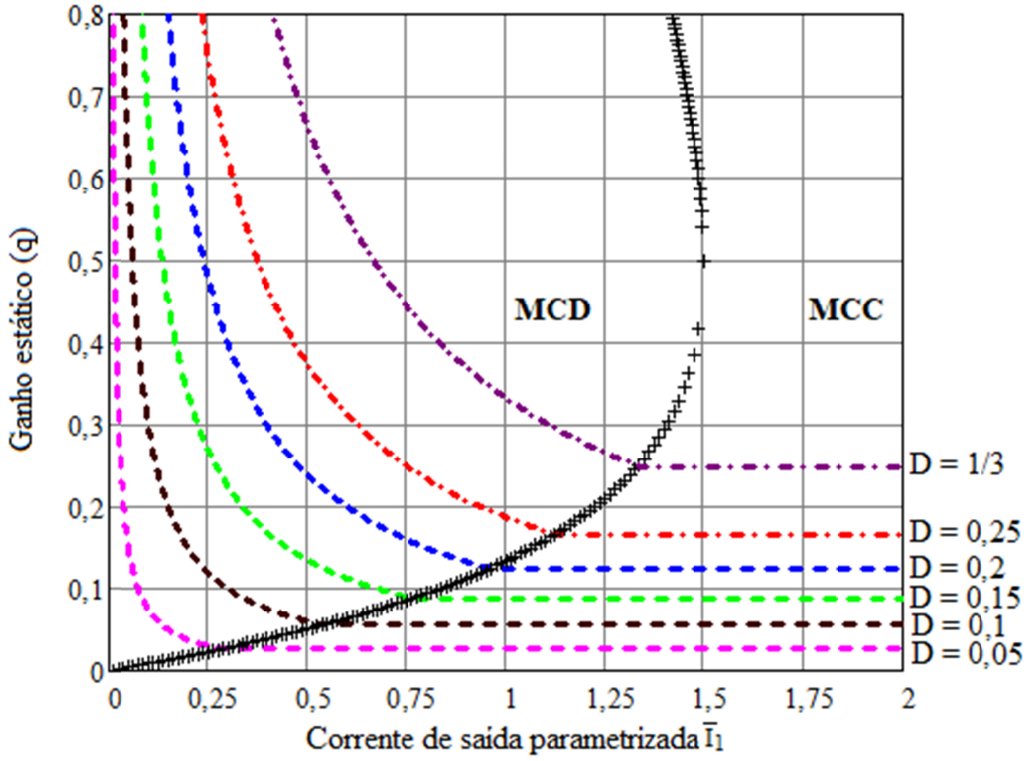
Neste item serão apresentados os esforços de tensão e de corrente nos principais componentes do conversor operando no sentido inverso para o modo de condução. Esses esforços foram obtidos pela análise das formas de onda de tensão e da corrente, ilustrada na **Erro! Fonte de referência não encontrada.** durante um período de comutação.

6.2.3.1 Esforços de tensão e corrente nos interruptores S_4, S_5 e S_6

O valor máximo de tensão aplicada nos interruptores S_4, S_5 e S_6 é calculado conforme a equação (6.90).

$$V_{S4_{max}} = \left(E_1 / n_S'\right) + E_2 \tag{6.90}$$

Figura 6.31: Característica estática de saída do conversor no SI



O valor médio de corrente nos interruptores S_4, S_5 e S_6 do conversor pode ser definido em função do valor médio de corrente de entrada. Assim, o valor médio de corrente de entrada é dado por (6.91).

$$I_{2_{med}} = I_1 \frac{D \cdot n_S{}'}{(1-D)} \tag{6.91}$$

Sabendo que a corrente que circula nos interruptores S_4, S_5 e S_6 possui um terço do valor da corrente de entrada. A partir desta definição obtém-se a equação (6.92), que define o valor médio de corrente nos interruptores.

$$I_{S4,5,6_{med}} = I_1 \frac{D \cdot n_S{}'}{3(1-D)} \tag{6.92}$$

O valor da corrente eficaz nos interruptores S_4, S_5 e S_6 é dado pela expressão (6.93).

$$I_{S4,5,6_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{DT_s}\left(I_1 \frac{n_S{}'}{3(1-D)}\right)^2 dt} \tag{6.93}$$

Por fim, a partir a solução da equação (6.93), tem-se o valor eficaz de corrente nos interruptores de acordo com a equação (6.94).

$$I_{S4,5,6\,ef} = I_1 \frac{n_S{}'}{3\left(1-D\right)}\sqrt{D} \tag{6.94}$$

6.2.3.2 Esforços nos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}

O valor médio e eficaz de corrente que circula pelos enrolamentos L_2, L_4 e L_6 é o mesmo valor médio e eficaz da corrente nos interruptores S_4, S_5 e S_6, conforme apresentado nas expressões (6.92) e (6.94). O valor médio de corrente que circula pelos enrolamentos L_1, L_3 e L_5 é dada pela equação (6.95).

$$I_{L1\,med} = \frac{1}{T_S}\int_0^{(1-D)T_s} \frac{I_1}{3\left(1-D\right)}dt = \frac{I_1}{3} \tag{6.95}$$

O valor eficaz de corrente no enrolamento L_1, L_3 e L_5 é determinado pela expressão (6.96).

$$I_{L1\,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\int_0^{(1-D)T_s} \left(\frac{I_1}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt} \tag{6.96}$$

Resolvendo, obtém-se o valor eficaz de corrente nos indutores L_1, L_3 e L_5.

$$I_{L1\,ef} = \frac{I_1}{3\sqrt{1-D}} \tag{6.97}$$

6.2.3.3 Esforços de corrente e tensão nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}

O valor médio e eficaz de corrente nos diodos possui o mesmo valor médio e eficaz da corrente nos enrolamentos L_1, L_3 e L_5, ou seja:

$$\begin{cases} I_{D10,11,12_{med}} = I_{L1_{med}} \\ I_{D10,11,12_{ef}} = I_{L1_{ef}} \end{cases} \tag{6.98}$$

O valor máximo de tensão sobre os diodos de saída é definido pela equação (6.99).

$$V_{D10,11,12} = E_1 + \left(E_2 \cdot n_S{}'\right) \tag{6.99}$$

6.2.3.4 Esforço no capacitor de saída C_1

O valor eficaz de corrente através do capacitor de saída (C_2) pode ser calculada pela integral da expressão (6.100).

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\int_0^{DT_s} \left(I_1 - \frac{2\,I_1}{3\left(1-D\right)} \right)^2 dt + \int_0^{\frac{(1-3D)}{3}\cdot T_s} \left(I_1 - \frac{I_1}{\left(1-D\right)} \right)^2 dt} \tag{6.100}$$

Resolvendo a equação (6.100), obtém-se a equação (6.101).

$$I_{C1_{ef}} = \frac{I_1}{3\left(1-D\right)} \sqrt{3\,D \cdot \left(1-3D\right)} \tag{6.101}$$

6.3 CONCLUSÃO

A análise da segunda topologia baseado no conversor CC-CC elevador com isolamento trifásico em alta frequência é desenvolvida para MCC. MCCr e MCCr, levando em consideração os dois sentidos do fluxo de potência. A partir desta análise, obtêm-se as principais equações instantâneas da tensão e corrente, e as formas idealizadas dos principais componentes do conversor, as equações para o cálculo de indutâncias dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3} nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico e os esforços de corrente e tensão para o MCC. Da mesma forma, as curvas de ganho estático e característica estática da saída do conversor no sentido direto e inverso, são obtidas.

A operação do conversor no sentido direto é dividida em três regiões, denominadas R1, R2 e R3; o conversor é elevador/abaixador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de 0 a $n_T \cdot E_2$, a qual corresponde à variação da razão entre 0 a $1/3$; na região R2 e R3, o conversor é elevador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é de $n_T \cdot E_2$ a ∞, a qual corresponde à faixa de razão cíclica maior que um terço.

A operação no sentido inverso do conversor foi considerada somente para a faixa da razão cíclica entre $0 \leq D < 1/3$, e o conversor é abaixador de tensão, cuja faixa de tensão disponível na saída é $n_S'/2$. As análises foram feitas com a relação de transformação dos indutores acoplados (n_S) e do transformador trifásico (n_T) igual a 2 e 5 respectivamente.

A frequência das ondulações de tensão de saída e da corrente de entrada é três vezes maior que a frequência de comutação, o que permite redução de peso e de volume dos filtros de entrada e de saída.

No capítulo 7, são apresentados os resultados de simulação da segunda topologia operando no modo de condução contínuo.

7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA TOPOLOGIA II

Nesse capítulo serão apresentados os resultados de simulação para a segunda topologia CC-CC trifásica proposta estudada no capítulo 6. Todas as simulações do sistema em estudo foram realizadas utilizando o programa ORCAD versão 16.3. Primeiramente são realizadas simulações do conversor operando no sentido direto do fluxo de potência para o modo de condução contínuo, apresentando as principais formas de onda de tensão e corrente do circuito, onde é mostrada a simulação de vários valores das razões cíclicas, de acordo com cada região de operação (R1, R2 e R3), com o objetivo de comprovar a análise teórica e matemática exposta anteriormente. A topologia foi simulada operando no modo de condução contínuo para o sentido inverso do fluxo de potência a fim de se validar os conceitos desenvolvidos e as relações apresentadas precedentemente. O circuito utilizado para simulação é o ilustrado na Figura 7.1.

7.1 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SENTIDO DIRETO DO FLUXO DE POTÊNCIA

A seguir são apresentados os resultados de simulação do MCC para R1, R2 e R3. As especificações e valores assumidos para o circuito de potência utilizados na simulação de cada região da operação são apresentados na Tabela 7.1, bem como os cálculos dos componentes para a simulação estão dispostos no apêndice II.

Tabela 7.1: Especificações do projeto para a simulação no MCC

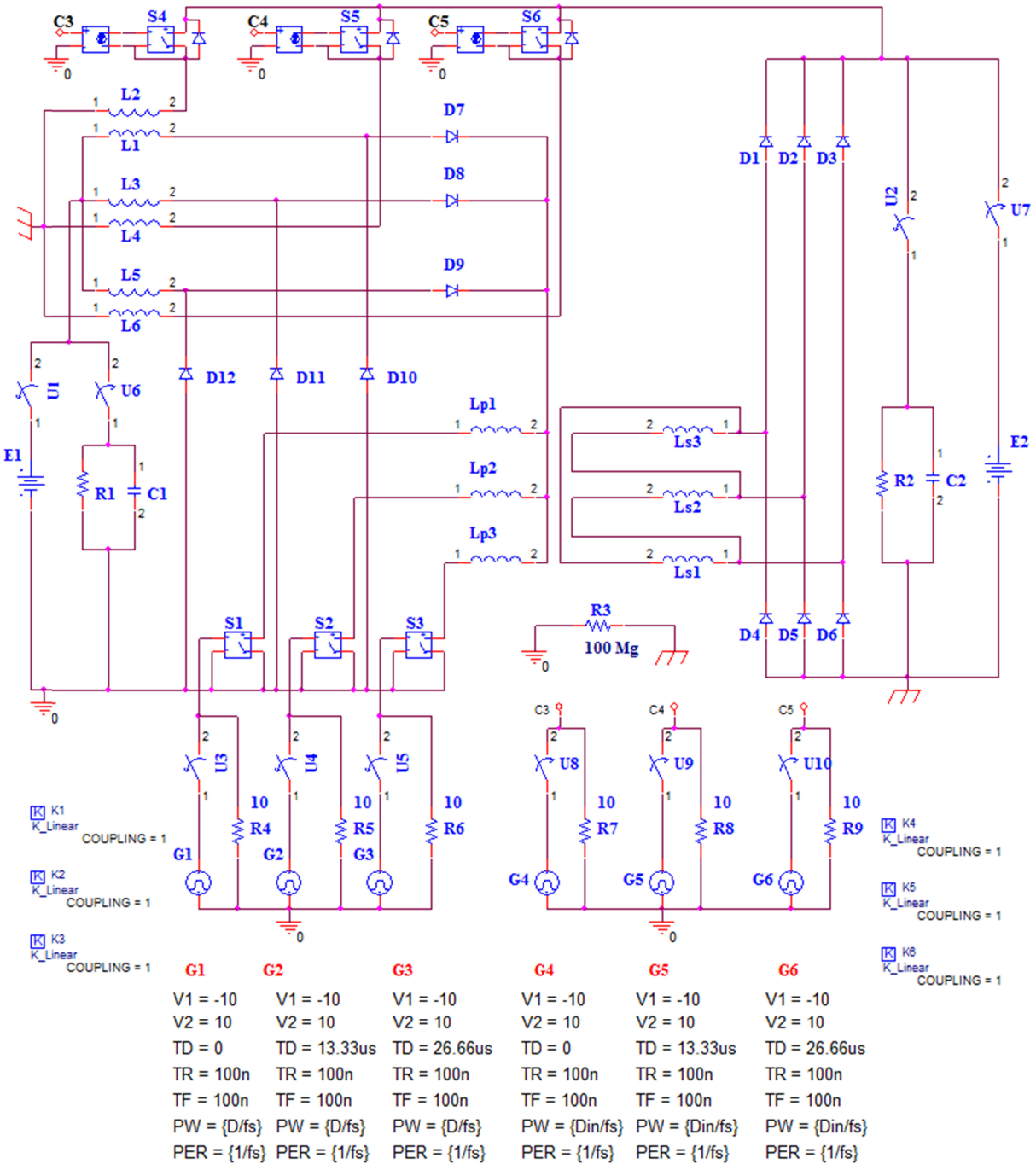
Descrição dos parâmetros	R1	R2	R3
Potência de saída (P_1)	700 W	4 kW	2,5 kW
Tensão de entrada (E_1)	90 V	90 V	40 V
Tensão de saída (E_2)	75 V	450 V	450 V
Razão cíclica (D)	0,112	0,341	0,704
Ondulação de corrente de entrada (ΔI_{E2})	10 A	2,22 A	9,5 A
Ondulação de tensão de saída (ΔE_2)	2 V	3,5 V	3 V
Frequência de comutação (f_S)	25 kHz		
Relação de transformação (n_S)	2		
Relação de transformação (n_T)	5		

7.1.1 Resultado de simulação para R1

Na Figura 7.2 são apresentadas as formas de onda das correntes no indutor acoplado T_{F1} para razão cíclica igual a 0,112, que corresponde à região de operação R1. Nota-se que a ondulação de corrente de entrada é praticamente igual ao valor especificado e sua frequência é três vezes maior que a frequência de comutação. Verifica-se ainda que a energia

armazenada no estágio de entrada é transferida para a carga através do enrolamento secundário dos indutores acoplados, bem como os esforços de corrente são praticamente iguais aos valores calculados.

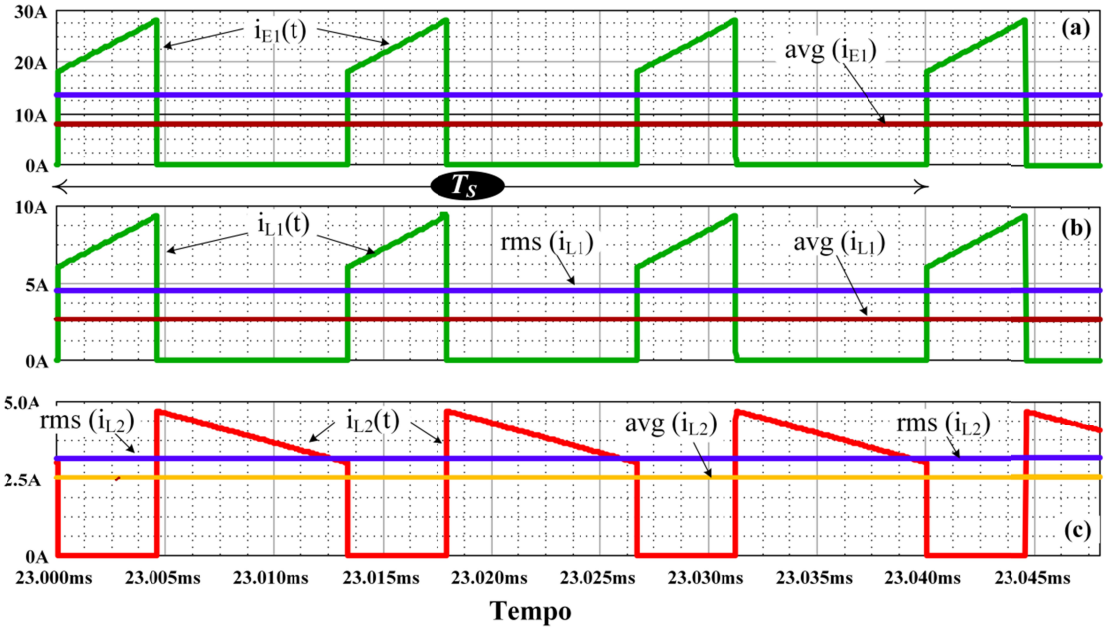
Figura 7.1: Circuito esquemático da segunda topologia no ORCAD



Na Figura 7.2 são apresentadas as formas de onda das correntes na fonte de alimentação e no indutor acoplado L_1/L_2 para razão cíclica igual a 0,112, que corresponde à região de operação R1. Nota-se que a ondulação de corrente de entrada é praticamente igual ao valor especificado e sua frequência é três vezes maior que a frequência de chaveamento. Verifica-se ainda que a energia armazenada no estágio de entrada é transferida para a carga

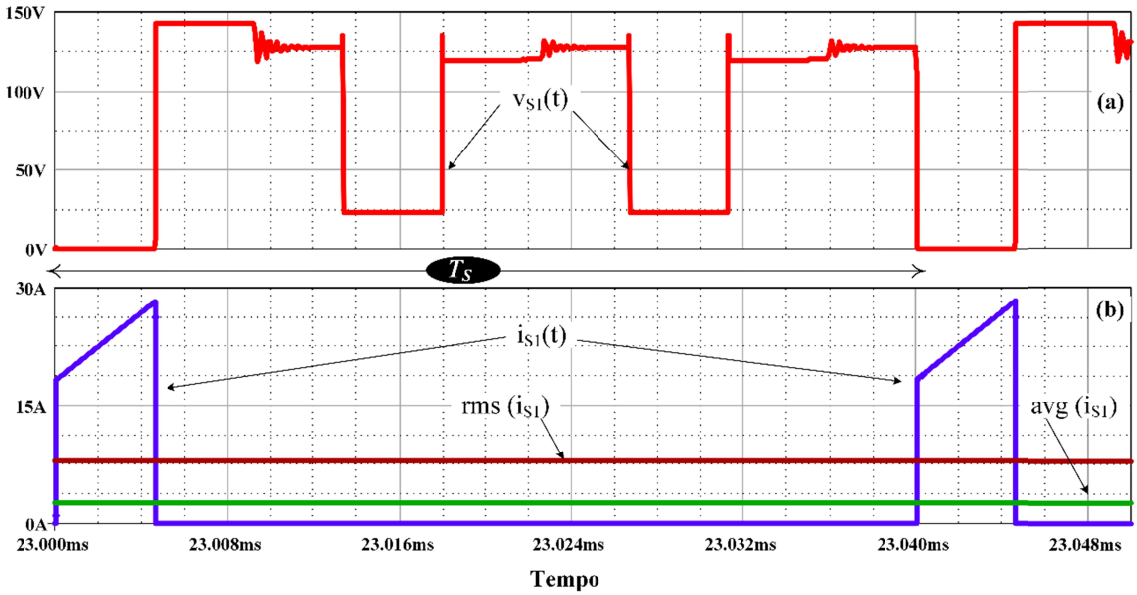
através do enrolamento secundário dos indutores acoplados, bem como os esforços de corrente são praticamente iguais aos valores calculados.

Figura 7.2: Correntes no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



Na Figura 7.3 é apresentada a tensão e a corrente do interruptor S_1. Observa-se que os valores médio e eficaz de corrente mostrados na janela (b) são praticamente iguais aos valores calculados; já na janela (a) tem-se a forma de onda de tensão, onde pode se notar que o valor máximo da tensão ocorre na segunda etapa, conforme apresentado na análise teórica.

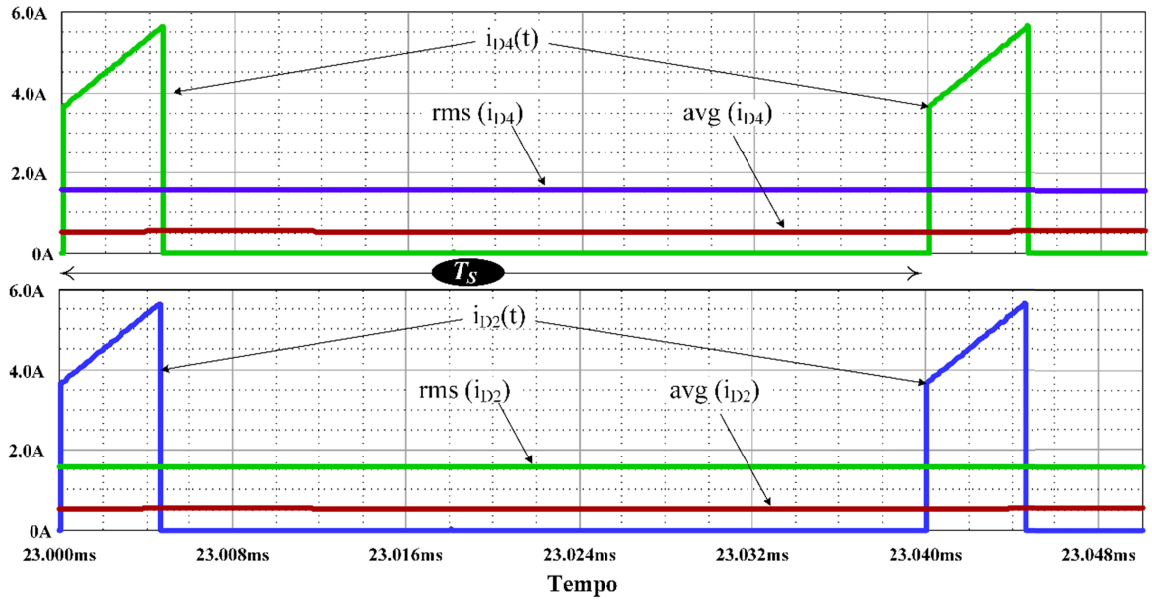
Figura 7.3: Tensão e corrente no interruptor S_1 no MCC



As correntes instantâneas e seus esforços no diodo D_2 e D_4 podem ser vistas por meio da Figura 7.4. Observa-se que os diodos conduzem simultaneamente, assim como seus

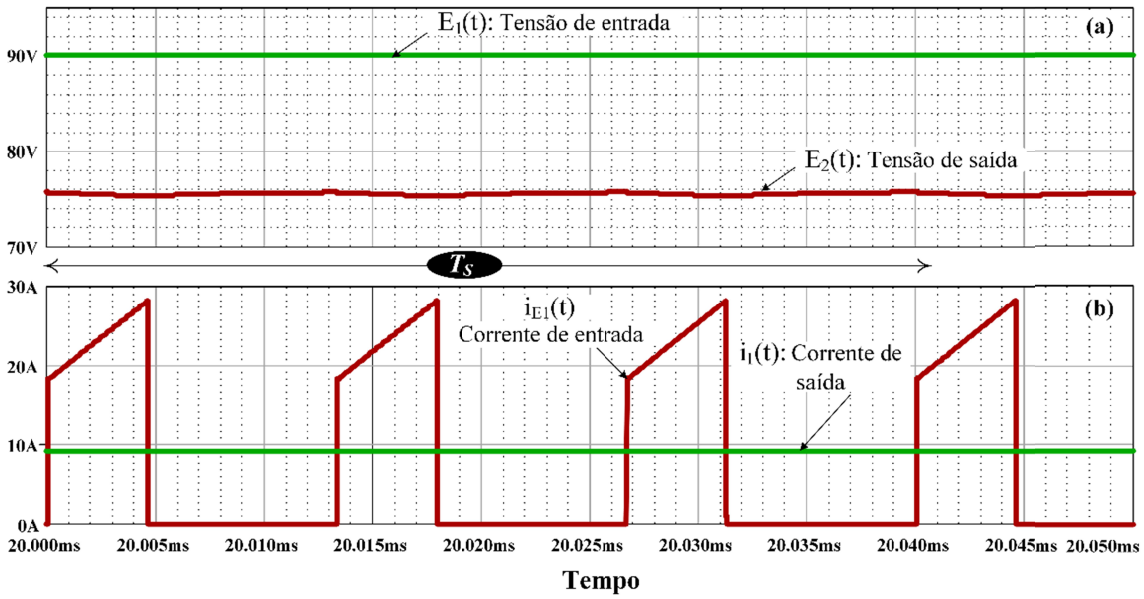
esforços são praticamente iguais aos valores calculados, conforme apresentado na Tabela 7.2 e Apêndice II.

Figura 7.4: Correntes no diodo D_4 e D_2 no MCC para R1



A corrente e a tensão de entrada e de saída podem ser observadas e verificadas pela Figura 7.5. O ganho estático calculado poder ser verificado por meio da janela (a) e (b), onde se observa o valor do ganho simulado praticamente igual ao calculado.

Figura 7.5: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



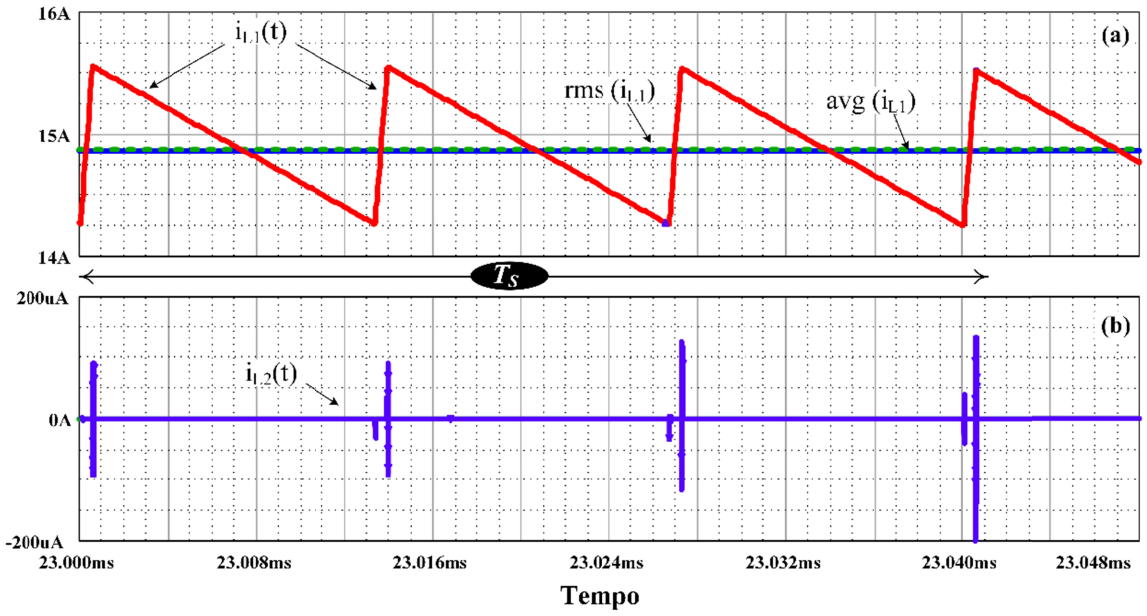
7.1.2 Resultados de simulação para R2

Para verificar a análise teórica e a comparação entre resultados simulados e calculados da segunda topologia na R2, são mostrados a seguir alguns resultados de

simulação para razão cíclica igual a 0,341. Os dados do conversor simulado são mostrados na Tabela 7.1 e apêndice II.

Na Figura 7.6 são mostradas as formas de onda instantânea de corrente no indutor acoplado (L_1/L_2), além de esforços da corrente. Observa-se nesta figura; que o conversor está operando no MCC, não há transferência de energia pelo indutor L_2, a frequência de ondulação da corrente de entrada e no indutor L_1 é três vezes maior que a frequência de comutação, bem como os esforços simulados de corrente no indutor L_1 são iguais aos esforços calculados, como o esperado.

Figura 7.6: Corrente na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



Na Figura 7.7, apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_1. Na janela (a) é mostrada a tensão sobre o S_1, com valor máximo igual a 182 V. Na janela (b), mostram-se as formas de onda de corrente instantânea e seus esforços. Como pode ser verificado na Tabela 7.2, os valores médio e eficaz da corrente obtidos confirmam a validade do equacionamento, como o apresentado no Apêndice II.

Na Figura 7.8, tem-se as formas de ondas das correntes nos diodos do retificador de saída. A corrente e seu esforços no diodo D_2 é ilustrada na janela (a) e no D_4 apresentado na janela (b). Verifica-se que os resultados dos esforços de correntes são condizentes com a análise teórica, como o apresentado no apêndice II e na Tabela 7.2.

A tensão e a corrente da fonte de alimentação e da saída são apresentadas na Figura 7.9, onde o valor simulado do ganho estático na R2 pode ser verificado por meio da janela (a). Na janela (b) é apresentada a corrente de fonte de alimentação e de saída.

Figura 7.7: Corrente e tensão no interruptor S_1 no MCC

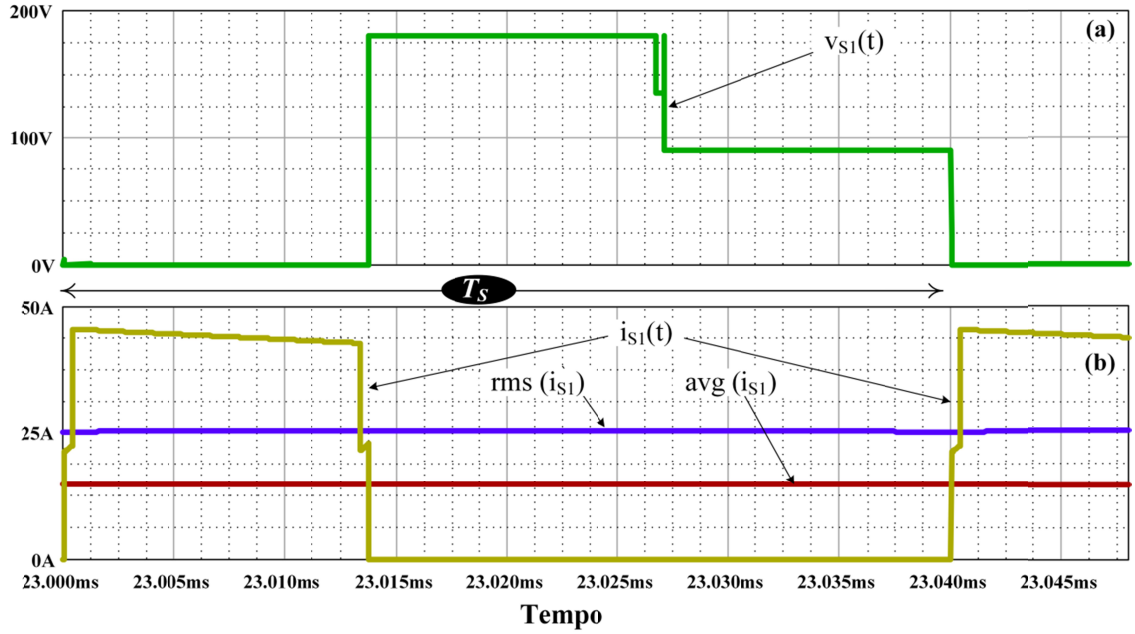
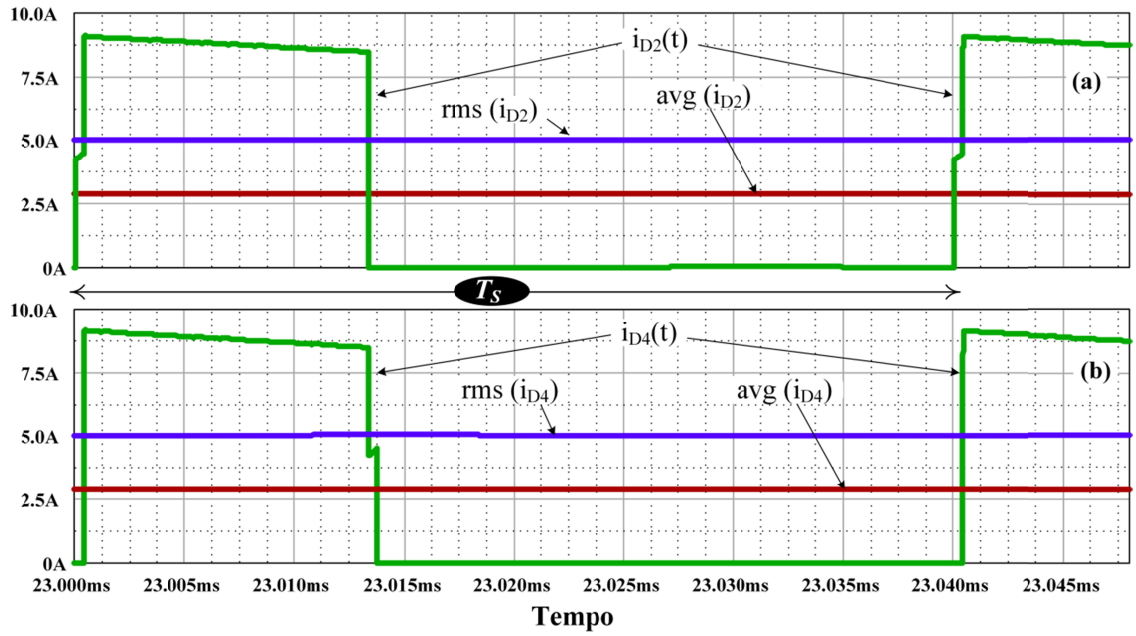


Figura 7.8: Correntes no diodo D_2 e D_4 no MCC



7.1.3 Resultados de simulação para R3

A seguir é feita a simulação da segunda topologia operando no modo de condução contínuo para razão cíclica igual a 0,704, e os dados do conversor simulado são mostrados na Tabela 6 1 e apêndice II. A Figura 7.10 (a) mostra as formas de onda instantânea de corrente na fonte de alimentação com seu valor médio e na Figura 7.10 (b) e (c), onde tem-se a corrente instantânea no indutor L_1 e L_2. Vê-se que o conversor está operando no MCC, o indutor L_1 armazena e transfere a energia para carga, não há corrente circulando pelo indutor

L_2, a frequência de ondulação da corrente de entrada e no indutor L_1 é três vezes maior que a frequência de chaveamento, a corrente do indutor L_1 é um terço da corrente de entrada, bem como os esforços simulados de corrente no indutor L_1 são idênticos aos esforços calculados.

Figura 7.9: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC

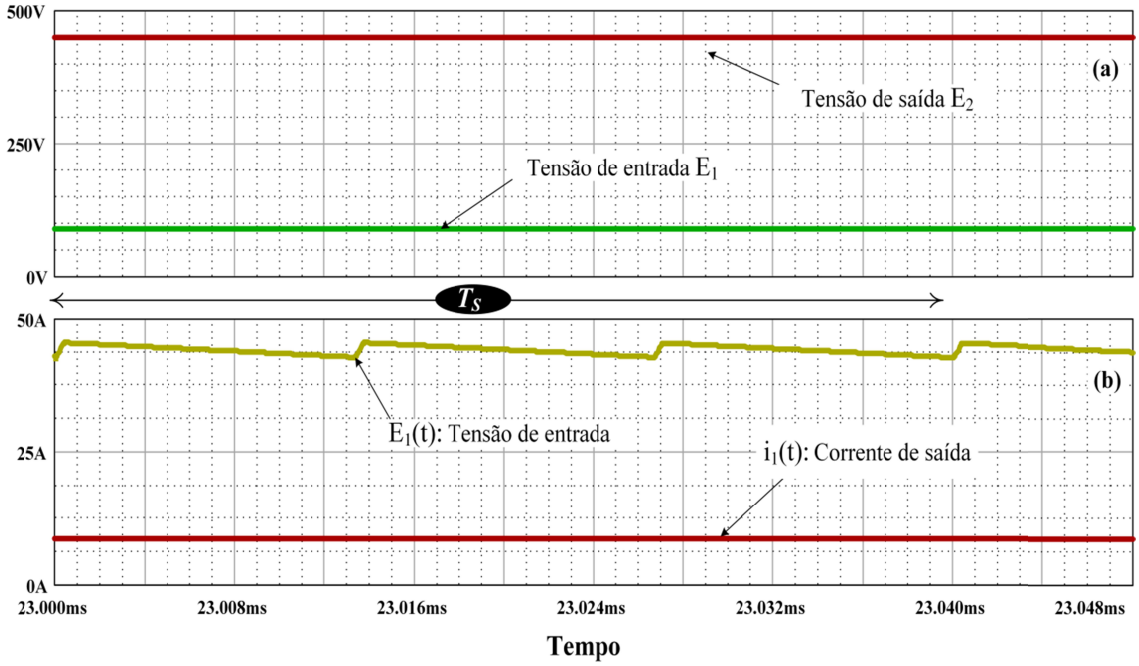
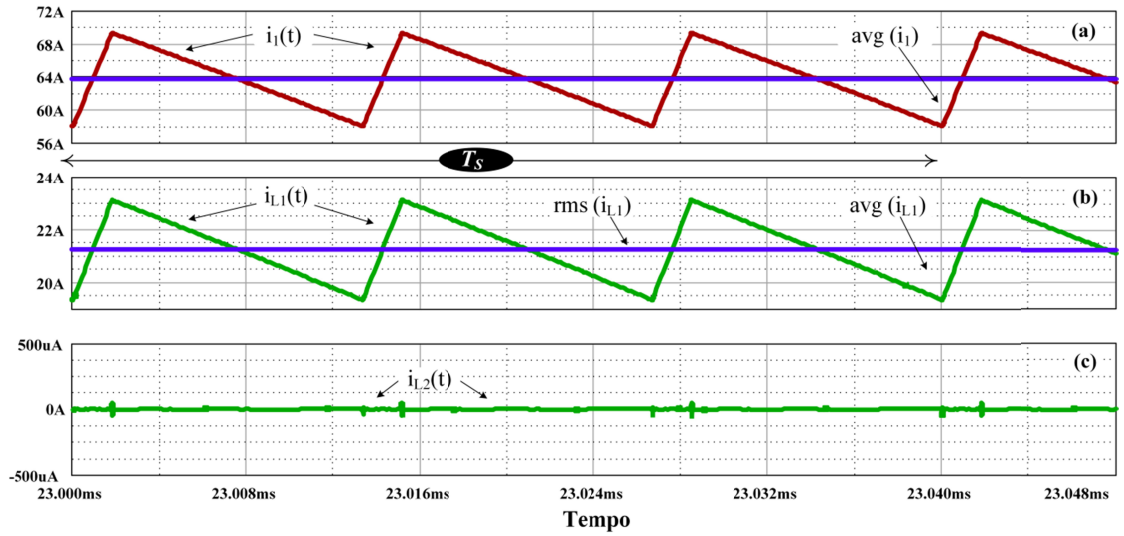


Figura 7.10: Corrente na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



Na Figura 7.11, apresentam-se as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_1. Na janela (a) é mostrada a tensão sobre o S_1, com valor máximo igual a $135\,V$, praticamente o mesmo valor obtido no cálculo (Apêndice II). Na janela (b), mostram-se as formas de onda de corrente instantânea e seus esforços. Como pode ser verificado na Tabela 7.2, os esforços de corrente média e eficaz obtidos confirmam a validade do equacionamento, de acordo como o apresentado no capítulo 6.

Na Figura 7.12, apresentam-se as formas de ondas de corrente no diodo D_2 e D_6. Verifica-se nesta figura que os diodos estão conduzindo juntos durante a transferência de energia (segunda etapa) para a carga e estão sujeitos aos mesmos esforços de corrente, o que já era esperado.

Figura 7.11: Tensão e corrente no interruptor S_1 no MCC

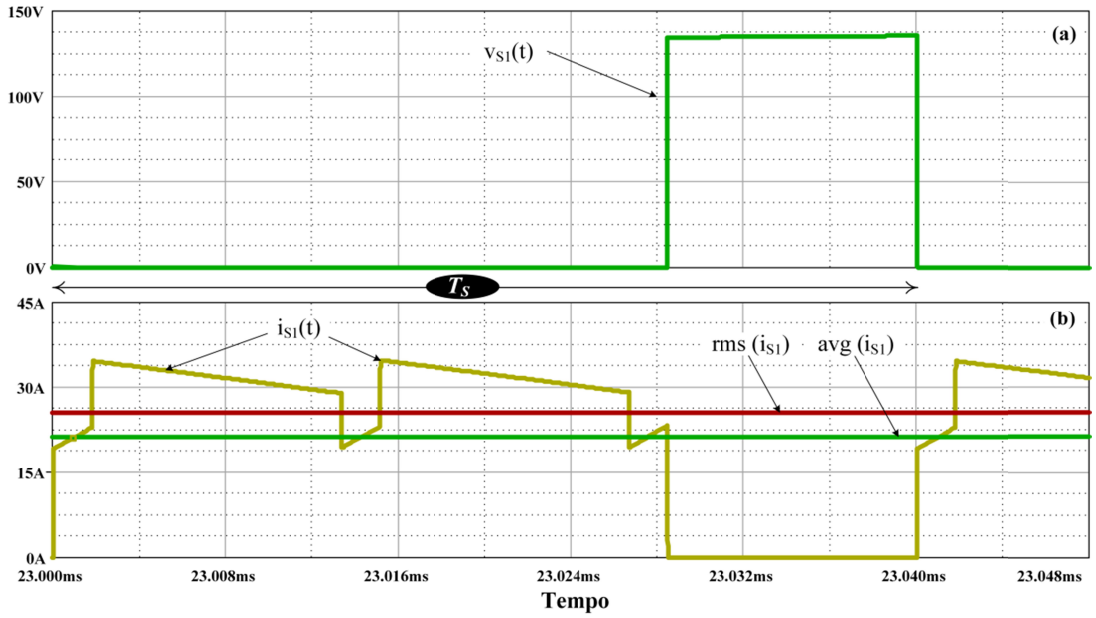
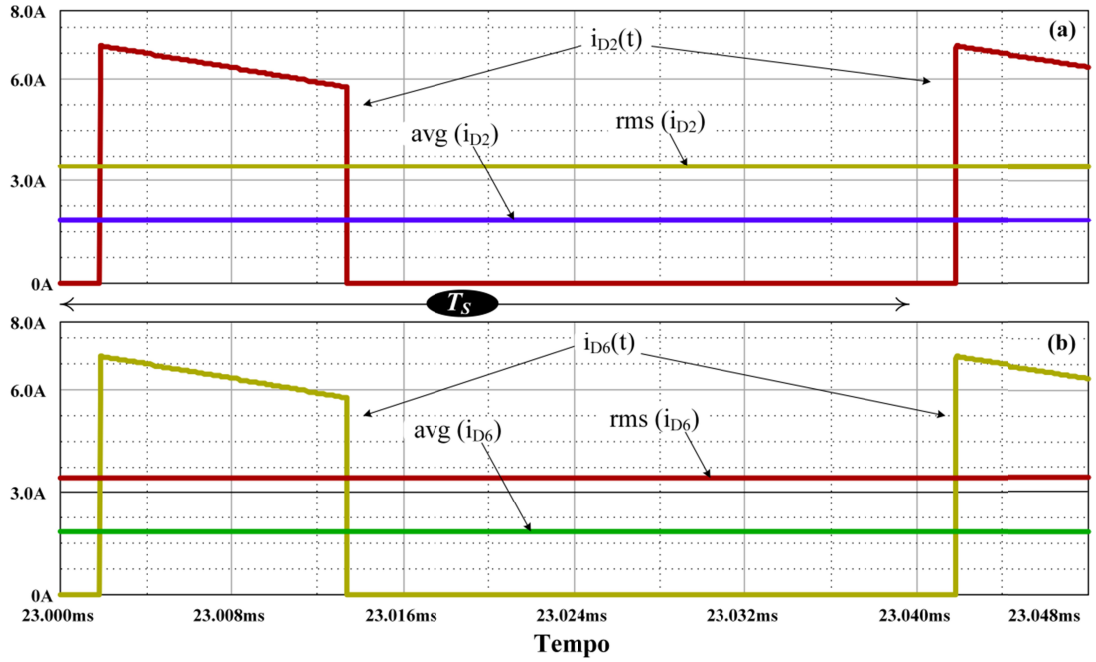


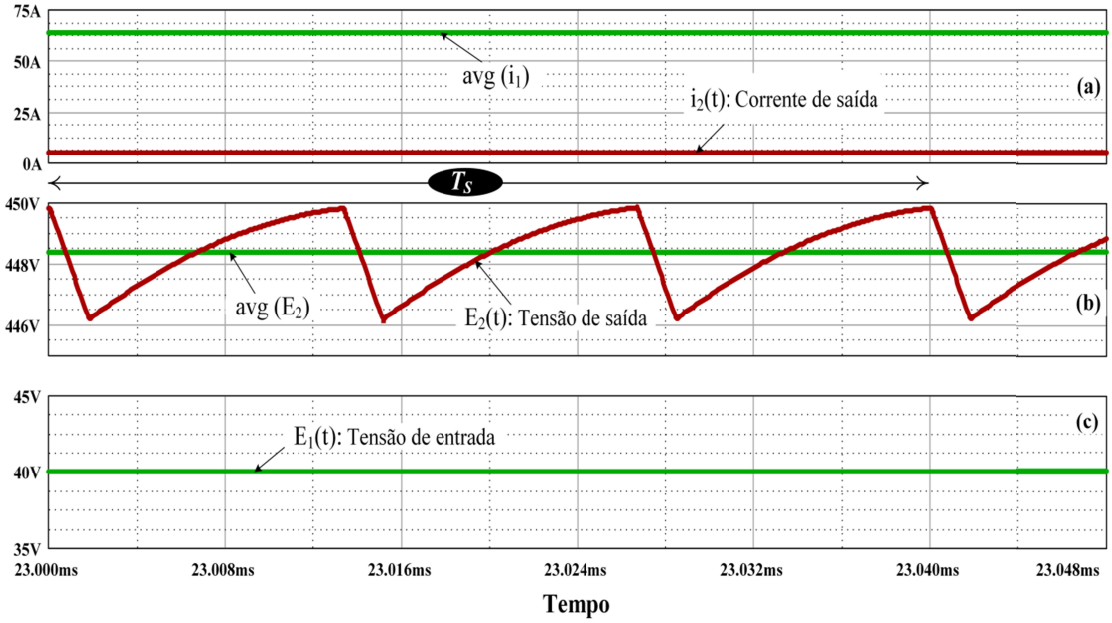
Figura 7.12: Correntes no diodo D_2 e D_6 no MCC



Na Figura 7.13, apresentam-se as formas de tensão e de corrente na entrada e na saída, onde o ganho estático calculado na R3 pode ser verificado pela tensão de saída e de entrada apresentado na janela (b) e (c) e a corrente de entrada e a corrente de saída podem ser

observadas pela janela (a). Verifica-se que os resultados obtidos nesta figura estão de acordo com os valores especificados e calculados.

Figura 7.13: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



A Tabela 7.2 apresenta um comparativo entre os resultados teóricos calculados no Apêndice II e os resultados obtidos por meio de simulação para os principais componentes do conversor operando no sentido direto do fluxo de potência para MCC nas regiões R1, R2 e R3.

Tabela 7.2: Comparativo dos resultados teóricos e simulados no MCC para operação no SD

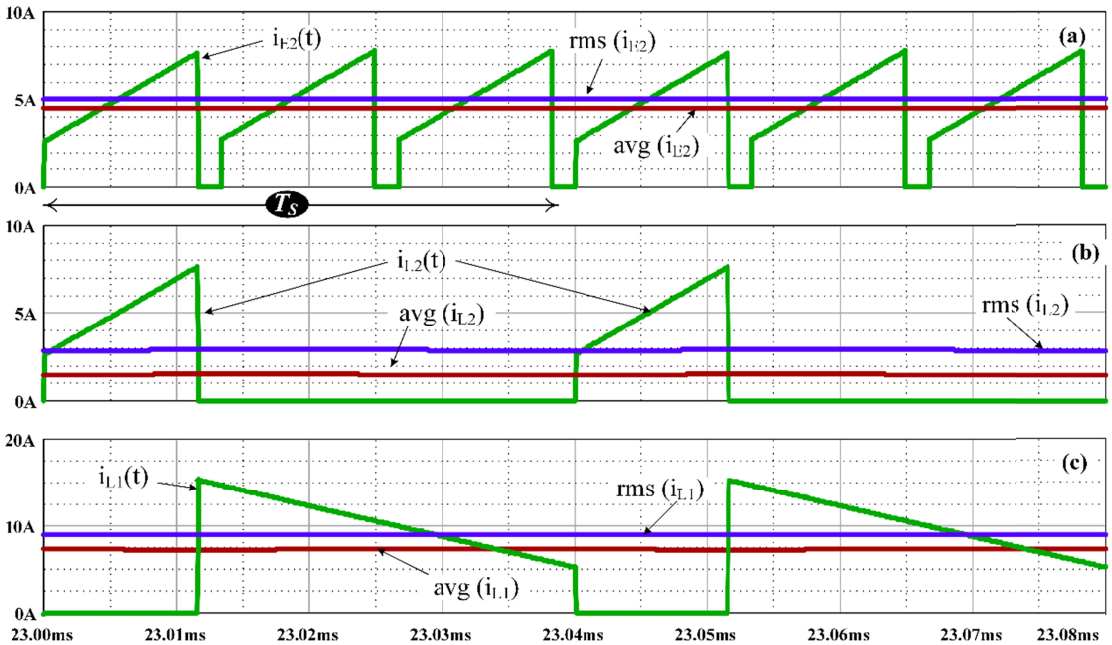
	R1	R2	R3
	Calculado/Simulado	Calculado/Simulado	Calculado/Simulado
P_2	700 W/705 W	4 kW/4,05 kW	2,5 kW/2,53 kW
E_2	75,5 V/76 V	455 V/450 V	450,5 V/450 V
$I_{L1_{med}}$	2,6 A/2,68 A	14,81 A/15,2 A	20,83 A/21,4 A
$I_{L1_{ef}}$	4,47 A/4,61 A	14,81 A/15,2 A	20,83 A/21,83 A
$I_{L2_{med}}$	2,56 A/2,55 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{L2_{ef}}$	3,14 A/3,18 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{S1_{med}}$	2,59 A/2,68 A	14,81 A/15,25 A	20,83 A/21,5 A
$I_{S1_{ef}}$	7,74 A/8 A	29,28 A/29,5 A	25,03 A/25,5 A
$V_{S1_{max}}$	143 V/143 V	182 V/182 A	135,13 V/136 V
$I_{D2_{med}}$	0,52 A/0,54 A	2,93 A/2,99 A	1,85 A/1,88 A
$I_{D2_{ef}}$	1,55A/1,6 A	5,08 A/5,2 A	3,4 A/3,52 A
$V_{D2_{max}}$	75,75 V/76,5 V	455 V/453 V	450,4 V/451 V
$V_{S4_{max}}$	225,4 V/223 V	544,18 V/540 V	530,4 V/527 V
$V_{D10_{max}}$	127,8 V/128 V	91,04 V/92 V	45 V/46,2 V
$I_{D10_{med}}$	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
$I_{D10_{ef}}$	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A	0,0 A/0,0 A
I_{C1}	3,28 A/3,56 A	0,66 A/0,97 A	1,98 A/2,3 A

7.2 RESULTADO DE SIMULAÇÃO NO SENTIDO INVERSO DO FLUXO DE POTÊNCIA

Nesta seção, são apresentadas as principais formas de onda obtidas por meio de simulação do circuito da Figura 7.1 opera no sentido inverso do fluxo de potência em MCC com tensão de entrada (E_2) e de saída (E_1) igual a $450\,V$ e $90\,V$ respectivamente, além da potência de saída de $2\,kW$.

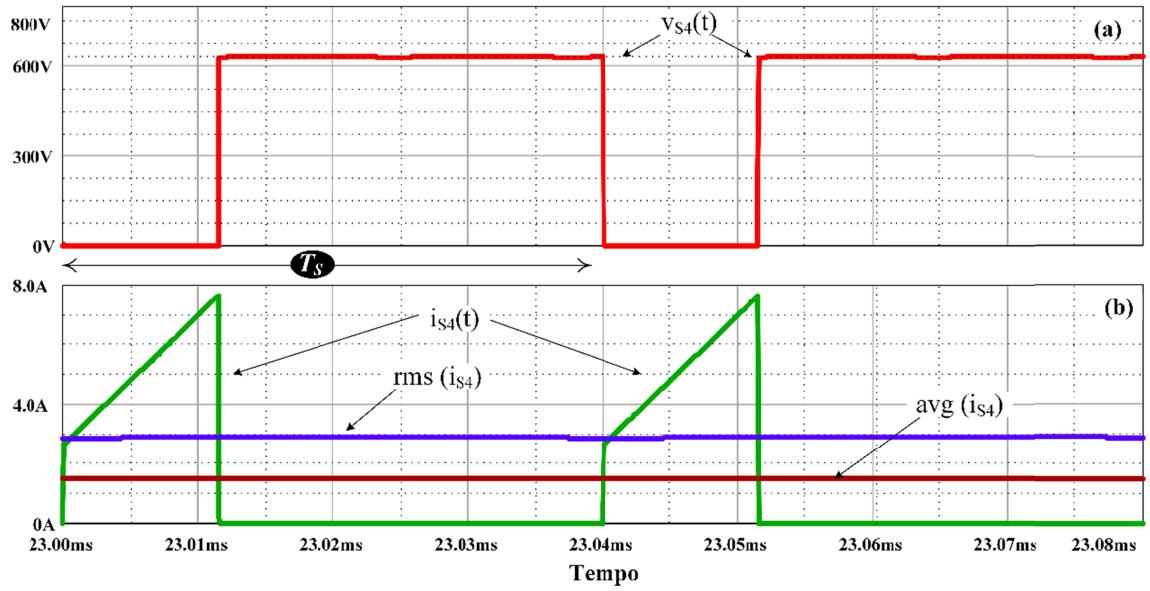
As formas de onda de corrente na entrada e no indutor acoplado T_{F1} estão reproduzidas na Figura 7.14. A janela (a) apresenta a corrente na fonte de alimentação, onde se nota que o conversor apresenta seis etapas de operações e a ondulação de corrente de entrada é o triplo da frequência de comutação. Já nas janelas (b) e (c), a forma de onda da corrente instantânea e os seus esforços no indutor L_2 e L_1, se nota que os valores médio e eficaz da corrente de entrada obtido pela simulação são praticamente iguais aos valores teóricos calculados, bem como os resultados que mostram semelhantes às formas de ondas teóricas apresentadas no capítulo 5.

Figura 7.14: Correntes na entrada e no indutor acoplado (L_1/L_2) no MCC



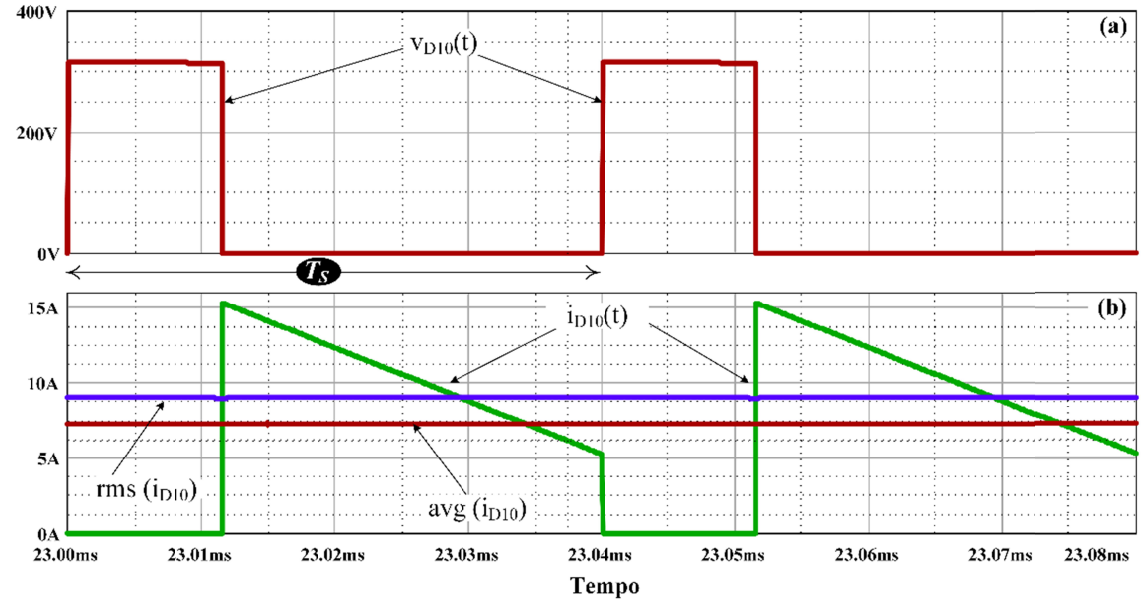
Na Figura 5.15 são ilustradas as formas de ondas da tensão da corrente no interruptor S_4, bem como seus esforços. Pode-se observar que os valores dos esforços simulados correspondem aos valores calculados, e o nível de tensão sobre o interruptor, durante o bloqueio, é o mesmo do valor teórico. Assim, ratificam-se os resultados teóricos calculados.

Figura 7.15: Corrente e tensão no interruptor S_4 no MCC



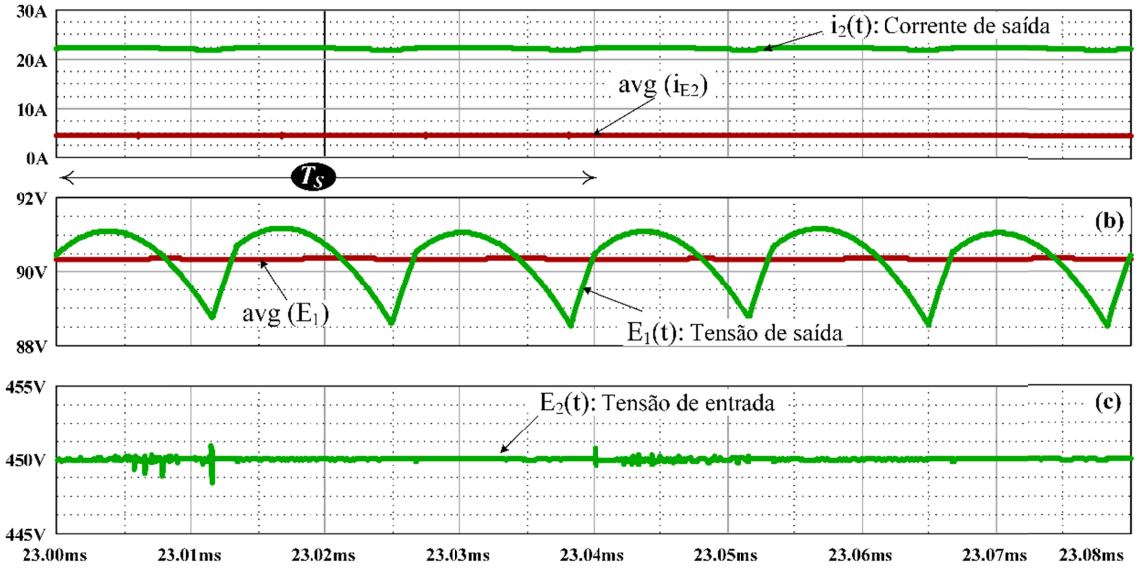
Na Figura 7.16 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no diodo D_{10}. Percebe-se; que não existe nenhuma diferença entre as formas de ondas obtidas por meio de simulação e teóricas, assim como o valor simulado de tensão máxima e dos esforços de correntes, de acordo com o exposto no capítulo 5 e apêndice II.

Figura 7.16: Tensão e corrente no diodo D_{10} para MCC



A Figura 7.17 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada e de saída. Verifica-se que a tensão de saída possui um valor igual a $90{,}8\,V$ e uma ondulação de aproximadamente $2\,V$, conforme os valores especificados e calculados.

Figura 7.17: Tensão e corrente de entrada e de saída no MCC



A fim de validar as equações dos esforços obtidas para o dimensionamento dos principais componentes, foram realizadas simulações em modo de condução contínuo para razão cíclica igual a $D = 0{,}286$. Estes resultados são apresentados na Tabela 7.3, comparados com valores teóricos calculados expostos no Apêndice II.

Tabela 7.3: Comparativo dos resultados teóricos e simulados no MCC para operação no sentido inverso.

	Calculado/Simulado
Potência de saída (P_1)	$2\ kW/2{,}06\ kW$
Tensão de saída (E_1)	$90\ V/90{,}8\ V$
Corrente média no L_2 ($I_{L2_{med}}$)	$1{,}48\ A/1{,}56\ A$
Corrente eficaz no L_2 ($I_{L2_{ef}}$)	$2{,}77\ A/3\ A$
Corrente média no L_1 ($I_{L1_{med}}$)	$7{,}39\ A/7{,}62\ A$
Corrente eficaz no L_1 ($I_{L1_{ef}}$)	$8{,}75\ A/9{,}3\ A$
Tensão máxima do S_4 ($V_{S4_{max}}$)	$630{,}25\ V/633\ V$
Tensão máxima do D_{10} ($V_{D10_{max}}$)	$315{,}1\ V/316\ V$
Tensão eficaz no C_1 ($V_{C1_{max}}$)	$90\ V/90{,}7\ V$
Corrente eficaz no C_1 ($I_{C1_{ef}}$)	$3{,}6\ A/4{,}05\ A$

7.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo, apresentam-se os resultados de simulação do conversor operando no sentido direto em MCC com razão cíclica 0,112 e 0,341 e 0,704, os quais representam a região R1, R2 e R3 respectivamente. Assim como no sentido inverso do fluxo de potência, os resultados foram extraídos utilizando o conversor simulado para razão cíclica igual a 0,286. Por meio da simulação numérica foram constatadas:

As análises das etapas de operação e as principais formas de onda de tensão e de corrente em dois sentidos de operação para o modo de condução contínuo, levantadas no estudo teórico no capítulo 6, são aprovadas por meio da simulação realizada no programa ORCAD.

Foram obtidos resultados praticamente iguais aos esforços de tensão e corrente nos principais componentes, validando o dimensionamento dos componentes do projeto da segunda topologia.

O apêndice II apresenta a planilha de cálculo dos esforços aos quais os componentes estarão sujeitos para a simulação neste capítulo.

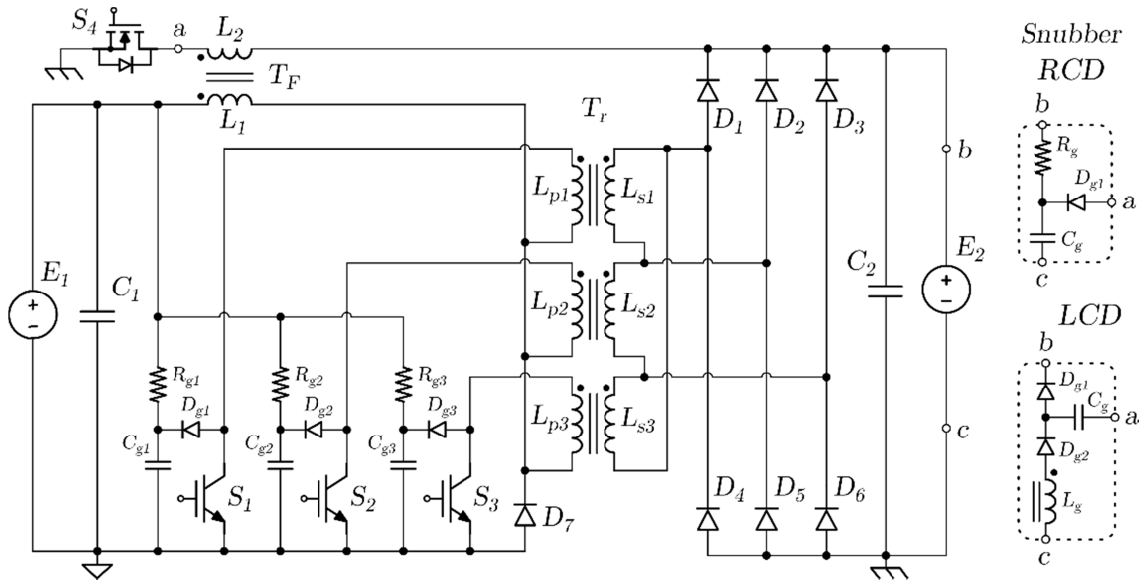
No capítulo seguinte, são apresentados as diretrizes de projeto e os resultados experimentais da primeira topologia proposta.

8 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA I

Neste capítulo são apresentadas as especificações do projeto, dimensionamento dos elementos ativos e passivos e o ensaio dos magnéticos para ambos os sentidos de operação. Na sequência, apresentam-se os resultados experimentais da topologia I operando em malha aberta, onde são extraídas as formas de onda dos principais componentes e o rendimento do conversor. Bem como, serão discutidos os resultados da implementação realizados para comprovar a análise teórica apresentada anteriormente. Os testes do protótipo implementado no laboratório são realizados no SD e no SI de operação com a potência total de saída de $4{,}2\ kW$ e $1{,}3\ kW$, respectivamente.

Em ambas as topologias, o circuito auxiliar de grampeamento do tipo RCD (resistor-capacitor- diodo) pode ser empregado para suprimir os picos de tensão sobre os interruptores. Porém este circuito tem como característica ser do tipo parcialmente regenerativo, ou seja, parte da energia armazenada na indutância de dispersão do elemento magnético é drenada e dissipada no resistor. O circuito grampeador, é composto por um diodo (D_g), um capacitor (C_g) e um resistor (R_g), conforme pode ser visualizado na Figura 8.1. Além disso, é representado um circuito regenerativo tipo LCD (Indutor-capacitor-diodos) que é comparado posteriormente com a técnica dissipativa.

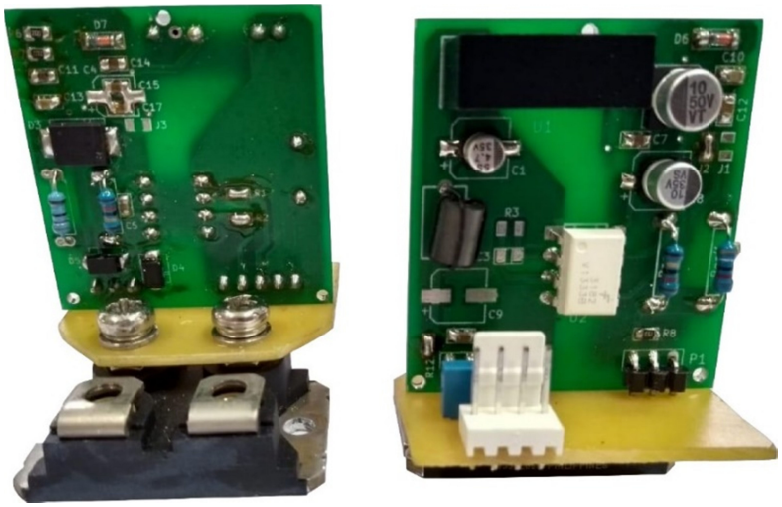
Figura 8.1: Circuito de potência da topologia I com os grampeamentos implimentados



Os interruptores utilizados apresentam uma configuração mecânica que possibilita sua fácil fixação no dissipador, uma boa conexão com os elementos externos e permitiu que o circuito de *driver* e fonte auxiliar para seu acionamento pudessem ser instalados e fixados diretamente sobre seus terminais, evitando interferências e reduzindo elementos parasitas que

podem afetar as comutações. O circuito de driver recebe alimentação e sinal do DSP externamente e, atende as duas tecnologias de semicondutores utilizados nos projetos, IGBT e MOSFET. No primeiro caso, o acionamento e bloqueio é feito aplicando $+15\,V$ e $-8\,V$, respectivamente, ao "gate-emitter" do componente. No segundo caso, a tecnologia utilizada é de SiC e requer a aplicação de $+20\,V$ e $-5\,V$ ao seu "gate-source" para seu acionamento e bloqueio, respectivamente. A figura a seguir mostra a foto do circuito driver montado sobre o semicondutor tipo SOT-227.

Figura 8.2: Foto do circuito de driver e interruptor



8.1 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SENTIDO DIRETO

Depois de realizados os equacionamentos necessários para os esforços de corrente e tensão para os elementos passivos e ativos, o cálculo numérico e os dimensionamentos dos componentes para a construção do protótipo são apresentados a seguir para as especificações listadas na Tabela 8.1.

Tabela 8.1: Especificações da primeira topologia em regime permanente e sentido direto.

Parâmetros do projeto	Valores
Tensão de entrada (E_1)	$75\,V$
Tensão de saída (E_2)	$450\,V$
Potência de saída (P_2)	$4{,}2\,kW$
Frequência de comutação (f_S)	$25\,kHz$
Ondulação de tensão de saída (ΔE_2)	$1\%\,E_2$
Ondulação de corrente de entrada (ΔI_{L1})	$7\,\%\,i_1$
Razão cíclica (D)	0,444

8.1.1 Cálculos preliminares

Primeiramente, a relação de transformação n_T é calculada pela expressão (8.1), conforme apresentado em (8.1).

$$n_T = \frac{3\,E_2 \cdot \left(1 - D\right)}{2\,E_1} = \frac{3 \cdot 450\,V \cdot \left(1 - 0,444\right)}{2 \cdot 75V} = 5 \tag{8.1}$$

A partir as especificações do projeto na Tabela 8.1, a corrente de saída, a resistência de carga, e o período de comutação são calculados por (8.2), (8.3) e (8.4), respectivamente.

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = \frac{4,2\,kW}{450V} = 9,33\,A \tag{8.2}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{450\,V}{9,33\,A} = 48,21\,\Omega \tag{8.3}$$

$$T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{25\,kHz} = 40\,\mu s \tag{8.4}$$

8.1.2 Cálculo das indutâncias de entrada

A indutância de entrada para o ponto de operação escolhido na região R2 pode ser calculada por meio da expressão (8.5).

$$L_1 = \frac{E_2 \cdot \left(2 - 3D\right) \cdot \left(3D - 1\right)}{6\,n_T \cdot f_S \cdot \Delta I_1} = \frac{450\,V \cdot \left(2 - 3 \cdot 0,44\right) \cdot \left(3 \cdot 0,44 - 1\right)}{6 \cdot 5 \cdot 25kHz \cdot 4,32\,A} = 31\ \mu H \tag{8.5}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 31uH \cdot 2^2 = 123,68\,uH \tag{8.6}$$

8.1.3 Esforços de corrente do indutor acoplado

O valor médio e eficaz da corrente no indutor L_1 é dado pela equação (8.7). Levando em consideração o rendimento do projeto em torno de 90 %.

$$I_{L1_{med}} = I_{L1_{ef}} = \frac{P_2 \cdot 110\%}{E_1} = \frac{4,2\,kW \cdot 110\%}{75\,V} = 61,6\,\mathrm{A} \tag{8.7}$$

O valor máximo da corrente do indutor L_1 é dado pela equação (8.8).

$$i_{L1_{max}} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 61,6\,A + \frac{7\,\% \cdot 61,6\,A}{2} = 63,75\,A \tag{8.8}$$

O esforço de corrente do enrolamento secundário no indutor acoplado é nulo.

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{8.9}$$

8.1.4 Projeto físico do indutor T_F

Determinando os valores correspondentes dos parâmetros envolvidos e utilizando densidade máxima de corrente de $J_{max} = 550\,A/cm^2$, densidade máxima de fluxo $B_{max} = 0{,}065\,T$, e fator de utilização da janela $K_w = 0{,}4$ tem-se a equação do produto de áreas do indutor acoplado no MCC par região R2.

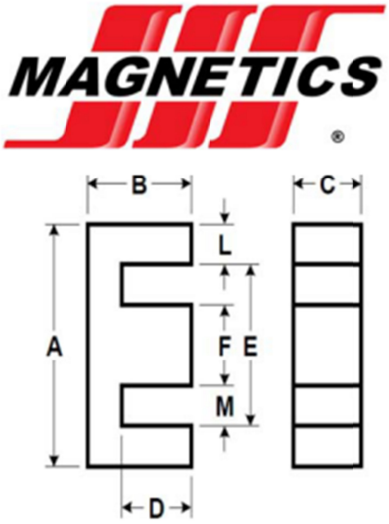
$$A_w A_e = \frac{L_1 \cdot I_{L1max}^{\ 2}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{31\,uH \cdot 63{,}75\,A}{0{,}4 \cdot 0{,}065\,T \cdot 550\,A\,/\,cm^2} = 87{,}895\,cm^4 \tag{8.10}$$

A partir do resultado de (8.10) escolhe-se o núcleo $00K114LE026$ da Magnetics. Os principais dados do fabricante desse núcleo encontram-se na Figura 8.3.

Figura 8.3: Dados do núcleo 00K114LE026 da Magnetics.

Kool Mμ Permeability (μ)	A_L (nH/T²)	Core Marking / Part number
26	235 ± 8%	K114LE026

	Dimensions (mm)	Dimensions (in)	Tolerance (±) (mm)	Tolerance (±) (in)	
A	114.3	4.500	0.762	0.030	
B	46.18	1.818	0.381	0.015	
C	34.93	1.375	0.381	0.015	
D	28.60	1.126	-	-	Min
E	79.50	3.13	-	-	Min
F	35.10	1.382	0.381	0.015	
L	17.2	0.676	-	-	Nom
M	22.1	0.874	-	-	Min



Physical Characteristics				
Temperature Rating	Cross Section A_e (mm²)	Path Length L_e (mm)	Volume V_e (mm³)	Weight (g)
Curie Temp: 500°C	1220	215	262,000	690

O fator de indutância ($A_L\ em\ nH/esp^2$) do núcleo escolhido é obtido a partir dos dados do núcleo apresentado na Figura 8.3. Utilizando o valor mínimo de A_L, em função da tolerância dada pelo fabricante, o número de espiras do enrolamento primário é calculado por (8.11).

$$n_{L_p} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{31\,uH}{(235 - 235 \cdot 8\%)\,nH}} = 12\,esp \tag{8.11}$$

A partir o resultado de (8.11), determina-se o número de espiras do enrolamento secundário, conforme (8.12).

$$n_{L_s} = n_{L_p} \cdot n_S = 12\,esp \cdot 2 = 24\,esp \tag{8.12}$$

O comprimento do entreferro $l_{entreferro}$ necessário no indutor (T_F) é calculado por (8.13).

$$\begin{aligned} l_{entreferro} = \frac{\delta_L}{2} &= \frac{n_{Lp} \cdot \mu_o \cdot Ae_L}{2\,L_1} \\ &= \frac{12\,esp \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}\ H\,m^{-1} \cdot 1220\,mm^2}{31\,\mu H} = 0,3\,mm \end{aligned} \tag{8.13}$$

Onde a área da perna central do núcleo escolhido é dada por

$$Ae_L = F \cdot C\ \ ou\ \ Ae_L = Ae = 1220\,mm^2 \tag{8.14}$$

O cálculo da bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento primário e secundário depende do máximo valor da densidade de corrente admitida e escolhida pelo projetista. Abaixo segue as expressões para escolha dos condutores.

$$\begin{aligned} S_{pri} = \frac{I_{L1\,ef}}{J_{max}} &= \frac{61,6\,A}{550\,A \cdot cm^{-2}} \\ &= 0,112\,cm^2 \end{aligned} \tag{8.15}$$

$$\begin{aligned} S_{sec} = \frac{I_{L2\,ef}}{J_{max}} &= \frac{10\,A}{550\,A \cdot cm^{-2}} \\ &= 0,018\,cm^2 \end{aligned} \tag{8.16}$$

A profundidade de penetração e o diâmetro máximo do fio de cobre para 100 ℃ são dados por (8.17) e (8.18) respectivamente.

$$\Delta_L = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot f_S}} = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot 25\,kHz}} = 0,027\,cm \tag{8.17}$$

$$d_{TF} = 2 \cdot \Delta_{TF} = 2 \cdot 0,027 = 0,055\,cm \tag{8.18}$$

Escolhe-se um condutor com o diâmetro imediatamente inferior ao diâmetro máximo calculado por (8.18), neste caso o condutor escolhido é o fio tipo Litz com a configuração $40\ x\ 38\ AWG$ cujos dados são apresentados na Tabela 8.2.

Tabela 8.2: Dados do fio Litz 40 x AWG38

Especificações	Valor
Área de cobre da seção do fio (S_{cobre})	$0{,}00008\ cm^2$
Área da seção do fio com isolamento (S_{isol})	$0{,}00013\ cm^2$
Resistividade do fio para 100 °C (ρ_{fio})	$0{,}028917\ \Omega/cm$

O número de condutores em paralelo no enrolamento primário e secundário é dado por (8.19) e (8.20).

$$n_{con_{pri}} = \frac{S_{pri}}{40 \cdot S_{cobre}} = \frac{0{,}112\,cm^2}{40 \cdot 0{,}00008\,cm^2} = 35 \tag{8.19}$$

$$n_{con_{sec}} = \frac{S_{sec}}{40 \cdot S_{cobre}} = \frac{0{,}018\,cm^2}{40 \cdot 0{,}00008\,cm^2} = 6 \tag{8.20}$$

O comprimento médio de uma espira do indutor acoplado é dado pela equação (8.21).

$$\begin{aligned} l_{med_{esp}} &= 2(C+F) + \pi \cdot M = 2(34{,}93\,mm + 35{,}10\,mm) + \pi \cdot 22{,}1\ mm \\ &= 20{,}95\,cm \end{aligned} \tag{8.21}$$

Pode-se agora, a partir da equação (8.21), calcular o comprimento do chicote do enrolamento primário e secundário pelas equações (8.22) e (8.23), respectivamente.

$$\begin{aligned} l_{chicote_p} = l_{med_{esp}} \cdot n_{con_{pri}} \cdot n_{L_p} &= 20{,}95\,cm \cdot 35 \cdot 12 \\ &= 88\,m \end{aligned} \tag{8.22}$$

$$\begin{aligned} l_{chicote_s} = l_{med_{esp}} \cdot n_{con_{sec}} \cdot n_{L_s} &= 20{,}95\,cm \cdot 6 \cdot 24 \\ &= 31\,m \end{aligned} \tag{8.23}$$

A quantidade de fio necessária para montar o indutor acoplado é $120\,m$ de fio Litz 40 x 38 AWG.

A área da janela ocupada pelo enrolamento do indutor é calculada em (8.24), levando em conta o fator de ocupação do enrolamento de 60 %.

$$\begin{aligned} Aw_{cobre} &= \frac{n_{pri} \cdot 40 \cdot n_{cond_{pri}} \cdot S_{isol} + n_{sec} \cdot 40 \cdot n_{cond_{sec}} \cdot S_{isol}}{k_{w_{carretel}}} \\ &= \frac{12 \cdot 40 \cdot 35 \cdot 0{,}0013\,cm^2 + 24 \cdot 40 \cdot 6 \cdot 0{,}0013\,cm^2}{60\ \%} = 488{,}8\ mm^2 \end{aligned} \tag{8.24}$$

A equação da possibilidade de execução do indutor é obtida a partir do cálculo da área da janela ocupada pelo enrolamento e área de janela do carretel, cujo valor da área de janela do carretel construído no laboratório é 800 mm^2, conforme apresentado em (8.25).

$$K_{u_L} = \frac{Aw_{cobre}}{Aw_{carretel}} = \frac{488{,}8\ mm^2}{800\ mm^2} = 0{,}61 \tag{8.25}$$

8.1.4.1 Cálculo de perdas no indutor de entrada

As perdas no indutor podem ser classificadas como o somatório das perdas no núcleo e as perdas no cobre.

A resistência do cobre dos enrolamentos primário e secundário é dada por (8.26) e (8.27), respectivamente.

$$R_{pri} = \frac{\rho \cdot l_{med_{esp}} \cdot n_{pri}}{40 \cdot n_{cond_{pri}}} = \frac{0{,}028917\,\Omega \cdot cm^{-1} \cdot 20{,}95\,cm \cdot 12}{40 \cdot 35} = 0{,}0052\,\Omega \tag{8.26}$$

$$R_{sec} = \frac{\rho \cdot l_{med_{esp}} \cdot n_{sec}}{40 \cdot n_{cond_{sec}}} = \frac{0{,}028917\,\Omega \cdot cm^{-1} \cdot 20{,}95\,cm \cdot 24}{40 \cdot 6} = 0{,}061\,\Omega \tag{8.27}$$

As perdas no cobre dependem diretamente da resistência do enrolamento e o valor eficaz da corrente, que pode ser facilmente calculada com auxílio da expressão (8.28).

$$P_{cobre} = R_{pri} \cdot {I_{L1}}_{ef}^{\,2} + R_{sec} \cdot {I_{L2}}_{ef}^{\,2} = 0{,}0052\,\Omega \cdot \left(61{,}6\,A\right)^2 = 19{,}7\,W \tag{8.28}$$

De acordo com a análise teórica, nas regiões R2 e R3, ou com razão cíclica maior que 1/3, não há corrente circulando no enrolamento secundário e assim, a perda no cobre neste enrolamento é nula.

a) Perdas magnéticas

A perda do núcleo é gerada pela variação do fluxo magnético dentro de um material, uma vez que nenhum material magnético exibe uma resposta magnética perfeitamente eficiente. A densidade de perda de núcleo (P_L) é uma função do fluxo CA e da frequência (f_S) e pode ser proximamente definida pela expressão (8.29).

$$P_L = k \cdot B_{pk}{}^{\alpha} \cdot f^{\beta} \tag{8.29}$$

Onde k, α e β, c são constantes determinadas pelo fabricante e B_{pk} é definido como metade do balanço do fluxo CA, conforme a expressão (8.30). As unidades tipicamente usadas são (mW/cm^3) para $P_{núcleo}$; Tesla (T) para B_{pk}; e (kHz) para f.

$$\begin{cases} k = 120 \quad \alpha = 2,09 \quad \beta = 1,46 \\ Bpk = \dfrac{\Delta B}{2} = \dfrac{B_{AC_{max}} - B_{AC_{min}}}{2} \end{cases} \tag{8.30}$$

A equação (8.31) determina a variação de densidade de fluxo (B).

$$B = \left(\frac{a + b \cdot H + c \cdot H^2}{1 + d \cdot H + e\, H^2} \right)^x \tag{8.31}$$

Onde os valores de constantes a, b, c, d, e e x fornecidos pelo fabricante são os seguintes:

$$\begin{aligned} &a = 5,868 \cdot 10^{-5}, \quad b = 9,362 \cdot 10^{-5}, \quad c = 9,011 \cdot 10^{-6}, \\ &d = -3,682 \cdot 10^{-4}, \quad e = 8,747 \cdot 10^{-6}, \quad x = 0,5 \end{aligned} \tag{8.32}$$

A densidade de fluxo (B) é uma função não linear do campo de magnetização (H), que por sua vez é uma função do número de espiras (n), corrente (I) e comprimento do caminho magnético (le). Para onter B_{pk} , é necessário primeiramente determinar os valores da variação H.

$$\begin{aligned} H_{AC_{max}} &= \frac{n_{pri}}{le}\left(I_{L1_{med}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) = \frac{12}{215\,mm} \cdot \left(61,6\,A + \frac{4,312\,A}{2} \right) \\ &= 35,585\ A\,/\,cm \end{aligned} \tag{8.33}$$

$$\begin{aligned} H_{AC_{min}} &= \frac{n_{pri}}{le}\left(I_{L1_{med}} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) = \frac{12}{215\,mm} \cdot \left(61,6\,A - \frac{4,312\,A}{2} \right) \\ &= 33,178\,A\,/\,cm \end{aligned} \tag{8.34}$$

Os valores de B_{max} e de B_{min} podem ser calculados substituindo (8.33) em (8.31) e (8.34) em (8.31) respectivamente. Tem-se (8.35) e (8.36).

$$B_{AC_{max}} = \left(\frac{a + b \cdot H_{AC_{max}} + c \cdot H_{AC_{max}}^{\ 2}}{1 + d \cdot H_{AC_{max}} + e\, H_{AC_{max}}^{\ 2}} \right)^{x}$$
$$= \left(\frac{5,868 \cdot 10^{-5} + 9,362 \cdot 10^{-5} \cdot \left(35,585 \ \frac{A}{cm} \right) + 9,011 \cdot 10^{-6} \cdot (35,585 \ \frac{A}{cm})^{2}}{1 - 3,682 \cdot 10^{-4} \cdot \left(35,585 \ \frac{A}{cm} \right) + 8,747 \cdot 10^{-6} \left(35,585 \ \frac{A}{cm} \right)^{2}} \right)^{0,5} \tag{8.35}$$
$$= 0,122 \ \ T$$

$$B_{AC_{min}} = \left(\frac{a + b \cdot H_{AC_{min}} + c \cdot H_{AC_{min}}^{\ 2}}{1 + d \cdot H_{AC_{min}} + e\, H_{AC_{min}}^{\ 2}} \right)^{x}$$
$$= \left(\frac{5,868 \cdot 10^{-5} + 9,362 \cdot 10^{-5} \cdot \left(33,178 \frac{A}{cm} \right) + 9,011 \cdot 10^{-6} \cdot \left(33,178 \frac{A}{cm} \right)^{2}}{1 - 3,682 \cdot 10^{-4} \cdot \left(33,178 \frac{A}{cm} \right) + 8,747 \cdot 10^{-6} \left(33,178 \frac{A}{cm} \right)^{2}} \right)^{0,5} \tag{8.36}$$
$$= 0,115 \ \ T$$

O valor de B_{pk} é obtido substituindo (8.35) e (8.36) em (8.30), o que resulta em (8.37).

$$Bpk = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{AC_{max}} - B_{AC_{min}}}{2} = \frac{0,122\,T - 0,115\,T}{2} \tag{8.37}$$
$$= 0,0035 \ T$$

Determine-se a densidade de perda de núcleo a partir da expressão (8.29).

$$P_L = k \cdot B_{pk}^{\ \alpha} \cdot f^{\beta} = 120 \cdot (0,0035)^{2,09} \cdot (3 \cdot 25)^{1,46} \tag{8.38}$$
$$= 0,483 \quad mW \ / \ cm^3$$

Finalmente, a perda do núcleo é dada pela equação (8.39), onde *le* é o comprimento do caminho magnético e A_e é a área da perna central.

$$P_{núcleo} = P_L \cdot le \cdot A_e = 0,483 \quad mW \ / \ cm^3 \cdot 215\,mm \cdot 1220\,mm^2 \tag{8.39}$$
$$= 126,665\,mW$$

A perda total no indutor é a soma das perdas no cobre e perdas no núcleo como apresentada na equação (8.40).

$$P_{Total\ TF} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 19,7\,W + 126,665\,mW = 19,83 \ W \tag{8.40}$$

8.1.5 Dimensionamento do capacitor de saída C_2

O valor da capacitância de C_2 do conversor operando no sentido direto é calculado por meio da equação (8.41). Logo, o valor eficaz da corrente que circula por ele é determinada em (8.42).

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)}{9\left(1-D\right)} = \frac{9{,}33\,A}{25\,kHz \cdot 4{,}5\,V} \frac{\left(2-3\cdot 0{,}444\right)\cdot\left(3\cdot 0{,}444-1\right)}{9\cdot\left(1-0{,}444\right)} = 3{,}69\,\mu F \tag{8.41}$$

$$I_{C2_{ef}} = \frac{I_2}{3\left(1-D\right)}\sqrt{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)} = \frac{9{,}33\,A}{3\left(1-D\right)}\sqrt{\left(2-3\cdot 0{,}444\right)\cdot\left(3\cdot 0{,}444-1\right)} = 2{,}64\ A \tag{8.42}$$

Com base nos valores calculados anteriormente, é realizada a escolha de capacitor C_2 com valores comercias. Para essa aplicação foi utilizada um capacitor de Polipropileno modelo $MKP1848622454P$ da VISHAY. Os principais dados desse capacitor estão apresentados na Tabela 8.3.

Tabela 8.3: Principais dados do capacitor C_2.

Especificação do capacitor de saída C_2				
Modelo	Capacitância	Tensão	Corrente eficaz	Resistencia serie
$MKP1848622454P$ VISHAY	$22\,\mu F$	$450\,V$	$11{,}5\,A$	$6{,}5\,m\Omega$

Conhecendo os dados do capacitor escolhido, é possível calcular sua perda por meio da equação (8.43).

$$P_{C2} = R_{C2} \cdot {I_{C2}}_{ef}^{\,2} = 6{,}5\,m\Omega \cdot \left(2{,}64\ A\right)^2 = 45{,}3\ \ mW \tag{8.43}$$

8.1.6 Dimensionamento dos interruptores S_1, S_2 e S_3

Nesta seção, são apresentados os cálculos das correntes máxima, média, eficaz e a tensão máxima, bem como as perdas nos interruptores.

8.1.6.1 Esforços nos interruptores

A tensão máxima, a corrente máxima, a corrente média e a corrente eficaz em um interruptor são calculadas por (8.44), (8.45), (8.46) e (8.47), respectivamente.

$$V_{S1..3_{max}} = \frac{2\,E_2}{n_T} = \frac{2 \cdot 450V}{5} = 180\ V \tag{8.44}$$

$$I_{S1...3_{max}} = I_{L1_{max}} = 63,75\,A \tag{8.45}$$

$$I_{S1..3_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 9,33\,A \frac{2 \cdot 5}{9\left(1-0,444\right)} = 18,66\,A \tag{8.46}$$

$$I_{S1..3_{ef}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3} = 9,33\,A \frac{2 \cdot 5}{3} = 31,11\,A \tag{8.47}$$

Com base nos esforços calculados anteriormente, foi escolhido como interruptor o IGBT $APT65GP60J$ da Microsemi. Os principais dados desse componente estão resumidos na Tabela 8.4.

Tabela 8.4. Principais dados dos interruptores S_1, S_2 e S_3

Especificação dos interruptores S_1, S_2 e S_3			
Modelo	Estáticas (125 ℃)	Dinâmicas (125 ℃)	Térmicas (125 ℃)
$3\ x\ APT65GP60J$	$V_{CE} = 600\ V$ $i_C = 65\ A$ $V_{CE(on)} = 2,1\ V$	$t_r = 54\ ns$ $t_f = 91\ ns$ $E_{off} = 1470\ \mu J$ $E_{on} = 1470\ \mu J$	$R_{th_JC} = 0,29\ C^o/W$

8.1.6.2 Cálculo de Perdas nos Interruptores

As perdas por condução no IGBT são determinadas, pela corrente que flui através do interruptor e pela queda de tensão coletor emissor $V_{CE(on)}$. As curvas que relacionam a tensão $V_{CE(on)}$ com a corrente de coletor em função da temperatura de junção são disponibilizadas pelo fabricante.

$$\begin{aligned} P_{cond_{S1..S3}} &= 3\left(V_{CE(\mathrm{on})} \cdot I_{S1..3_{med}} + r_{CE} \cdot {I_{S1..3}}_{ef}^{\,2}\right) \\ &= 3 \cdot \left(1,2\,V \cdot 18,66\,A + 0,022 \cdot \left(29,5\,A\right)^2\right) \\ &= 124\,W \end{aligned} \tag{8.48}$$

Com o gráfico fornecido pelo fabricante, que apresenta a energia perdida na entrada em condução (E_{on}) e em bloqueio (E_{off}), em função da corrente de coletor, resistor de Gate e da temperatura de junção, foi possível obter os valores de E_{off} e E_{on}. Tendo esses dados, a perda em comutação é calculada pela equação (8.49).

$$P_{com_{S1..S3}} = 3\left(E_{off} + E_{on}\right)f_S = 3\cdot\left(200\,\mu J + 300\,\mu J\right)\cdot 25\,kHz = 37,5\ W \tag{8.49}$$

A perda total dos interruptores S_1, S_2 e S_3 é calculada pela equação (8.50).

$$P_{Total_{S1..S3}} = P_{cond_{S1..S3}} + P_{com_{S1..S3}} = 124\ W + 37,5\ W = 161,5\,W \tag{8.50}$$

8.1.7 Dimensionamento dos diodos D_1...D_6

Nesta seção são obtidos os esforços de tensão e de corrente, bem como as perdas nos diodos do retificador trifásico.

8.1.7.1 Esforços nos diodos

O valor máximo de tensão, valor máximo, médio e eficaz da corrente nos diodos D_1, D_2 e D_3 são calculadas por (8.51), (8.52), (8.53) e (8.54), respectivamente.

$$V_{D1..3_{max}} = E_2 = 450\ V \tag{8.51}$$

$$I_{D1...3_{max}} = \frac{I_{L1_{max}}}{n_T} = \frac{36,75\,A}{5} = 12,75\,A \tag{8.52}$$

$$I_{D1...3_{med}} = \frac{I_2}{3} = \frac{9,33\ A}{3} = 3,11\ A \tag{8.53}$$

$$I_{D1...3_{ef}} = I_2\frac{\sqrt{7-9D}}{3\sqrt{3}\cdot\left(1-D\right)} = 9,33\ A\frac{\sqrt{7-9\cdot 0,444}}{3\sqrt{3}\cdot\left(1-0,444\right)} = 5,6\ A \tag{8.54}$$

Com base nos esforços de tensão e corrente, é escolhido o diodo SCS215KGHR e na sequência são obtidas as especiações construtivas listadas na Tabela 8.5.

Tabela 8.5. Principais dados dos diodos D_1, D_2 D_6

Especificação dos diodos D_1, D_2 ...e D_6			
Modelo	Característica elétrica (150 °C)		
$6\ x\ SCS215KGHR$	$V_R = 1200\ V$ $i_F = 15\ A$	$Q_C = 51\ nC$ $V_F = 1,8\ V$	$R_{th_JC} = 0,67\ C^o/W$

8.1.7.2 Cálculo de perdas nos diodos

Por meio da seguinte equação, obtêm-se o cálculo das perdas em condução dos diodos ($D_{1..6}$)

$$\begin{aligned} P_{cond_{D1...6}} &= 6 \cdot \left(V_F \cdot I_{D1..6_{med}} + r_{on} \cdot {I_{D1..6}}_{ef}^{2} \right) \\ &= 6 \cdot \left(1V \cdot 3{,}11\,A + 0{,}075 \cdot \left(5{,}6\ A \right)^2 \right) \\ &= 32{,}78\,W \end{aligned} \tag{8.55}$$

As perdas em comutação nos diodos de tecnologia SiC são consideradas praticamente nulas, onde a corrente de recuperação reversa é desprezível ou inexistente. Portanto, no cálculo das perdas totais, somente é considerada a parcela em condução.

$$P_{com_{D1...6}} = 6 \cdot \left(Q_c \cdot V_{D1..3_{max}} \cdot f_S \right) \approx 0\ W \tag{8.56}$$

Assim as perdas totais dos diodos são obtidas somando as equações (8.55) e (8.56). Portanto:

$$P_{Total_{D1..D6}} = P_{cond_{D1..D6}} = 32{,}78\,W \tag{8.57}$$

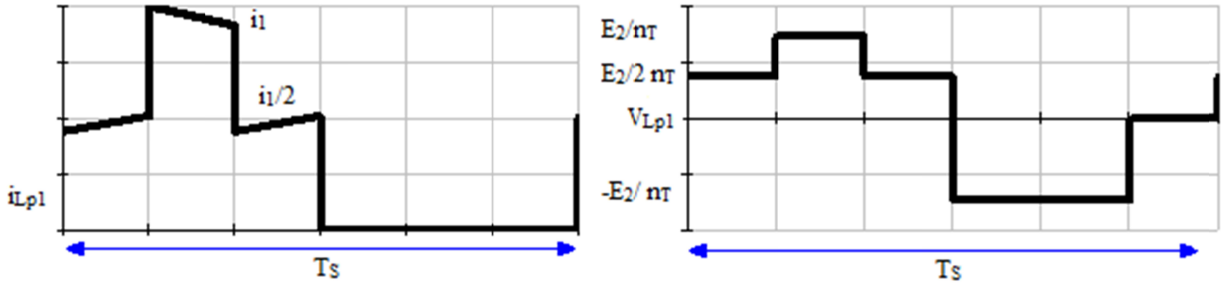
8.1.8 Projeto físico do transformador Tr

Nesta seção, será apresentado o cálculo dos esforços de tensão, de corrente, da potência aparente, do número de espiras para os enrolamentos primários e para os enrolamentos secundários, além do dimensionamento dos condutores para cada um dos enrolamentos.

8.1.8.1 Esforços de tensão e corrente no transformador

O valor eficaz da corrente no enrolamento primário e secundario do transformador são calculados pelas equações (8.59) e (8.61).

Figura 8.4: Corrente e tensão no enrolamento primário do transformador.



$$I_{Lp_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \int_0^{(3D-1)\cdot T_s/3} \left(\frac{n_T \cdot I_2}{3\left(1-D\right)} \right)^2 dt + \frac{1}{T_S} \int_0^{(2-3D)\cdot T_s/3} \left(\frac{2\,n_T \cdot I_2}{3\left(1-D\right)} \right)^2 dt} \tag{8.58}$$

$$I_{Ls_{ef}} = I_2 \cdot n_T \sqrt{\frac{2}{9\left(1-D\right)}} = 9{,}22\,A \cdot 5 \sqrt{\frac{2}{9\left(1-0{,}444\right)}} = 29{,}51\,A \quad (8.59)$$

$$I_{Ls_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\left(\int_0^{(3D-1)\cdot T_s/3} \left(\frac{I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt + \int_0^{(2-3D)\cdot T_s/3} \left(\frac{2\,I_2}{3\left(1-D\right)}\right)^2 dt \right)} \quad (8.60)$$

$$I_{Ls_{ef}} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{9\left(1-D\right)}} = 9{,}22\,A \cdot \sqrt{\frac{2}{9\left(1-0{,}444\right)}} = 5{,}09\,A \quad (8.61)$$

O valor eficaz da tensão no enrolamento primário e secundário do transformador é calculado por meio das seguintes equações:

$$V_{Lp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\left(2\int_0^{\frac{(3D-1)\cdot T_s}{3}} \left(\frac{E_2}{2\,n_T}\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(2-3D)\cdot T_s}{3}} \left(\frac{E_2}{n_T}\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(3D-1)\cdot T_s}{3}} \left(-\frac{E_2}{n_T}\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(2-3D)\cdot T_s}{3}} \left(-\frac{E_2}{n_T}\right)^2 dt \right)} \quad (8.62)$$

$$V_{Lp_{ef}} = \frac{E_2}{n_T}\sqrt{\frac{5-3D}{6}} = \frac{450\,V}{5}\sqrt{\frac{5-3\cdot 0{,}444}{6}} = 70{,}35\,V \quad (8.63)$$

$$V_{Ls_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_S}\left(2\int_0^{\frac{(3D-1)\cdot T_s}{3}} \left(\frac{E_2}{2}\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(2-3D)\cdot T_s}{3}} \left(E_2\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(3D-1)\cdot T_s}{3}} \left(-E_2\right)^2 dt + \int_0^{\frac{(2-3D)\cdot T_s}{3}} \left(-E_2\right)^2 dt \right)} \quad (8.64)$$

$$V_{Ls_{ef}} = E_2\sqrt{\frac{5-3D}{6}} = 450\,V\sqrt{\frac{5-3\cdot 0{,}444}{6}} = 351{,}8\,V \quad (8.65)$$

Partindo das leis de *Ampère* e de *Faraday*, da qual se pode expressar a tensão em uma bobina em função do número de espiras do primário (n_P) e densidade de fluxo magnético (B), conforme a expressão (8.66).

$$V_p(t) = N_p \cdot A_e \cdot \frac{d}{dt} B(t) \quad (8.66)$$

A seguir, a relação entre a excursão do fluxo magnético e a tensão magnetizante aplicada ao enrolamento primário do transformador, é dada como:

$$V_m = \frac{1}{D \cdot T_s} \int_{o}^{D \cdot T_s} V(t) \cdot dt = \frac{N_p \cdot A_e}{\Delta t} \int_{-Bm}^{Bm} dB \tag{8.67}$$

A partir a Figura 8.4, na região R2 obtém-se a tensão magnetizante no enrolamento primário por meio de (8.68).

$$V_m = \frac{1}{D \cdot T_s} \left(2 \int_{0}^{\Delta t_1} \left(\frac{E_2}{2\, n_T} \right) \cdot dt + \int_{0}^{\Delta t_2} \left(\frac{E_2}{n_T} \right) \cdot dt \right) = \frac{E_2}{3\, D \cdot n_T} \tag{8.68}$$

Substituindo (8.68) em (8.67) e considerando o intervalo de tempo da parte positiva da tensão sobre o enrolamento primário n_p, obtém-se a expressão (8.69).

$$\frac{E_2}{3\, D \cdot n_T} = \frac{N_p \cdot A_e \cdot \Delta B}{D \cdot T_s} \tag{8.69}$$

Isolando A_e em (8.69), resulta em (8.70).

$$A_e = \frac{E_2}{3 \cdot n_p \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f_S} \tag{8.70}$$

Com base em (8.71) é possível determinar a área ocupada pelo enrolamento primário.

$$\int H\, dl = \int J\, ds = N\, I \tag{8.71}$$

$$A_p = \frac{N_p \cdot I_{Lp_{ef}}}{J} \tag{8.72}$$

Na equação (8.72), A_p representa a área ocupada por uma bobina primária na janela do carretel e pode ser expressa em função do fator de ocupação da área da janela k_p, do fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_w, e da área da janela do carretel A_w como apresentado em (8.73).

$$A_p = k_p \cdot k_w \cdot A_w \tag{8.73}$$

Substituindo a equação (8.72) em (8.73) e isolando A_w, resulta em (8.74).

$$A_w = \frac{n_p \cdot I_{Lp_{ef}}}{J_{max} \cdot k_p \cdot k_w} \tag{8.74}$$

Define-se, finalmente, o produto de áreas A_eA_w necessário para a construção do transformador, pela equação (8.75) em R2.

$$A_eA_w = \frac{E_2 \cdot I_2}{\Delta B \cdot f_S \cdot J_{max} \cdot k_p \cdot k_w} \frac{\sqrt{2}}{9\sqrt{1-D}} \tag{8.75}$$

Para a escolha do núcleo é definindo uma densidade de corrente máxima nos condutores de $450\,A/cm^2$, densidade de fluxo máxima no núcleo do transformador de $0{,}18\,T$, fator de utilização de janela de 0,7 e fator de ocupação dos enrolamentos 0,25, o produto de áreas do transformador (A_eA_w) é calculado por (8.76).

$$\begin{aligned} AeAw_{TR} &= \frac{19\sqrt{2}}{99} \frac{P_2}{B_{max\,TR} \cdot f_S \cdot J_{max\,TR} \cdot k_{p\,TR} \cdot k_{w\,TR}} \\ &= \frac{19\sqrt{2}}{99} \cdot \frac{4{,}2\,kW}{0{,}18\,T \cdot 25\,kHz \cdot 450\,A\,/\,cm^2 \cdot 0{,}25 \cdot 0{,}7} \\ &= 32{,}2\ cm^4 \end{aligned} \tag{8.76}$$

Por meio do resultado obtido em (8.76) escolhe-se o $NEE-70/50/25$ da Thornton. Os principais dados desse núcleo estão apresentados na Figura 8.5.

Com o núcleo definido e conhecido suas características, é possível determinar o número de espiras do enrolamento primário do transformador, conforme a equação (8.77).

$$\begin{aligned} n_{esp_{pri.TR}} &= \frac{A_p \cdot J_{max\,TR}}{I_{Lp_{ef}}} = \frac{k_p \cdot k_{wc\,TR} \cdot A_{w\,TR} \cdot J_{max\,TR}}{I_{Lp_{ef}}} \\ &= \frac{0{,}25 \cdot 0{,}7 \cdot 450\ A\,cm^{-2}}{29{,}51\,A} = 17\ esp \end{aligned} \tag{8.77}$$

Depois de calculado o número de espiras do enrolamento primário, o número de espiras de enrolamento secundário é determinado por (8.78).

$$n_{esp_{sec.TR}} = n_{esp_{pri.TR}} \cdot n_T = 17 \cdot 5 = 85\ esp \tag{8.78}$$

A profundidade de penetração devido ao feito pelicular e o diâmetro máximo do condutor são calculados pelas equações (8.79) e (8.80) respectivamente

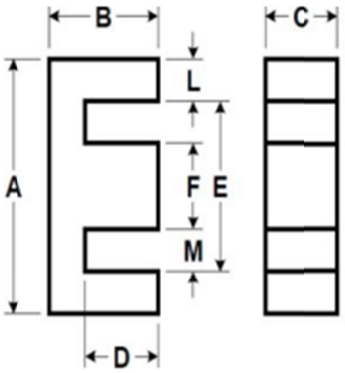
$$\Delta_{TR} = \frac{7{,}5}{\sqrt{f_S}} = \frac{7{,}5}{\sqrt{25\,000}} = 0{,}047\,cm \tag{8.79}$$

$$d_{max_{TR}} = 2 \cdot \Delta_{TR} = 2 \cdot 0,047\,cm = 0,094\,cm \tag{8.80}$$

Figura 8.5. Dados do núcleo NEE-70/50/25 da Thornton.

Kool Mμ Permeability (μ)	A_L (nH/T²)	Core Marking / Part number
26	235 ± 8%	K114LE026

	Dimensions (mm)	Dimensions (in)	Tolerance (±) (mm)	Tolerance (±) (in)	
A	114.3	4.500	0.762	0.030	
B	46.18	1.818	0.381	0.015	
C	34.93	1.375	0.381	0.015	
D	28.60	1.126	-	-	Min
E	79.50	3.13	-	-	Min
F	35.10	1.382	0.381	0.015	
L	17.2	0.676	-	-	Nom
M	22.1	0.874	-	-	Min



Physical Characteristics				
Temperature Rating	Cross Section A_e (mm²)	Path Length L_e (mm)	Volume V_e (mm³)	Weight (g)
Curie Temp: 500°C	1220	215	262,000	690

Em ambos os enrolamentos primário e secundário, serão utilizados condutores em paralelo para atender a densidade de corrente desejada. O condutor escolhido é um arranjo de fios do tipo Litz. Emprega-se um arranjo de $228\,x\,38\,AWG$ para o enrolamento primário e para enrolamento secundário um arranjo de $84\,x\,38\,AWG$. A seguir são listados os principais dados do condutor $38\,AWG$.

Tabela 8.6. Dados do fio de cobre 38 AWG

Especificação	Valor
Área de cobre da seção do fio (S_{cobre})	$0{,}00008\,cm^2$
Área da seção do fio com isolamento (S_{isol})	$0{,}00013\,cm^2$
Resistividade do fio para 100 ℃ (ρ_{fio})	$0{,}028917\,\Omega/cm$

A área de cobre total ou seção dos condutores para um enrolamento primário e secundário é dada por (8.81) e (8.82) respectivamente.

$$S_{pri_{TR}} = \frac{I_{Lp_{ef}}}{J_{max_{TR}}} = \frac{29,51\,A}{450\ A\,/\,cm^2} = 0,066\,cm^2 \tag{8.81}$$

$$S_{sec_{TR}} = \frac{I_{Ls_{ef}}}{J_{max_{TR}}} = \frac{5,9\,A}{450\ A\,/\,cm^2} = 0,0131\,cm^2 \tag{8.82}$$

O número de condutores em paralelo nos enrolamentos primário e secundário do transformador fica definido pelas equações (8.83) e (8.84), respectivamente.

$$n_{con_{pri.TR}} = \frac{S_{pri_{TR}}}{228 \cdot S_{cob}} = \frac{0,66\,cm^2}{228 \cdot 0,00008\,cm^2} = 3 \tag{8.83}$$

$$n_{con_{sec.TR}} = \frac{S_{sec_{TR}}}{84 \cdot S_{cob}} = \frac{0,0131\,cm^2}{84 \cdot 0,00008\,cm^2} = 2 \tag{8.84}$$

É possível também determinar o comprimento de uma espira, que depende da geometria do núcleo escolhido para a construção do transformador. Sendo assim, este comprimento é determinado através da equação (8.85).

$$\begin{aligned} l_{med_{esp.TR}} &= 2\left(3\,C + F\right) + M\,\pi = 2 \cdot \left(3\,25,4\,mm + 25,4\,mm\right) + 12,7\,mm \cdot \pi \\ &= 24,31\ \ cm \end{aligned} \tag{8.85}$$

Os cálculos do comprimento dos chicotes primários e secundários são mostrados em (8.86) e (8.87), respectivamente.

$$\begin{aligned} l_{pri_{TR}} = l_{med_{esp.TR}} \cdot n_{con_{pri.TR}} \cdot n_{esp_{pri.TR}} &= 24,31\,cm \cdot 17 \cdot 3 \\ &= 12,39\,m \end{aligned} \tag{8.86}$$

$$\begin{aligned} l_{sec_{TR}} = l_{med_{esp.TR}} \cdot n_{con_{sec.TR}} \cdot n_{esp_{sec.TR}} &= 24,31\,cm \cdot 2 \cdot 85 \\ &= 41,32\,m \end{aligned} \tag{8.87}$$

Com os resultados de (8.86) e (8.87), obtém-se a quantidade de fio necessária para montar cada transformador, resultando em 83 m de fio $Litz$ 284 x 38 AWG para o enrolamento primário e 38 m do 84 x 38 AWG para o enrolamento secundário.

A área da janela do carretel ocupada pelos enrolamentos primário e secundário é calculada em (8.88), onde k_{wc} é o fator de ocupação do cobre na janela de carretel.

$$\begin{aligned} S_{cob_{carretel.TR}} &= \frac{n_{esp_{pri.TR}} \cdot 228 \cdot n_{con_{pri.TR}} + n_{esp_{sec.TR}} \cdot 84 \cdot n_{con_{sec.TR}}}{k_{wc}} S_{isol} \\ &= \frac{17 \cdot 228 \cdot 3 + 85 \cdot 84 \cdot 2}{0,7} \cdot 0,00013\,mm^2 = 481,149\ \ mm^2 \end{aligned} \tag{8.88}$$

Para verificar se é possível construir o transformador, é aplicada a equação (8.89) que indica o fator de utilização do núcleo, na qual $A_{wc\,TR}$ é a área da janela do carretel.

$$k_{u_{TR}} = \frac{S_{pri\,TR}}{A_{wc\,TR}} = \frac{481{,}149\,mm^2}{669\ mm^2} = 0{,}71 \tag{8.89}$$

8.1.8.2 Cálculo de perdas no transformador

As perdas no transformador são classificadas em perdas no cobre e perdas magnéticas. Conforme a equação (8.90).

$$P_{Total\,TR} = P_{cobre\,TR} + P_{núcleo\,TR} \tag{8.90}$$

a) Perda no cobre

A perda no cobre do transformador é baseada no cálculo do valor eficaz da corrente e a resistência do cobre nos enrolamentos primário e secundário do transformador. As equações (8.91) e (8.92) determinam a resistência do cobre do enrolamento primário e enrolamento secundário respectivamente.

$$R_{pri.TR} = \frac{\rho \cdot l_{med_{esp.TR}} \cdot n_{pri.TR}}{228 \cdot n_{cond_{pri.TR}}} = \frac{0{,}028917\ \Omega\,cm^{-1} \cdot 24{,}31\,cm \cdot 17}{228 \cdot 3} = 0{,}01747\ \Omega \tag{8.91}$$

$$R_{sec_TR} = \frac{\rho \cdot l_{med_{sec_TR}} \cdot n_{sec_TR}}{84 \cdot n_{cond_{sec_TR}}} = \frac{0{,}028917\ \Omega\,cm^{-1} \cdot 24{,}31\,cm \cdot 85}{84 \cdot 2} = 0{,}356\ \Omega \tag{8.92}$$

Tendo os valores dados pelas equações (8.59), (8.61), (8.91) e (8.92), as perdas no cobre são calculadas por (8.93). O fator três aparece pelo fato de utilizar três transformadores monofásicos para formar um transformador trifásico.

$$\begin{aligned} P_{cobre_TR} &= 3\left(R_{pri_TR} \cdot {I_{Lp_{ef}}}^2 + R_{sec_TR} \cdot {I_{Ls_{ef}}}^2\right) \\ &= 3\left(0{,}01747\ \Omega \cdot \left(29{,}515\,A\right)^2 + 0{,}356\ \Omega \cdot \left(5{,}903\,A\right)^2\right) = 82{,}838\ W \end{aligned} \tag{8.93}$$

b) Perda magnética

As perdas magnéticas se devem basicamente em função das à perda por histerese e perdas por correntes parasitas. A expressão empírica (8.94) permite calcular com boa aproximação o valor das perdas no núcleo. Onde: k_h é o coeficiente de perdas por histerese, k_f o coeficiente de perdas por correntes parasitas e $V_{e\,TR}$ o volume do núcleo. Os valores de

k_h e k_f fornecidos pelo fabricante Thornton são $4\,10^{-5}$ e $4\,10^{-10}$, respectivamente. O fator nove (9) multiplicando ao volume do núcleo aparece pelo fato de serem utilizados nove conjuntos "EE" para formar os três transformadores monofásicos.

$$\begin{aligned} P_{núcleo_{TR}} &= 9\cdot\left(\Delta B^{2,4}\cdot(k_h\cdot f_S + k_f\cdot {f_S}^2)\cdot V_{e_{TR}}\right) \\ &= 9\left(0{,}18\,T^{2,4}\cdot(4\cdot10^{-5}\cdot 25000\,Hz + 4\cdot10^{-10}\cdot 25000\,Hz^2)\cdot 140{,}45\,cm^3\right) \\ &= 25{,}783\ W \end{aligned} \quad (8.94)$$

A partir dos valores encontrados para perda no cobre e no magnético, pode-se determinar a perda total do transformador, conforme o cálculo apresentado em (8.95).

$$\begin{aligned} P_{Total_{TR}} &= \left(P_{cobre_{TR}} + P_{núcleo_{TR}}\right) \\ &= 82{,}838\ W + 25{,}783\ W \\ &= 108{,}62\ \ W \end{aligned} \quad (8.95)$$

8.1.9 Dimensionamento do circuito do grampeamento no sentido direto

Um circuito de grampeador dissipativo tipo RCD (resistor R_g, capacitor C_g e um diodo D_g) foi implementado com o auxilio de simulação numérica a partir dos parâmetros práticos. A tensão de grampeamento escolhida foi próxima da tensão máxima admitida nos interruptores, visando minimizar a energia dissipada no resistor do grampeador.

Tabela 8.7: Os dados dos componentes do circuito RCD

Especificação	Valor
Capacitores do grampeamento (C_g), $B32654A1104$	$600\,V\ \ 100\,nF$
Resistores do grampeamento (R_g)	$2\ x\ 560\,\Omega, 50\,W$
Diodos de grampeamento(D_g), $STTH15S12W$	$15\,A\ \ 1200\,V$

Com os componentes escolhidos e as não idealidades inseridas na simulação, as perdas teóricas no grampeamento podem ser então estimadas em torno de $60W$ por interruptor e consideradas com cálculo do rendimento.

8.1.10 Rendimento teórico do conversor no sentido direto

De posse dos cálculos das perdas nos componentes passivos e ativos, o rendimento teórico do conversor operando no sentido direto e em condições de potência nominal, encontra-se na equação (8.96).

$$\eta_{teórico} = \frac{P_2}{P_2 + (P_{TR} + P_{Total\,D1..D3} + P_{Total\,S1..S3} + P_{Total\,TF} + P_{Gr})}$$
$$\frac{4{,}2kW}{4{,}2\,kW + \left(108{,}62\,W + 32{,}78\,W + 161{,}5\,W + 19{,}83\,W + 180\,W\right)} = 89{,}3\ \%$$
(8.96)

8.2 DADOS DO PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SI

A fim de obter os resultados para comprovar a análise teórica, o dimensionamento dos principais componentes é realizado. O dimensionamento é feito escolhendo a tensão de entrada de $E_2 = 450\ V$, tensão de saída de $E_1 = 75\ V$, e potência de saída de $P_1 = 1{,}3\ kW$.

8.2.1 Cálculos preliminares

A partir as especificações do projeto dadas acima, a corrente de saída, a resistência de carga e o período de comutação são calculados por (8.97), (8.98) e (8.99), respectivamente.

$$I_1 = \frac{P_1}{E_1} = \frac{1{,}3\,kW}{75\,V} = 17{,}33\,A \tag{8.97}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{75\,V}{17{,}33\ A} = 4{,}33\ \Omega \tag{8.98}$$

$$T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{25\,kHz} = 40\,\mu s \tag{8.99}$$

A corrente média na entrada, levando em consideração o rendimento (84 %), é determinada por meio da equação (8.100).

$$I_2 = \frac{P_1 \cdot 120\%}{E_2} = \frac{1{,}3\,kW \cdot 119\%}{450\,V} = 3{,}47\ \mathrm{A} \tag{8.100}$$

8.2.2 Corrente parametrizada

A corrente de saída parametrizada no sentido inverso e no MCD é dada por (4.27), onde o cálculo é realizado em (8.101).

$$\overline{I_1} = \frac{2 \cdot I_1 \cdot L_2 \cdot f_S}{E_2} = \frac{2 \cdot 17{,}33\,A \cdot 123\,\mu H \cdot 25\,kHz}{450\,V} = 0{,}237 \tag{8.101}$$

8.2.3 Cálculo da razão cíclica

Com base na equação (4.26) para o ganho estático no sentido inverso e MCD, obtêm-se o valor da razão cíclica por meio da equação (8.102).

$$D = \sqrt{\frac{E_1}{E_2} \cdot \overline{I_1}} = \frac{75\,V}{450\,V} \cdot 0,237 \cong 0,2 \tag{8.102}$$

8.2.4 Dimensionamento do interruptor S_4

Nesta seção, são apresentados os cálculos de esforços de tensão e corrente, bem como as perdas do interruptor S_4.

8.2.4.1 Esforços no interruptor S_4

O dimensionamento do interruptor S_4 pode ser feito através dos valores de esforços da corrente e de tensão reversa máxima, quais serão determinadas por meio das seguintes equações:

$$I_{S4_{max}} = I_{L2_{max}} = \frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2} = \frac{450\,V \cdot 0,2 \cdot 40\,\mu s}{123\,\mu H} = 29,2\,A \tag{8.103}$$

$$I_{S4_{med}} = I_{L2_{med}} = I_2 = 3,47\,A \tag{8.104}$$

$$I_{S4_{ef}} = I_{L2_{ef}} = \frac{I_2}{\sqrt{D}} = \frac{3,47\,A}{\sqrt{0,2}} = 7,76\,A \tag{8.105}$$

$$V_{S4_{max}} = E_2 + \frac{E_1}{n_S} = 450\,V + \frac{75\,V}{0,5} = 600\,V \tag{8.106}$$

Com resultados de (8.103), (8.104), (8.105), e (8.106), escolhe-se o interruptor do tipo MOSFET modelo $APT40SM120J$ fabricado pela empresa Microsemi. Os parâmetros do interruptor para calcular as perdas são apresentados na Tabela 8.8.

Tabela 8.8. Principais dados do interruptor S_4

Especificação dos interruptores S_4			
Modelo	Estáticas (100 ℃)	Dinâmicas (150 ℃)	Térmicas (150 ℃)
$APT40SM120J$	$V_{DS} = 1200\,V$ $i_D = 23\,A$ $i_{DM} = 99\,A$ $R_{DS(on)} = 80\,m\Omega$	$t_r = 6\,ns$ $t_f = 17\,ns$ $E_{off} = 60\,\mu J$ $E_{on} = 225\,\mu J$	$R_{th_JC} = 0{,}91\,C^o/W$

8.2.4.2 Cálculo de perdas no interruptor S_4

A determinação de perdas no interruptor MOSFET foi realizada utilizando o modelo simplificado aplicado ao conversor estático, logo, as perdas calculadas estão relacionadas à parcela em condução e outra em comutação.

A maior parte da potência dissipada durante as comutações ocorre por sobreposição entre tensão e corrente na entrada e saída da condução. Os tempos em que ocorrem estas sobreposições são proporcionais a carga e descarga da capacitância parasita do MOSFET. Para o cálculo de perdas por comutação, é necessário o tempo de entrada e saída em condução. A equação (8.107) define a perda durante o bloqueio, pois a perda na entrada em condução é nula em função do conversor operar no MCD.

$$\begin{aligned} P_{com_blo\,S4} &= \frac{V_{DS}\cdot I_{S4_{ef}}}{2} f_S\left(t_f + t_{d(off)}\right) \\ &= \frac{600\,V\cdot 7{,}75\,A}{2} 25\,kHz\left(36\,ns + 17\,ns\right) = 3\,W \end{aligned} \tag{8.107}$$

As perdas por condução são definidas por meio da equação (8.108).

$$P_{con_{S4}} = R_{DS(on)}\cdot (I_{S4_{ef}})^2 = 80\,m\Omega\cdot (7{,}76\ A)^2 = 4{,}8\,W \tag{8.108}$$

Assim, a perda total no MOSFET S_4 pode ser definida pelo somatório das perdas produzidas durante a comutação e a condução, conforme equação (8.109).

$$\begin{aligned} P_{Total_{S4}} = +P_{com_blo\,S4} + P_{con_{S4}} &= 3\,W + 4{,}8\,W \\ &= 8\,W \end{aligned} \tag{8.109}$$

8.2.5 Dimensionamento do diodo D_7

A seguir serão calculados os esforços de corrente e tensão, bem como as perdas em condução e comutação para o dimensionamento o diodo D_7.

8.2.5.1 Esforços no diodo D_7

O diodo D_7 também deverá ser dimensionado segundo critérios de tensão e esforços de corrente, logo, os valores da corrente máxima, média e eficaz são determinados por meio das equações abaixo.

$$I_{D7_{max}} = I_{L1_{max}} = \frac{E_2\cdot D\cdot T_S}{L_2\cdot n_S{}'} = \frac{450\,V\cdot 0{,}2\cdot 40\,\mu s}{123\,\mu H\cdot 0{,}5} = 58{,}54\,A \tag{8.110}$$

$$I_{D7_{med}} = I_{L1_{med}} = I_1 = 17,33\,A \tag{8.111}$$

$$I_{D7_{ef}} = \sqrt{\frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{2\,L_2 \cdot n_S{}'} \cdot I_1} = \sqrt{\frac{450\,V \cdot 0,2 \cdot 40\,\mu s}{2 \cdot 123\,\mu H \cdot 0,5} \cdot 17,33\,A} = 22,53\,A \tag{8.112}$$

A tensão reversa máxima sobre o diodo D_7 é determinada por meio da equação (8.113).

$$V_{D7_{max}} = E_2 \cdot n_S{}' + E_1 = 450\,V \cdot 0,5 + 75\,V = 300\,V \tag{8.113}$$

Definidos os esforços de corrente e tensão do diodo D_7, em seguida, foi escolhido o elemento $IDW30G65C5$ da Infineon Technologies. Os principais dados desse componente estão ilustrados na Tabela 8.9.

Tabela 8.9. Principais dados do diodo D_7

Especificação dos diodos D_7			
Modelo	Característica elétrica (150 °C)		
$IDW30G65C5$	$V_R = 650\,V$ $i_F = 30\,A$	$Q_C = 42\,nC$ $V_F = 1,8\,V$	$R_{th_JC} = 0,8\,K/W$

8.2.5.2 Cálculo de perdas no diodo D_7

Para determinar as perdas em condução do diodo D_7, utiliza-se a equação (8.114).

$$P_{cond_{D7}} = V_F \cdot I_{D7_{med}} + r_{D7} \cdot (I_{D7_{ef}})^2 = 1,8\ V \cdot 17,33\,A + 0,019\,\Omega \cdot (22,53\,A)^2 = 32\ W \tag{8.114}$$

A perda em comutação no diodo D_7 é desconsiderada por ser de SiC, porém é definida pela expressão (8.115).

$$P_{com_{D7}} = Q_c \cdot V_{D7_{max}} \cdot f_S \tag{8.115}$$

Por meio das equações (8.55) e (8.56) é possível calcular a perda total no diodo D_7 apresentada na equação (8.116).

$$P_{Total_{D7}} = P_{cond_{D7}} = 32\,W \tag{8.116}$$

8.2.6 Dimensionamento do capacitor de saída C_1.

Nesta seção é realizado o cálculo do valor da capacitância e o valor eficaz da corrente para o dimensionamento do capacitor de saída C_1.

A corrente eficaz através do capacitor no sentido inverso, é calculada pela equação (8.117).

$$I_{C1_{ef}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{E_2 \cdot D}{2\, I_1 \cdot L_2 \cdot n_S{}' \cdot f_S} - 1} = 17{,}33\, A \sqrt{\frac{450\, V \cdot 0{,}2}{2 \cdot 17{,}33\, A \cdot 123\, \mu H \cdot 0{,}5 \cdot 25\, kHz} - 1} = 14{,}4\, A \tag{8.117}$$

Definido o valor da corrente eficaz do capacitor, falta definir o valor da capacitância necessária. Isto é feito em (8.118), na qual o valor de ΔE_1 foi adotado como sendo de 5,3 %.

$$C_1 = \frac{I_1 \cdot \left(E_2 \cdot D - 2\, L_2 \cdot n_S{}' \cdot f_S \cdot I_1\right)}{E_2 \cdot D \cdot f_S \cdot \Delta E_1} = \frac{17{,}33 A \cdot \left(450\, V \cdot 0{,}2 - 2 \cdot 123\, \mu H \cdot 0{,}5 \cdot 25\, kHz \cdot 17{,}33 A\right)}{450\, V \cdot 0{,}2 \cdot 20\, kHz \cdot 4\, V} = 70{,}7\, \mu F \tag{8.118}$$

Com base aos resultados obtidos em (8.117) e (8.118), são empregados dois capacitores de Polipropileno modelo $B32678G4356$ em paralelo do fabricante EPCOS, e em seguida são apresentadas as especiações na Tabela 8.10.

Tabela 8.10: Principais dados do capacitor C_1.

Especificação do capacitor de saída C_1				
Modelo	Capacitância	Tensão	Corrente eficaz	Resistencia serie
$2\ x\ B32678G4356$	$35\ \mu F$	$450\ V$	$31\ A$	$2{,}8\ m\Omega$

Sabendo o valor da resistência serie, a perda no capacitor é calculada em (8.119).

$$P_{C1} = R_{C1} \cdot I_{C1_{ef}}{}^2 = 2{,}8\, m\Omega \cdot \left(14{,}4\ \ A\right)^2 = 587\, mW \tag{8.119}$$

8.2.7 Projeto físico do indutor T_F

O projeto físico do indutor já foi realizado no item 8.1.4, onde representa o pior senário de operação deste elemento no conversor.

8.2.7.1 Cálculo de Perdas no indutor de entrada

a) Perdas no cobre

A perda no cobre é calculada utilizando os resultados de (8.103), (8.110), (8.26) e (8.27), como mostrada na equação (8.120).

$$P_{cobre} = R_{pri} \cdot I_{L1_{ef}}{}^2 + R_{sec} \cdot I_{L2_{ef}}{}^2 = 0{,}0052\, \Omega \cdot \left(22{,}53\, A\right)^2 + 0.061 \Omega \left(7{,}76\, A\right)^2 = 6{,}3\, W \tag{8.120}$$

b) Perdas magnéticas

O valor do campo magnético *H* máximo e mínimo é obtido utilizando as equações (8.121) e (8.122). Este campo magnético é uma função de corrente eficaz, do número de espiras e comprimento magnético médio do núcleo *le*.

$$H_{AC_{max}} = \frac{n_{sec}}{le}\left(I_{L2_{med}} + \frac{I_{L2_{max}}}{2}\right) = \frac{24}{215\,mm}\cdot\left(3,47\,A + \frac{29,3\,A}{2}\right) = 20,206\ \frac{A}{cm} \tag{8.121}$$

$$H_{AC_{min}} = \frac{n_{sec}}{le}\left(I_{L2_{med}} - \frac{I_{L2_{max}}}{2}\right) = \frac{24}{215\,mm}\cdot\left(3,47\,A - \frac{29,3\,A}{2}\right) = \text{-}12,466\ \frac{A}{cm} \tag{8.122}$$

Substituindo os resultados das equações (8.123) e (8.124) na expressão (8.31), obtêm-se as expressões para a densidade máxima e mínima do fluxo magnético.

$$B_{AC_{max}} = \left(\frac{5,868\cdot10^{-5} + 9,362\cdot10^{-5}\cdot\left(20,206\ \frac{A}{cm}\right) + 9,011\cdot10^{-6}\cdot\left(20,206\ \frac{A}{cm}\right)^2}{1 - 3,682\cdot10^{-4}\cdot\left(20,206\ \frac{A}{cm}\right) + 8,747\cdot10^{-6}\left(20,206\ \frac{A}{cm}\right)^2}\right)^{0,5} = 0,075\ T \tag{8.123}$$

$$B_{AC_{min}} = \left(\frac{5,868\cdot10^{-5} + 9,362\cdot10^{-5}\cdot\left(-12,46\frac{A}{cm}\right) + 9,011\cdot10^{-6}\cdot\left(-12,46\frac{A}{cm}\right)^2}{1 - 3,682\cdot10^{-4}\cdot\left(-12,46\frac{A}{cm}\right) + 8,747\cdot10^{-6}\left(-12,46\frac{A}{cm}\right)^2}\right)^{0,5} = 0,017\ T \tag{8.124}$$

A excursão da densidade de fluxo magnético é definida pela equação (8.125).

$$Bpk = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{AC_{max}} - B_{AC_{min}}}{2} = \frac{0,075\,T + 0,017\,T}{2} = 0,029\ T \tag{8.125}$$

Utilizando a equação (8.29) com os coeficientes do material adotado, a perda volumétrica do núcleo é calculada pela equação (8.126), sendo que o valor da frequência deve estar em kHz e o fluxo em $Tesla$.

$$P_L = k \cdot {B_{pk}}^{\alpha} \cdot f^{\beta} = 120 \cdot \left(0,029\,T\right)^{2,09} \cdot \left(25\,kHz\right)^{1,46} = 8,06\ \frac{mW}{cm^3} \tag{8.126}$$

A perda no núcleo é calculada pela equação (8.127), que é uma função da perda volumétrica, comprimento do caminho magnético e da área da perna central do núcleo.

$$P_{núcleo} = P_L \cdot le \cdot A_e = 8,06\ mW\ /\ cm^3 \cdot 215\,mm \cdot 1220\,mm^2 = 2,12\ W \tag{8.127}$$

Com as equações (8.120) e (8.127) é possível obter a perda total do indutor acoplado que é o somatório da perda no cobre e da perda no núcleo, conforme equação (8.128).

$$P_{{Total}_{TF}} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 6,3\ W + 2,12W = 8,42\ W \tag{8.128}$$

8.2.8 Circuito do grampeamento utilizado no sentido inverso

O circuito grampeador dissipativo tipo RCD também foi aplicado e implementado para limitar a sobretensão do interruptor ocasionada pela dispersão do indutor. O ajuste do capacitor e resistor foi realizado por meio de simulação, onde a tensão de grampeamento escolhida foi próxima da tensão máxima do interruptor, visando minimizar a energia dissipada no resistor. A potência drenada pelo resistor em função dos parâmetros do circuito experimental atingiu aproximadamente $150\ W$.

Tabela 8.11: Os dados dos componentes do circuito RCD

Especificação	Valor
Capacitores do grampeamento (C_g), $B32654A1104$	$600\ V\ \ 300\ nF$
Resistores do grampeamento (R_g)	$2\ x\ 470 + 2x680\ \Omega, 25\ W$
Diodos de grampeamento (D_g), $STTH15S12W$	$15\ A\ \ 1200\ V$

8.2.9 Rendimento teórico do conversor no sentido inverso

De posse dos cálculos das perdas nos componentes passivos e ativos, o rendimento teórico do conversor operando no sentido inverso na condição de potência nominal, encontra-se na equação (8.129).

$$\begin{aligned}\eta_{teórico} &= \frac{P_1}{P_1 + (P_{Total_{D7}} + P_{Total_{S4}} + P_{Total\ TF} + P_{Gr})} \\ &= \frac{1,3\ kW}{1,3\ kW + 32W + 8W + 8,5W + 150W} \\ &= 86,8\ \%\end{aligned} \tag{8.129}$$

8.3 ENSAIOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Nesta seção, são apresentados os ensaios realizados no transformador e no indutor acoplado de entrada por meio de uma ponte RLC. A técnica de construção escolhida para a bobinagem das espiras, tanto do indutor acoplado como do transformador, é a por camadas intercaladas, obtendo uma menor dispersão nos enrolamentos, consequentemente reduzindo as perdas no circuito de grampeamento.

Os ensaios nos magnéticos foram realizados com a ponte RLC (modelo $HIOKI\ 3511-50$) e são basicamente dois, o circuito aberto e curto-circuito. No ensaio de circuito aberto é obtido o valor da indutância magnetizante do elemento e pelo ensaio de curto-circuito, obtém-se a indutância de dispersão, aproximadamente.

Como o transformador trifásico foi constituído por três núcleos monofásicos individuais, os ensaios foram repetidos para os três elementos.

Tabela 8.12: Os valores das indutâncias magnetizantes e de dispersão do T_R

Valores da indutância magnetizante e dispersão obtida pela fonte LCR ($HIOKI\ 3511-50$)		
Bobinagem sanduíche	L_p-L_s	L_{pdis1}
	$4{,}2\ mH - 100\ mH$ (T_{R1})	$3{,}2\ uH$
	$4{,}2\ mH/-100\ mH$ (T_{R2})	$2\ uH$
	$3{,}8\ mH - 92\ mH$ (T_{R3})	$3\ uH$

Tabela 8.13: Os valores das indutâncias magnetizantes e de dispersão do T_F

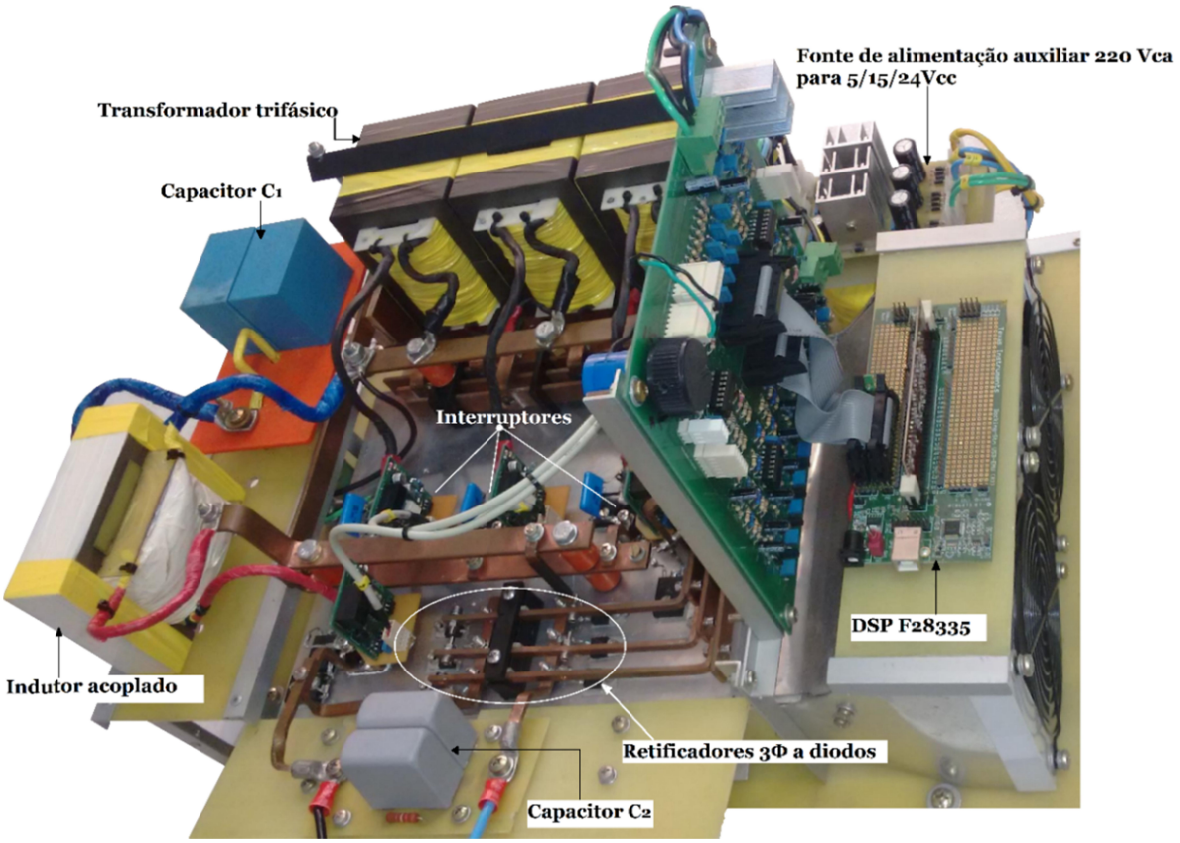
Valores da indutância magnetizante e dispersão obtida pela fonte LCR ($HIOKI\ 3511-50$)		
Bobinagem intercalada	Indutâncias magnetizantes L_1-L_2	Indutância de dispersão L_{dis1}-L_{dis2}
	$31\ uH - 121\ uH$	$1{,}5\ uH - 7\ uH$

8.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO DIRETO

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais do protótipo de laboratório operando na região R2 em MCC, os quais foram obtidos em regime permanente para as

seguintes condições de operação: tensão de entrada de $75\,V$, tensão de saída de $450\,V$, potência de saída de 4,2 kW, e razão cíclica de 44,4 %. Bem como apresentam os resultados para a região R1, região R3 e as condições de fronteira ($D = 1/3\ e\ D = 2/3$). A foto do protótipo experimental da primeira topologia é mostrada na Figura 8.6, onde são identificados os principais componentes.

Figura 8.6: Foto da estrutura completa da primeira topologia proposta.



8.4.1 Resultados experimentais para R2

Apresentam-se os resultados experimentais para a operação em R2 com potência nominal de 4,2 kW. A Figura 8.7 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na entrada e na saída do conversor. Verifica-se claramente a frequência de ondulação da corrente de entrada, que é o triplo da frequência de comutação, conforme apresentado na análise teórica e demonstrado na simulação numérica. Além disso, a tensão de entrada e de saída tem valor esperado, confirmando pelo ganho estático.

Na Figura 8.8 a tensão e a corrente no interruptor S_1 são apresentadas. A tensão de pico registrada atinge o valor de $450\,V$, provocada pela indutância de dispersão do transformador durante o bloqueio do interruptor, porém esta sobretensão é controlada por um circuito de amortecimento RCD parcialmente regenerativo utilizado.

Figura 8.7: Corrente e tensão na entrada e na saída.

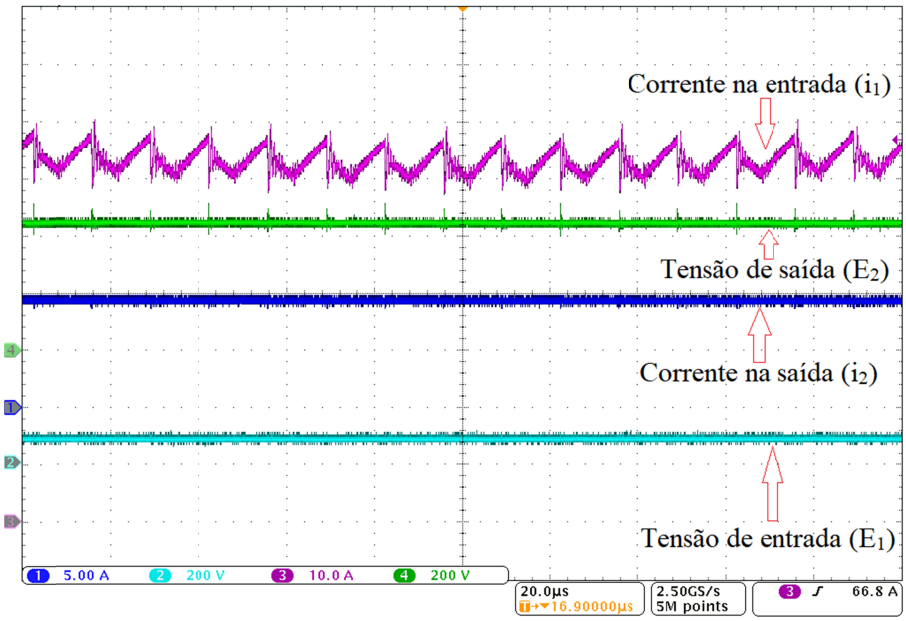
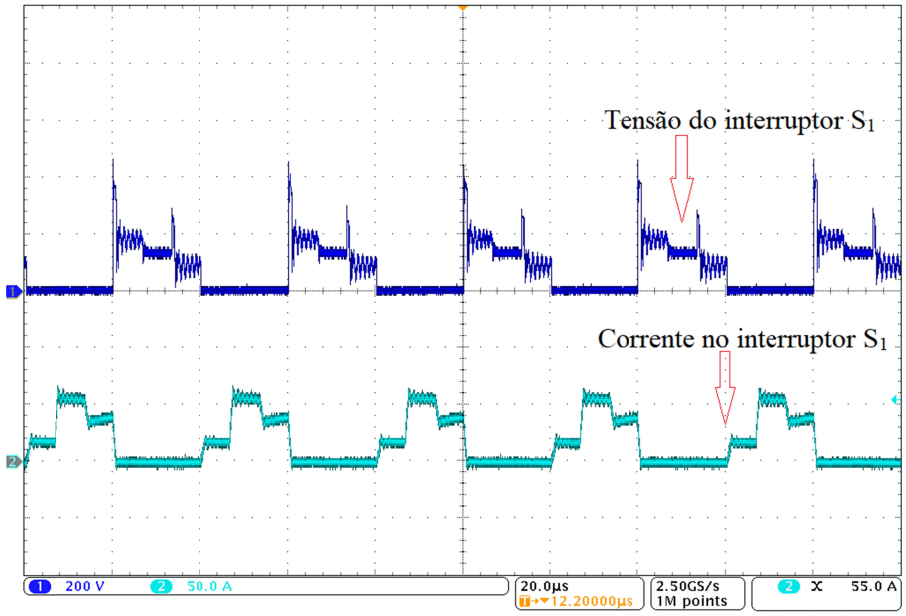


Figura 8.8: Corrente e tensão no interruptor S_1.



A tensão e corrente em um diodo do grupo superior (D_1) e do grupo inferior (D_4) estão apresentados na Figura 8.9. Observa-se que a tensão máxima nos diodos é igual a tensão de saída ($E_2 = 450\ V$).

Na Figura 8.10, representam-se a tensão e a corrente em um enrolamento primário (L_{P1}) e no enrolamento secundário (L_{S1}). Verifica-se que a forma de onda da corrente no enrolamento primário é mesma do interruptor S_1.

Figura 8.9: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4.

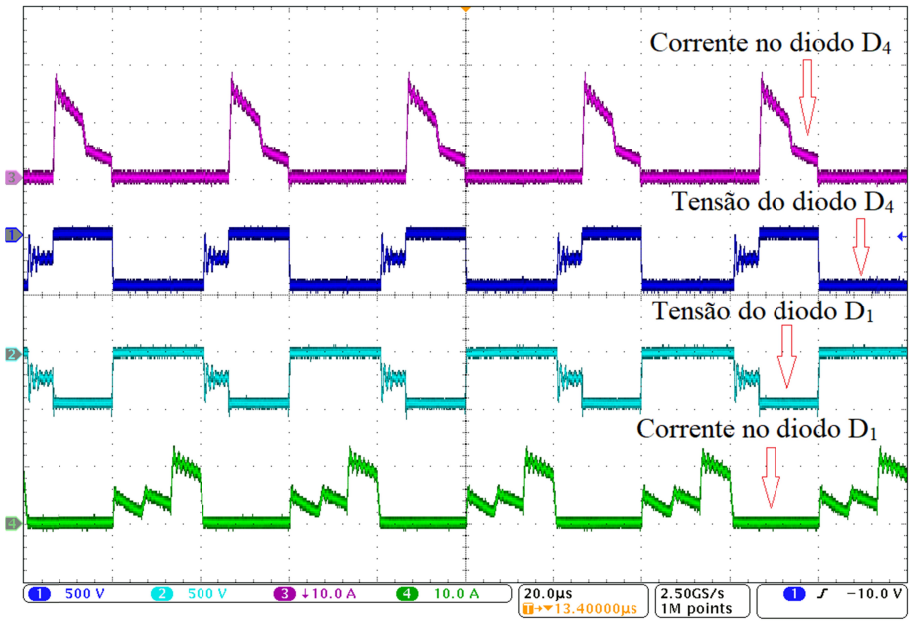
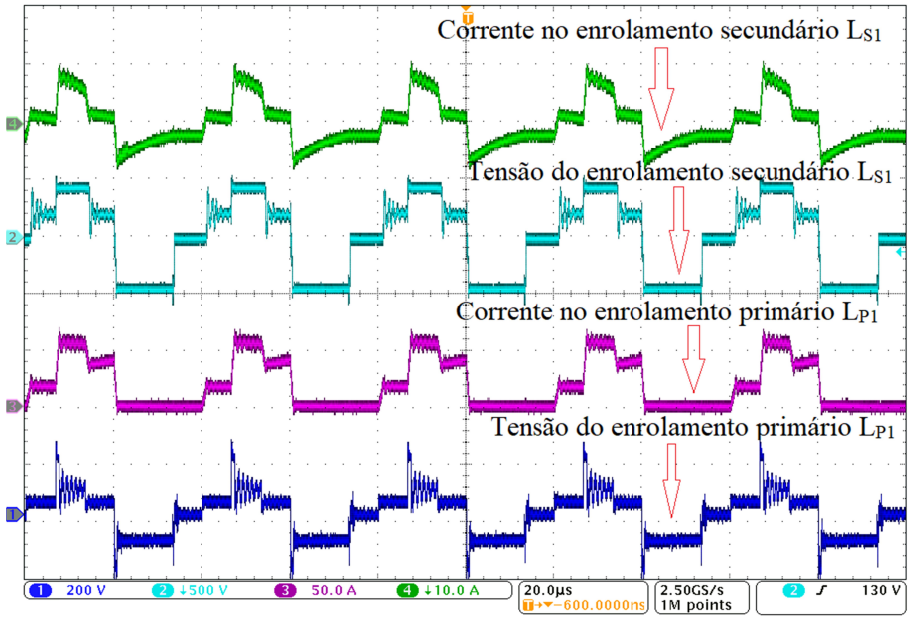


Figura 8.10: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R.



Na Figura 8.11 são mostradas as correntes nos diodos D_1 e D_4 junto com a corrente de linha do enrolamento secundário do transformador T_R. Vê-se que a somatório de correntes instantâneas dos diodos é igual a corrente de linha do enrolamento secundário.

A Figura 8.12 ilustra a tensão e corrente no capacitor de saída (C_2). Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída e a ondulação da corrente no capacitor de saída é o triplo da frequência de comutação, como esperado.

Figura 8.11: Corrente na linha do enrolamento secundário T_R e nos diodos D_1 e D_4.

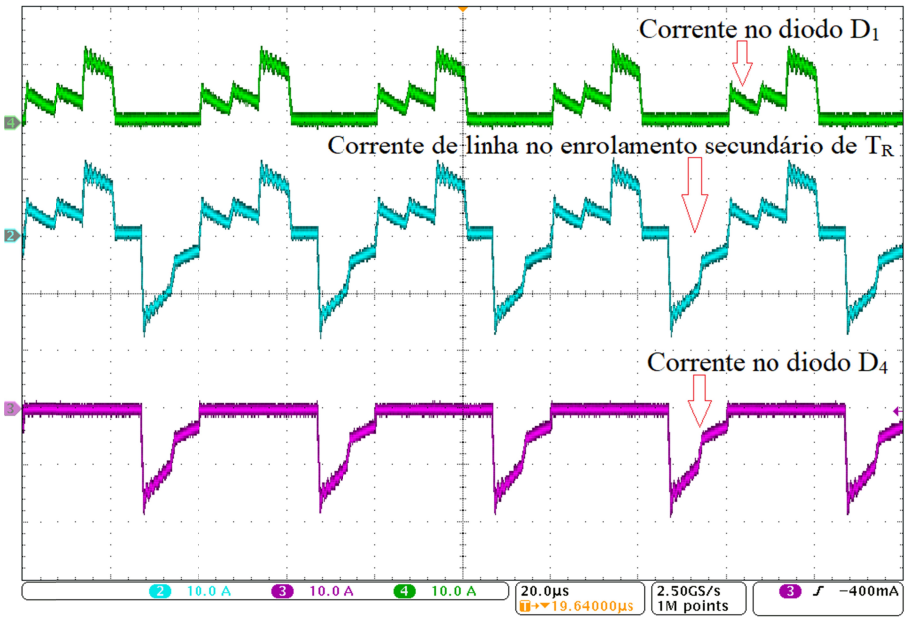
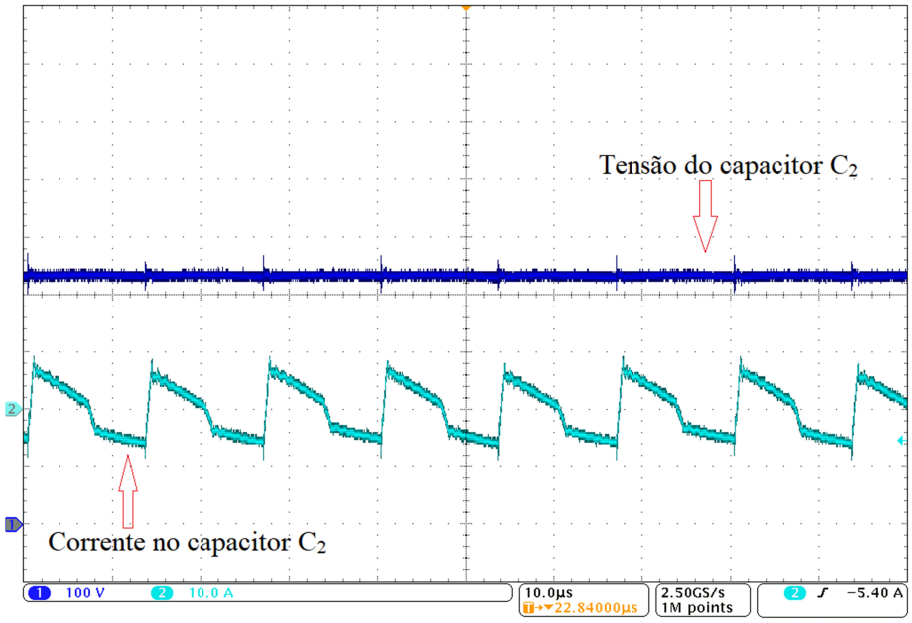


Figura 8.12: Corrente e tensão no capacitor C_2.



8.4.2 Resultados experimentais para R3

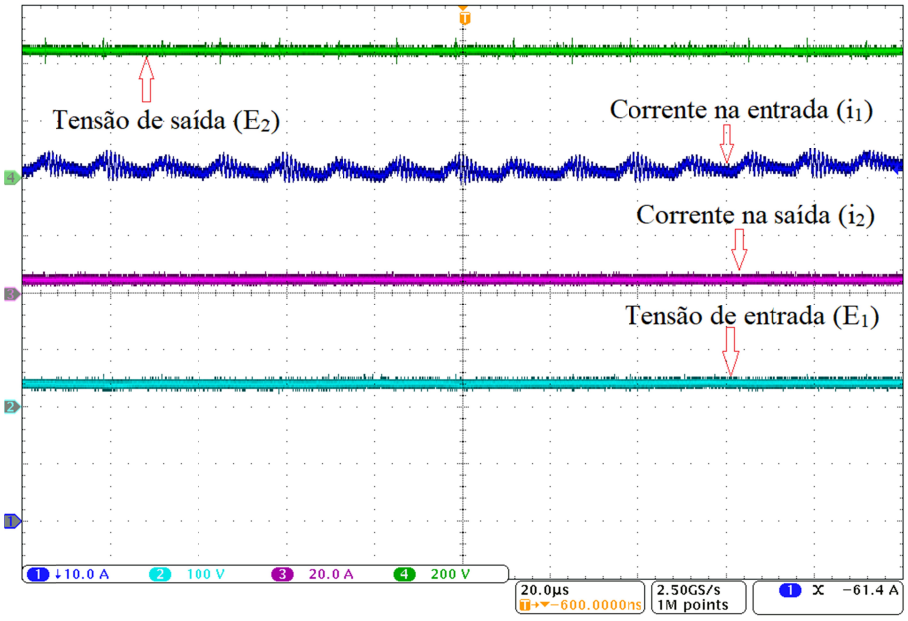
Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais de R3 para a validação da análise teórica e de simulação abordadas nos capítulos anteriores.

Nas Figura 8.13 são mostrados os resultados experimentais para região R3 que correspondem à tensão de entrada de $40\,V$, tensão de saída de $450\,V$, e potência de saída de $2{,}4\,kW$. Os resultados mostram que a frequência da ondulação da corrente na entrada é o

triplo da frequência de comutação. O valor da razão cíclica em R3 é calculado por meio da equação (8.130).

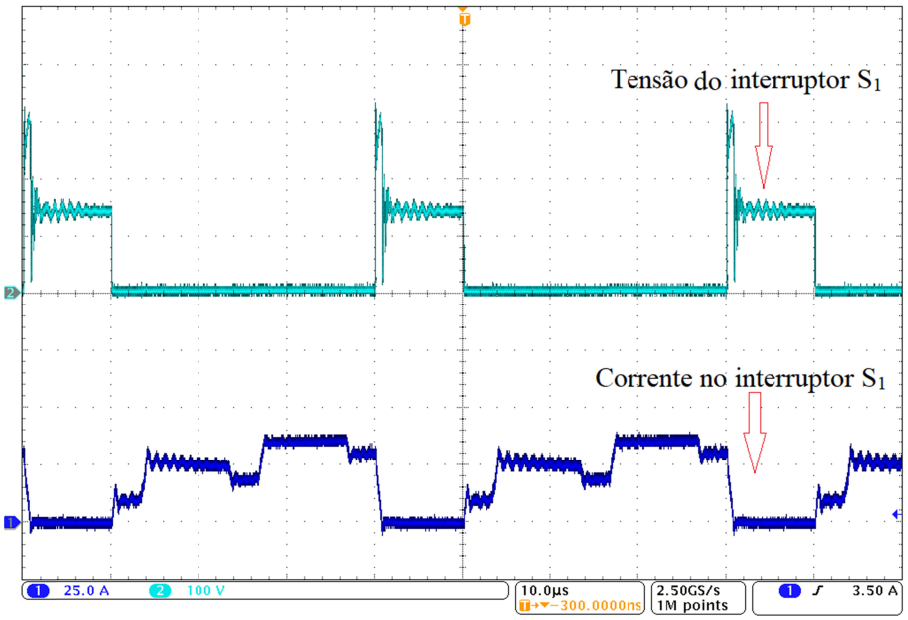
$$D = \frac{3\,E_2 - 2\,E_1 \cdot n_T}{3\,E_2} = \frac{3 \cdot 450V - 2 \cdot 40V \cdot 5}{3 \cdot 450V} = 0,704 \qquad (8.130)$$

Figura 8.13: Corrente e tensão na entrada e na saída.



A Figura 8.14 apresenta a tensão e corrente no interruptor S_1. É possível verificar a grande semelhança com as formas de onda apresentadas na análise teórica e na simulação numérica conforme mostrado no capítulo anterior. Também observando que o pico de tensão do interruptor S_1 em R3 é menor que o apresentado em R2.

Figura 8.14: Corrente e tensão no interruptor S_1.



As formas de ondas de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_4, do retificador trifásico, são ilustradas na Figura 8.15. Observa-se que a tensão máxima nos diodos é a mesma da tensão de saída e as formas de onda de corrente têm formato semelhante aos apresentados na análise teórica e na simulação numérica. Na Figura 8.16, são mostradas as formas de corrente e tensão no lado primário e secundário do transformador T_R.

Figura 8.15: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4.

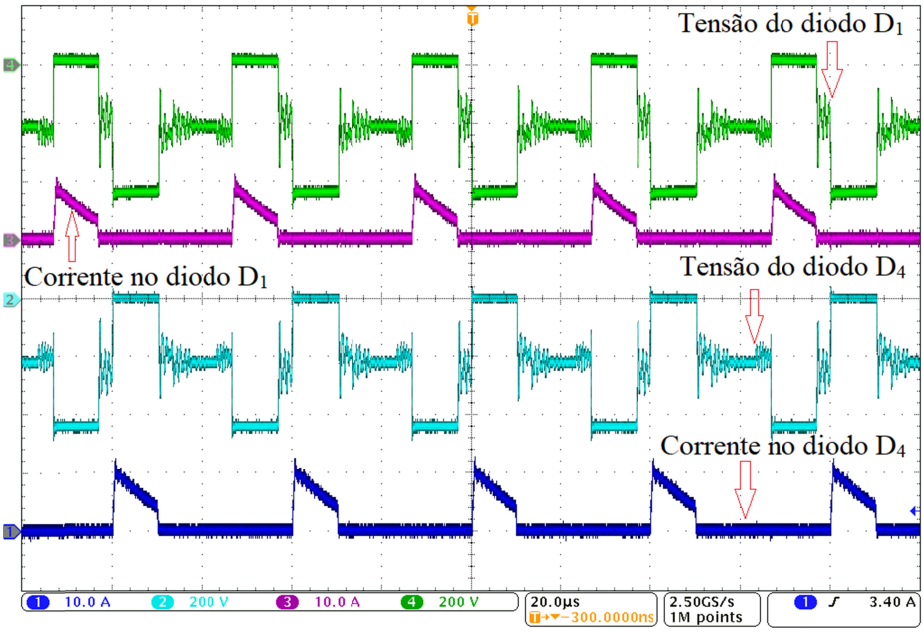
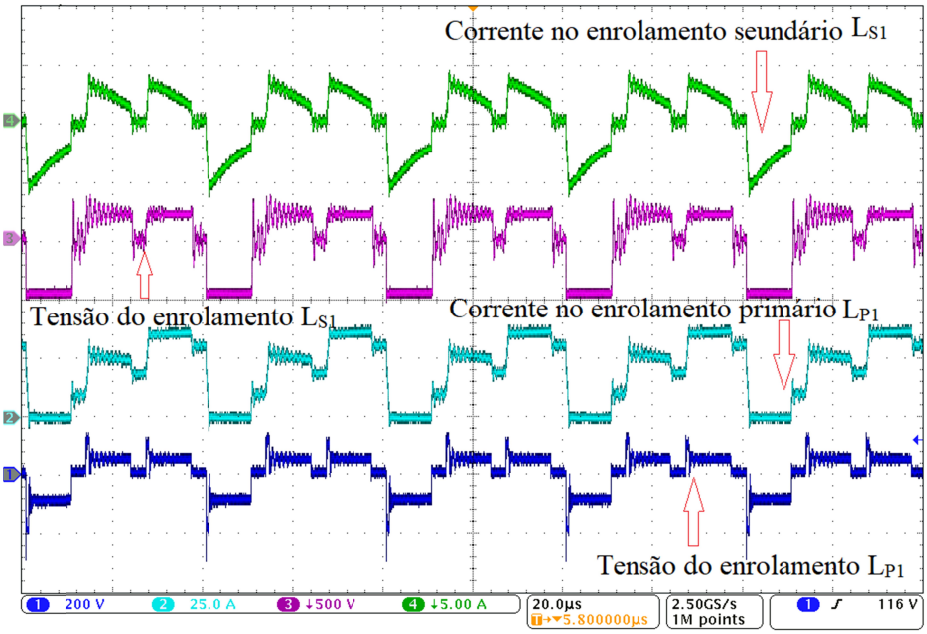
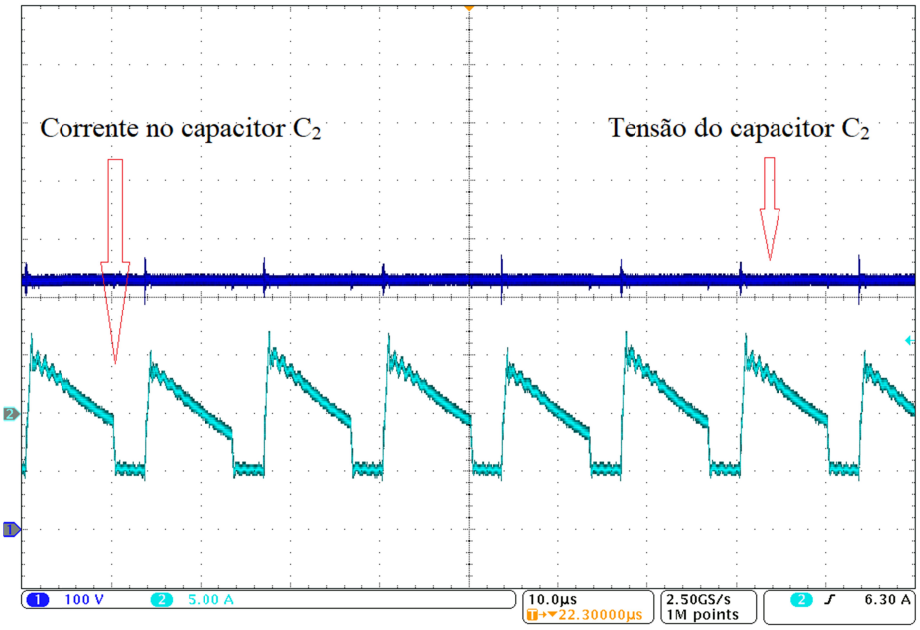


Figura 8.16: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R.



Na Figura 8.17 são mostradas as formas de onda de corrente e tensão do capacitor de saída em R3, onde verifica-se que a frequência da corrente no capacitor é o triplo da frequência de comutação e, a tensão E_{C2} é igual a tensão de saída (E_2).

Figura 8.17: Corrente e tensão no capacitor C_2.



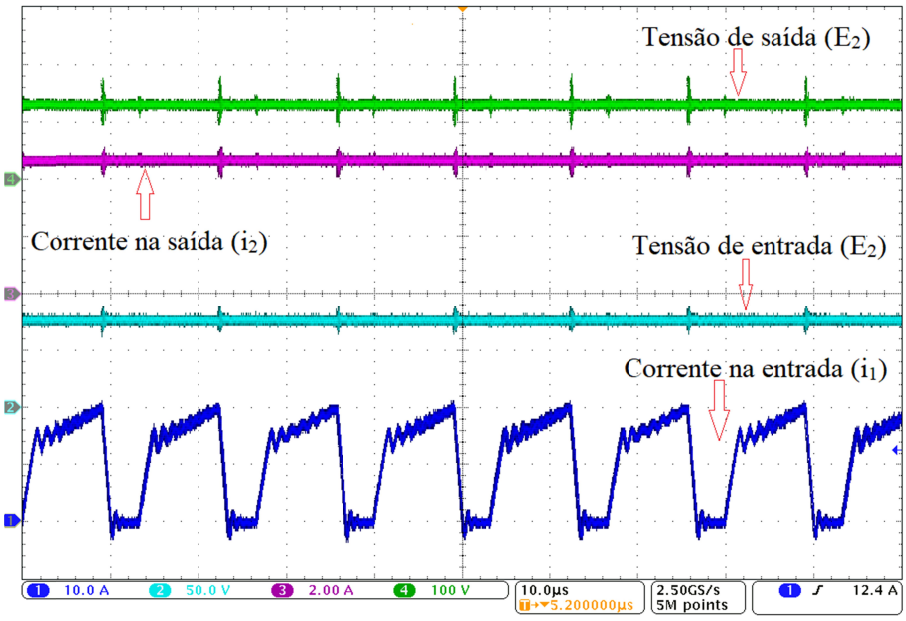
8.4.3 Resultados experimentais para R1

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais de R1 para a validação a análise teórica e da simulação numérica apresentada nos capítulos anteriores.

Nas Figura 8.18, são apresentados os resultados experimentais para a região R1 que correspondem à tensão de entrada de $75\,V$, tensão de saída de $130\,V$, e potência de saída de $500\,W$. Os resultados revelam que a frequência da corrente na entrada é três vezes maior que a frequência de comutação. O valor da razão cíclica em R1 é calculado por meio da equação (8.131).

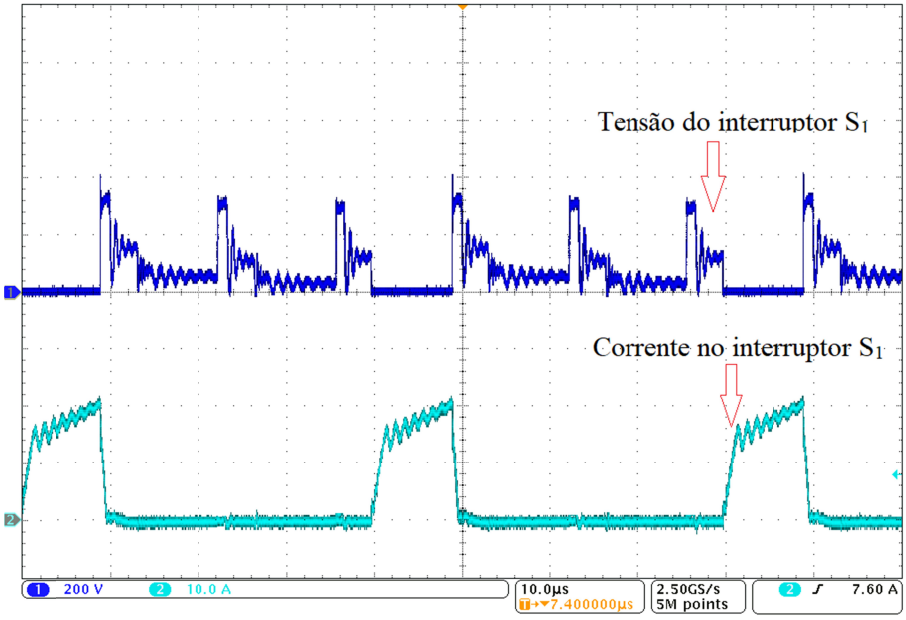
$$\begin{aligned} D &= \frac{1}{3}\frac{E_2 \cdot n_T}{E_2 \cdot \left(n_T - n_S\right) + E_1 \cdot n_S \cdot n_T} \\ &= \frac{1}{3}\frac{130\,V \cdot 5}{30\,V \cdot \left(5-2\right) + 75\,V \cdot 5 \cdot 2} \\ &= 0{,}19 \end{aligned} \tag{8.131}$$

Figura 8.18: Corrente e tensão na entrada e na saída.



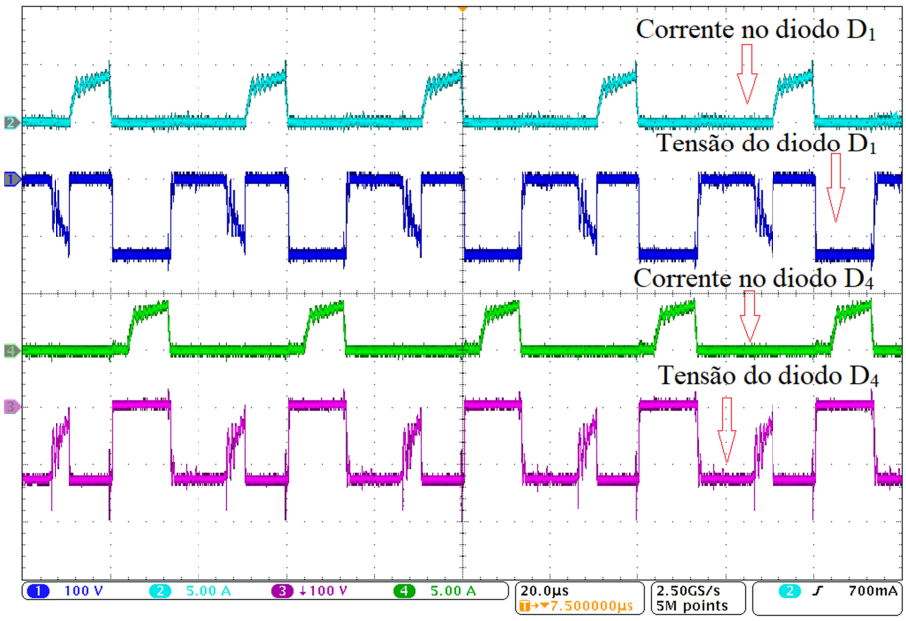
Na Figura 8.19 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente do interruptor S_1. As formas de onda têm formato semelhante aos apresentados na análise teórica e de simulação. Como se pode verificar também, a tensão de pico registrada atinge o valor de $400\,V$, provocado pelas indutâncias de dispersão do transformador e do indutor acoplado durante o bloqueio do interruptor.

Figura 8.19: Corrente e tensão no interruptor S_1.



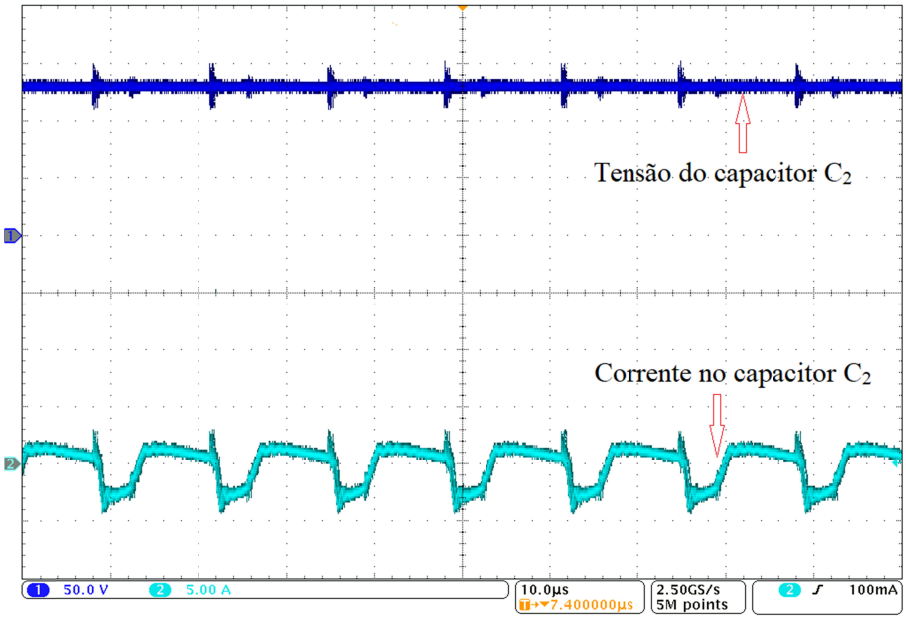
A tensão e a corrente em um diodo superior (D_1) e no diodo inferior (D_4) do retificador trifásico podem ser observadas na Figura 8.20. As formas de onda da tensão apresentam efeitos não considerados na teoria.

Figura 8.20: Corrente e tensão nos diodos D_1 e D_4.



A Figura 8.21 mostra a tensão e a corrente do capacito de saída C_2. Novamente, nota-se que a frequência da corrente do capacitor é o triplo da frequência de comutação e também, há grande similaridade entre as formas de onda apresentadas na análise teórica e as formas de onda obtida a partir da experimentação.

Figura 8.21: Corrente e tensão no capacitor C_2.



8.4.4 Resultados experimentais entre R1 e R2

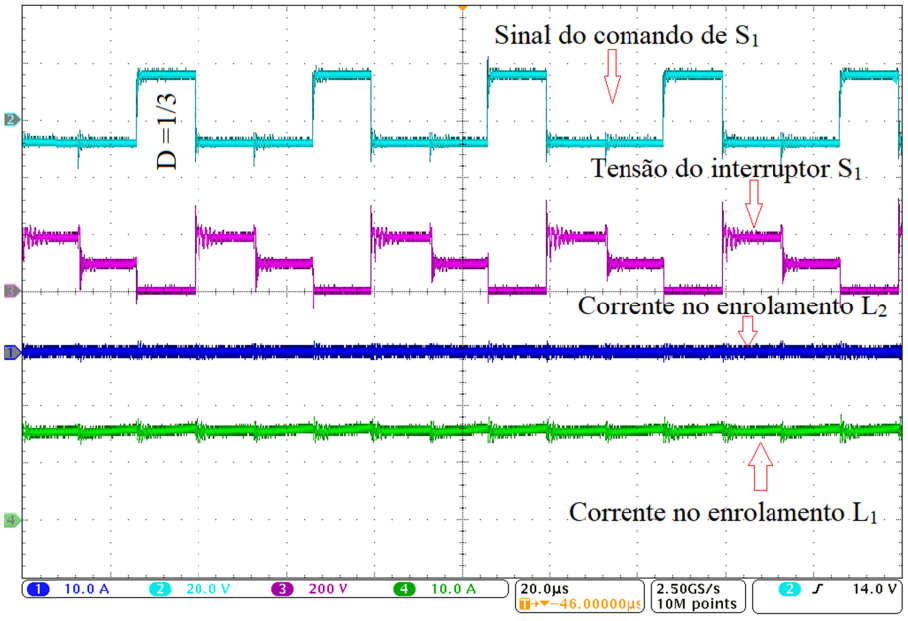
Nesta seção são apresentados os resultados experimentais correspondentes a tensão de saída de $450\,V$ e razão cíclica igual a $1/3$. A tensão de entrada aplicada neste ensaio é

determinada através da equação do ganho estático no MCC para região R2. Em (8.132), mostra o cálculo de tensão de entrada.

$$E_1 = \frac{E_2}{n_T} = \frac{450\,V}{5} = 90\,V \tag{8.132}$$

A tensão do interruptor S_1, sinal do comando e a corrente no enrolamento primário e secundário do indutor acoplado são mostradas na Figura 8.22, quando o conversor opera com $D = 1/3$. Nesta condição de fronteira entre R1 e R2, a ondulação de corrente da entrada ou no enrolamento primário do indutor acoplado é praticamente nula, bem como não há corrente circulando no enrolamento secundário. Na Figura 8.23, apresentam-se a corrente e a tensão na entrada e na saída do conversor para razão cíclica igual um terço.

Figura 8.22: Sinal do comando de S_1, corrente em L_1/L_2, e tensão sobre S_1 para D = 1/3

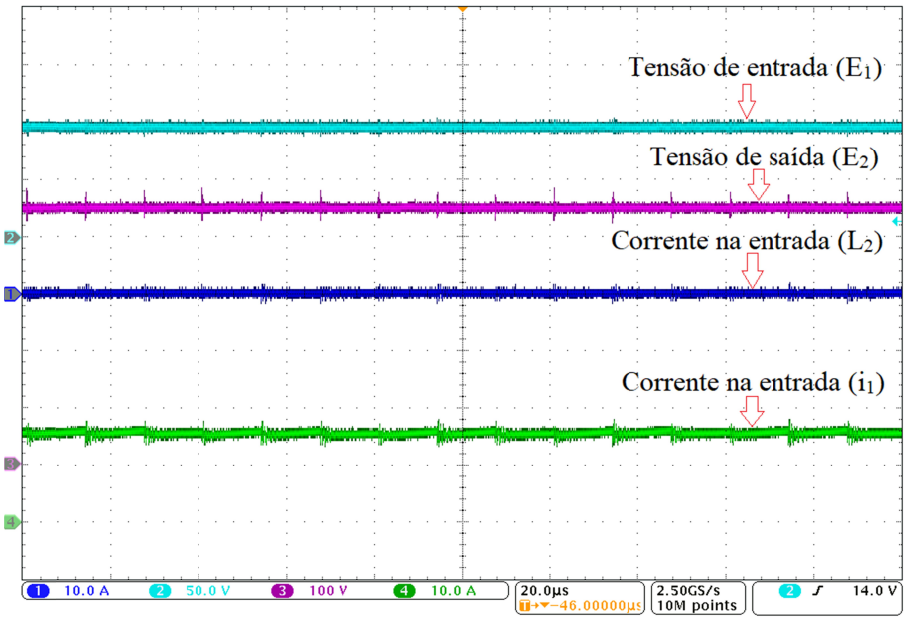


8.4.5 Resultados experimentais entre R2 e R3

Nesta seção, também são introduzidos os resultados experimentais correspondentes a tensão de saída de 450 V e razão cíclica igual a 2/3. A tensão de entrada aplicada neste teste é determinada por meio da equação do ganho estático no MCC para região R3. Em (8.133), mostra o cálculo de tensão de entrada.

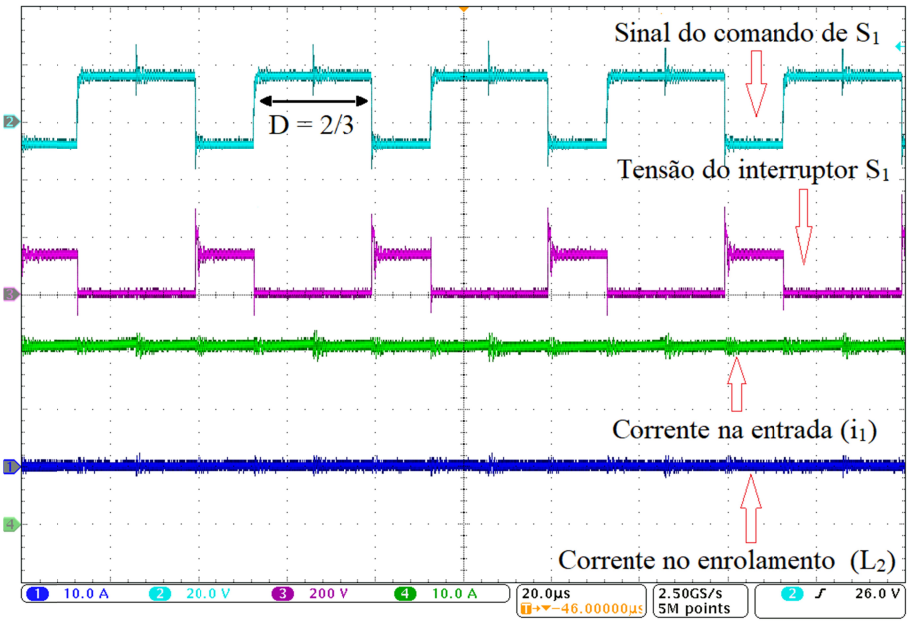
$$E_1 = \frac{E_2}{2\,n_T} = \frac{450\,V}{25} = 45\,V \tag{8.133}$$

Figura 8.23: Corrente no indutor acoplado e tensão de entrada e de saída para D = 1/3.



As formas de onda experimentais das correntes no indutor acoplado, tensão de entrada e na saída, sinal do comando e tensão do interruptor S_1 para $D = 2/3$ são mostradas nas Figura 8.24 e Figura 8.25. Verifica-se que a ondulação de corrente da entrada ou enrolamento primário é praticamente nula, bem como não há transferência de energia pelo enrolamento secundário.

Figura 8.24: Sinal do comando de S_1, corrente em L_1/L_2, e tensão de S_1 para D = 2/3



Na Figura 8.26, é apresentada a tensão de saída e a corrente na fonte de alimentação durante a aplicação de uma partida suave, iniciando com razão cíclica mínima em 0 até seu

valor nominal na região R2. Os resultados experimentais obtidos confirmam que durante a inicialização do conversor, evitam-se elevadas correntes e tensões sobre o circuito e na fonte de alimentação. Utilizando a região R1 com esta finalidade adicional, a partida suave é obtida.

Figura 8.25: Corrente no indutor acoplado e tensão de entrada e de saída para D = 2/3.

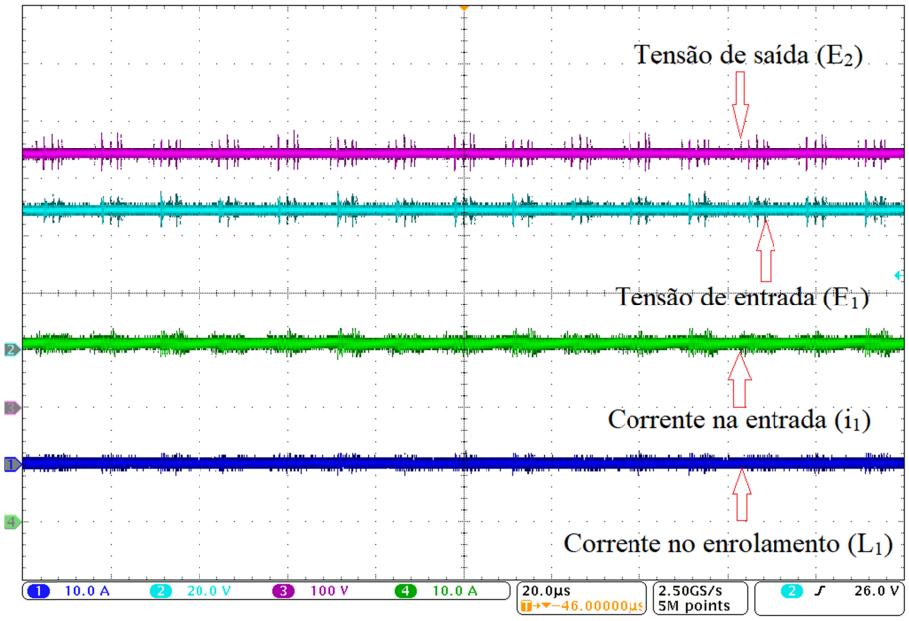
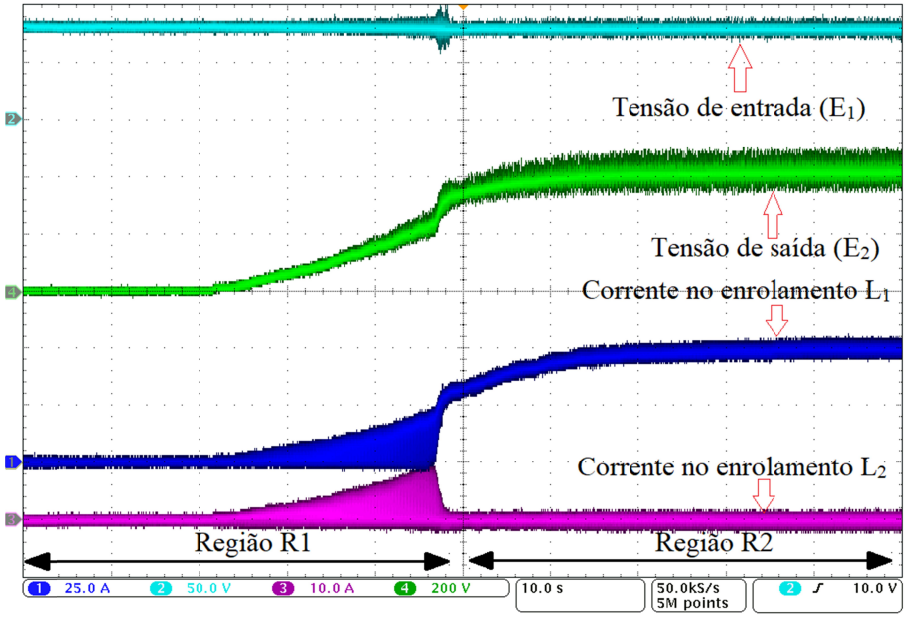


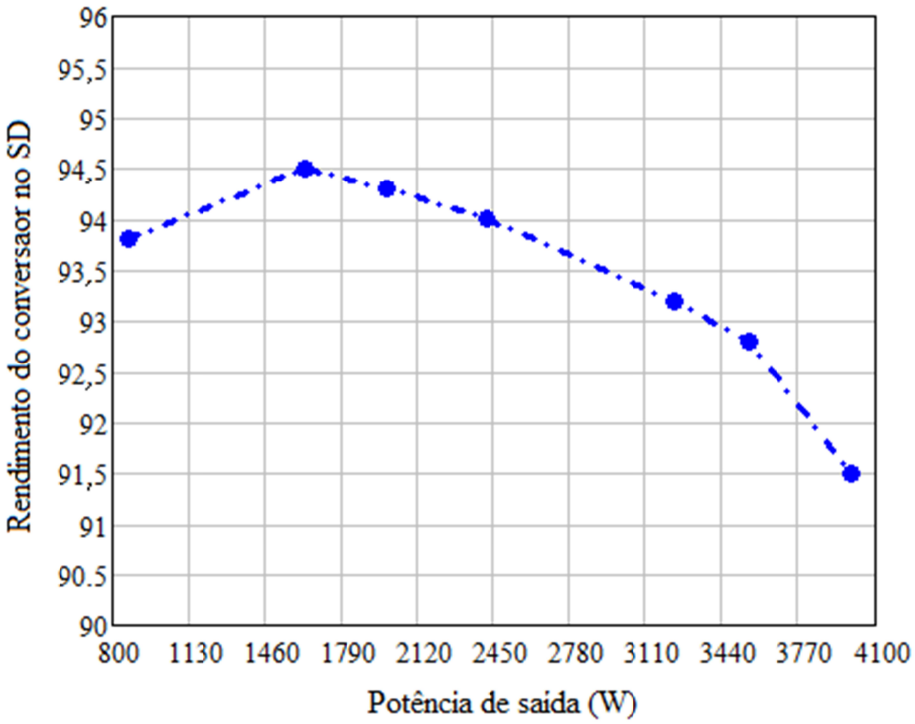
Figura 8.26: Partida suave durante a inicialização (D = 0 até D = 0,444).



Finalmente, a curva do rendimento da primeira topologia operando no sentido direto em R2, é apresentada na Figura 8.27, onde foi obtida para diferentes condições de carga. O

valor máximo de rendimento ocorreu para 40,5 % de potência nominal, quando foi atingido um rendimento de 94,5 %. À medida que a potência aumenta, as perdas nos elementos provocam a redução do rendimento novamente. Em potência nominal o rendimento obtido foi em torno de 91,5 %.

Figura 8.27: Rendimento do conversor no sentido direto.



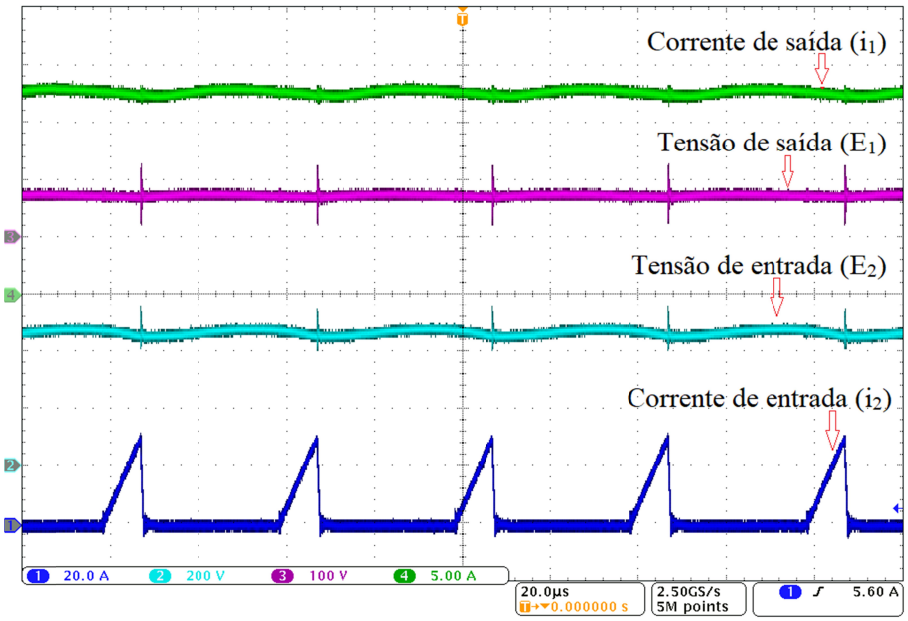
8.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO INVERSO

Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais para a operação no sentido inverso em modo de condução descontínuo. As condições de operação nas quais foram obtidos estes resultados são: tensão de entrada de $450\,V$, tensão de saída de $75\,V$, potência de saída de $1.3\,kW$, e razão cíclica de 20 %. Buscando melhorar a eficiência da topologia operando no sentido inverso, emprega-se outro tipo do circuito de grampeamento não dissipativo tipo LCD, além do dissipativo tipo RCD que já foi mencionado na seção 8. Os resultados experimentais serão mostrados para ambos os circuitos de grampeamento.

8.5.1 Resultados experimentais com grampeamento RCD

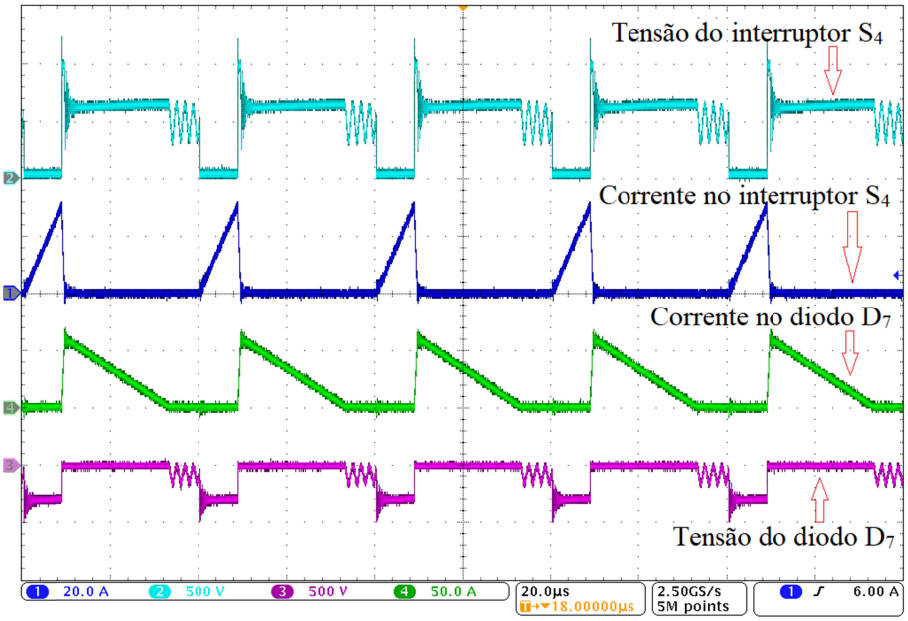
Nesta seção são apresentadas as principais formas de ondas da primeira topologia utilizando o grampeamento RCD. Na Figura 8.28, apresentam-se as formas de onde de tensão e corrente na entrada e na saída. Verifica-se que o conversor está operando em MCD.

Figura 8.28: Corrente e tensão na entrada e na saída



A forma de onda experimental da corrente na saída, mostrada na Figura 8.29, apresenta-se muito próxima da forma de onda teórica em MCD, Portanto, a amplitude de corrente no interruptor (S_4) e no diodo (D_7) calculados na seção por meio das equações (8.103) e (8.110) apresentam um pequeno erro em relação aos valores obtidos experimentalmente.

Figura 8.29: Corrente e tensão no interruptor S_4 e no diodo D_7.



A sobretensão no bloqueio do interruptor é limitada em aproximadamente $1100\,V$ pelo circuito grampeador RCD. A tensão e corrente no indutor acoplado também são como o

esperado, conforme mostrado na Figura 8.30. A corrente e tensão no capacitor de saída (C_1) pode ser vista na Figura 8.31.

Figura 8.30: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F

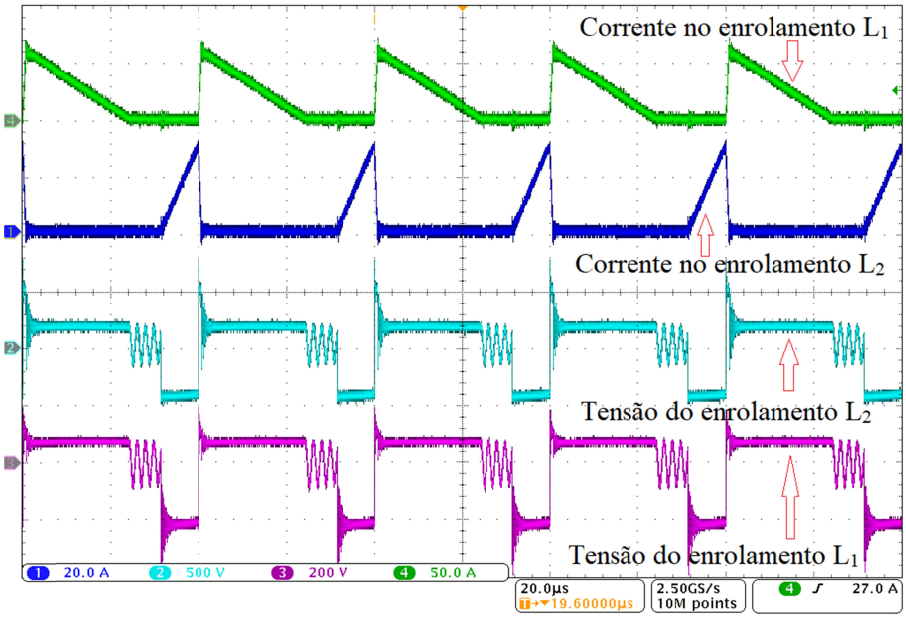
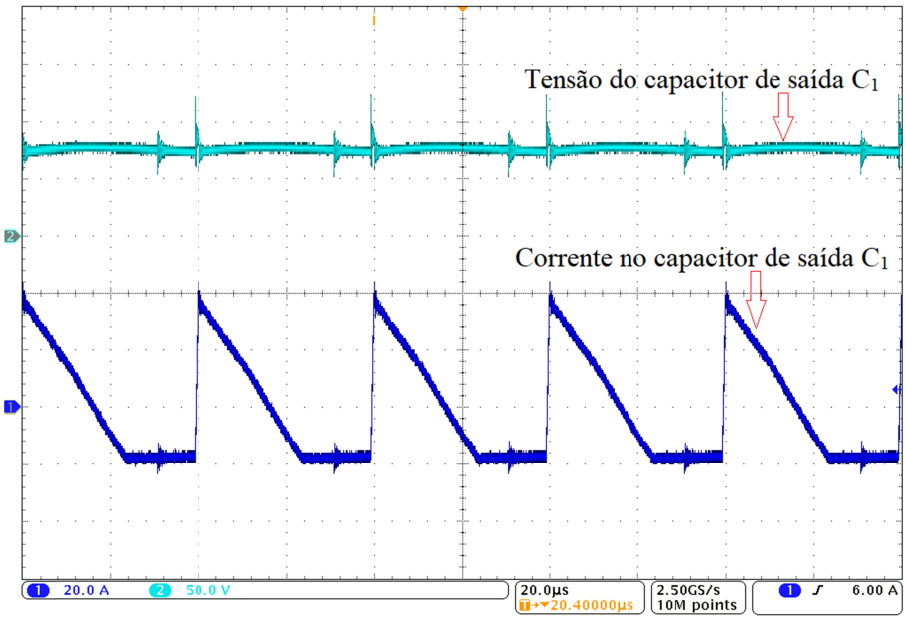


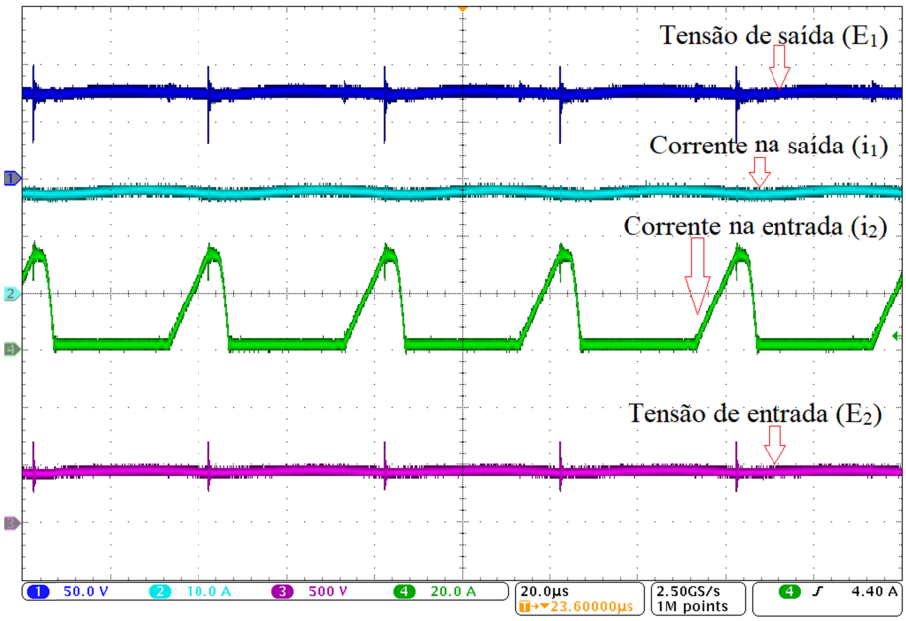
Figura 8.31: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1.



8.5.2 Resultados experimentais com grampeamento LCD

As mesmas formas de onda apresentadas anteriormente para o grampeamento RCD, são repetidas nesta seção utilizando agora o grampeamento LCD sob as mesmas condições de operação. Na Figura 8.32, apresentam-se as formas de onde de tensão e corrente na entrada e na saída. A principal diferença da anterior é o formato da corrente da entrada, onde fica mais suavizado e recebe a energia armazenada no circuito LC proveniente da dispersão.

Figura 8.32: Corrente e tensão na entrada e na saída



A Figura 8.33, apresenta a tensão e corrente sobre o diodo de saída D_7 e a corrente e tensão sobre o interruptor principal. Observando a tensão sobre o interruptor, é possível identificar o efeito do grampeamento e amortecimento da tensão sobre ele. Somada a corrente do interruptor, também circula a corrente armazenada no circuito LC quando entra em condução, portanto, ocorre um pequeno incremento no valor eficaz. As tensões e correntes no indutor acoplado são ilustrados na Figura 8.34.

Figura 8.33: Corrente e tensão no interruptor S_4 e no diodo D_7.

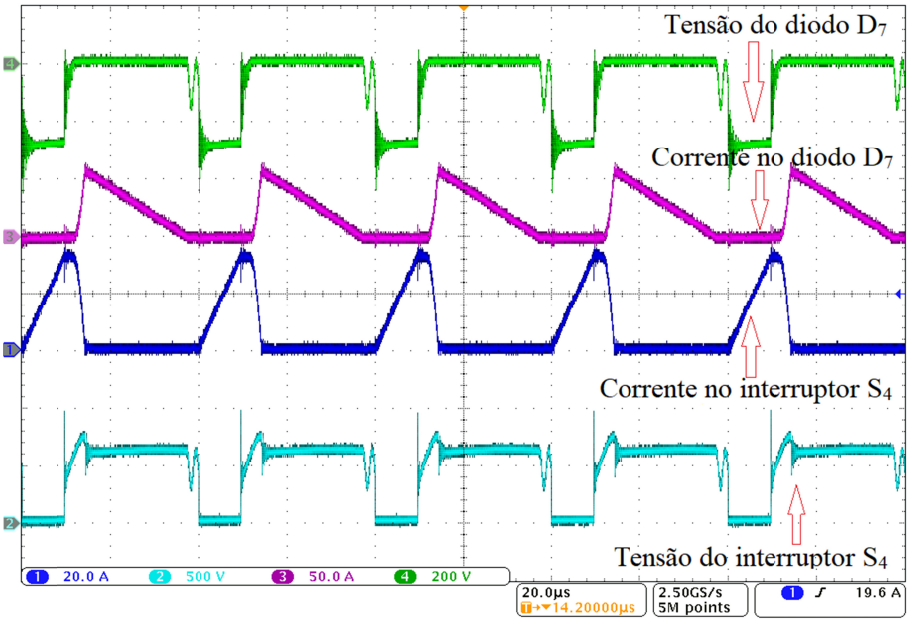
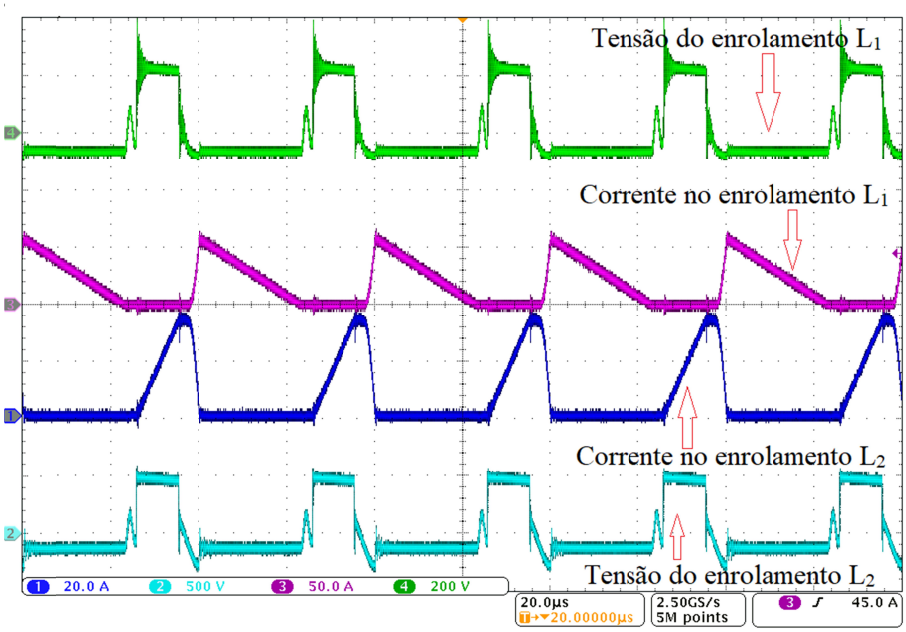
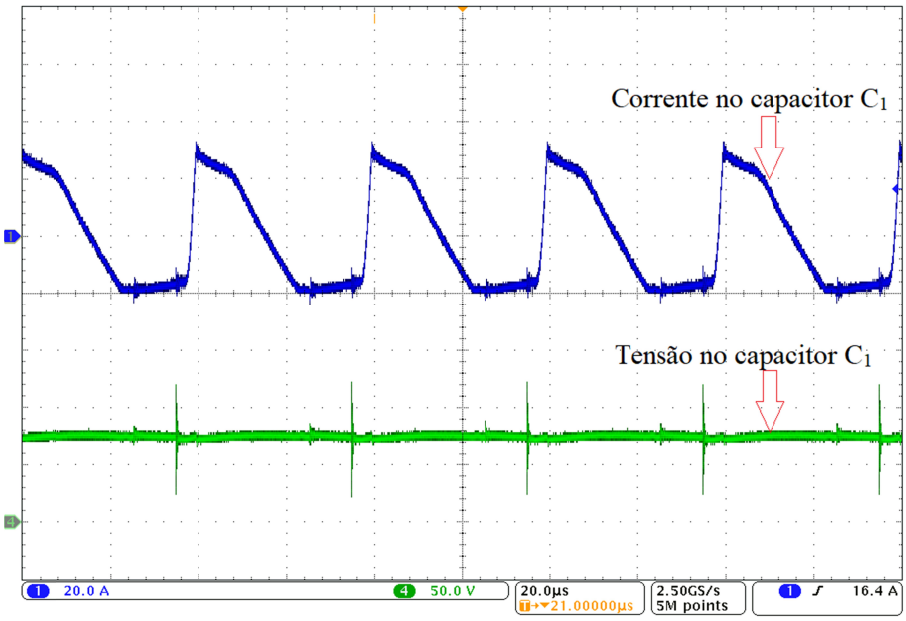


Figura 8.34: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F



A tensão e a corrente aplicadas ao capacitor de saída é ilustrado na Figura 8.35 com a utilização do grampeamento LCD.

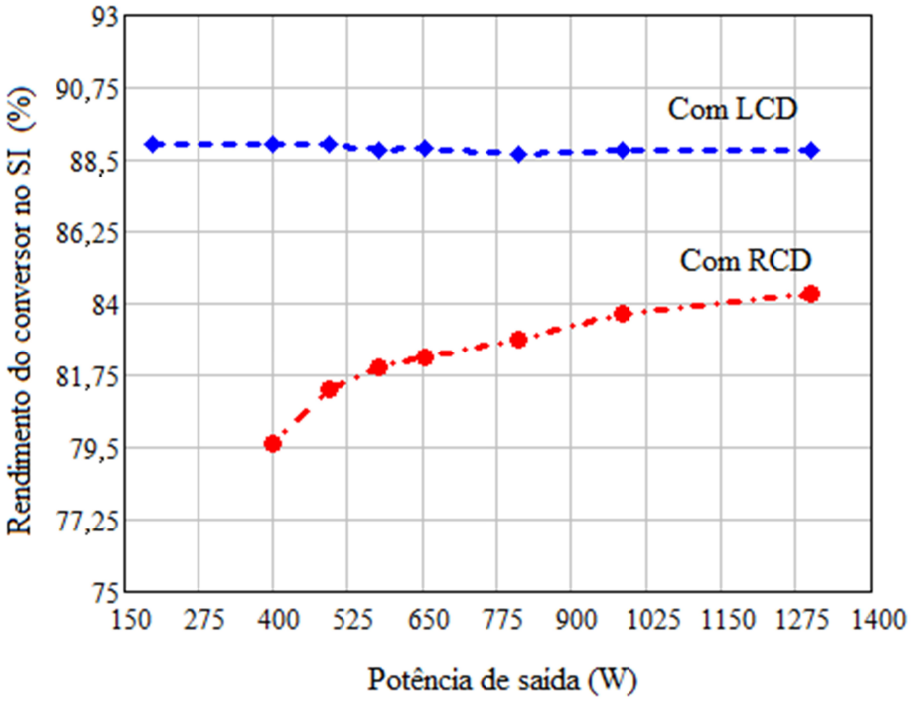
Figura 8.35: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1.



Por fim, uma comparação em termos de rendimento, da primeira topologia no SI é ilustrada na Figura 8.36, utilizando o circuito de grampeamento dissipativo RCD e o circuito de grampeamento regenerativo LCD. Verifica-se uma elevação significativa do rendimento com o grampeamento LCD em toda faixa de operação do conversor. Na potência nominal, tem-se um acréscimo de 4,5 % no rendimento, resultando em uma recuperando de proximamente $60\,W$. A medida que ocorre uma redução da potência do conversor, o

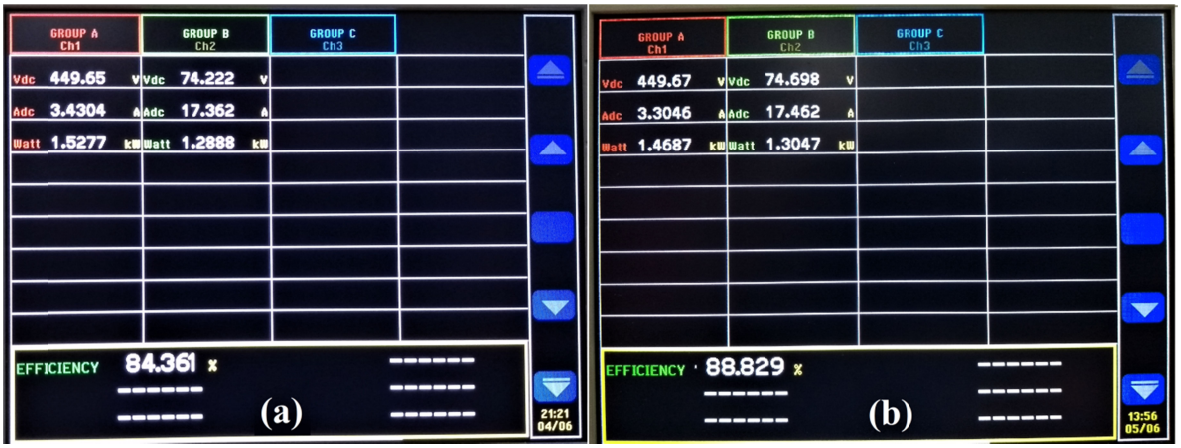
rendimento se mantem praticamente constante quando grampeamento LCD é empregado. Isso se deve basicamente pela eliminação da dissipação de energia que antes era concentrada no resistor do grampeamento RCD.

Figura 8.36: Rendimento do conversor com grampeamento RCD e LCD



A medição da eficiência do conversor para os dois casos na máxima potência é destacada na Figura 8.37, por meio do analisador de energia Tektronix PA4000.

Figura 8.37: Fotografia do rendimento com potência nominal; (a) com RCD, (b) com LCD.



8.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram desenvolvidas as análises teóricas, projeto e experimentação do conversor Push-Pull/Flyback para ambos os sentido do fluxo de energia. Para o sentido

direto, a metodologia de projeto e a experimentação foram realizadas para o modo de condução contínuo, e no sentido inversor a metodologia de projeto adotada foi para operação no modo de condução descontínuo.

Observando as formas de onda experimentais, pode-se concluir que a corrente de entrada e tensão de saída no sentido direto apresentaram frequência de ondulação de três vezes a frequência de comutação e a corrente de entrada se mantem praticamente contínua (ondulação nula) quando o conversor opera nas regiões de fronteira, para os valores de razão cíclica de $1/3$ e $2/3$. Uma eficiência de $94{,}5\ \%$ foi atingida para a transferência de potência de $1{,}6\ kW$, empregando um circuito de amortecimento dissipativo para mitigar os efeitos da indutância de dispersão do tranformador e do indutor acoplado.

A operação e transferência de energia no sentido inversor também foi comprovada por meio do indutor acoplado implementado, revelando ser um circuito simples, robusto e que pode atender as necessidades de transferência bidirecional do conversor sem elevar os custos e volume do projeto. No entanto, uma das principais limitações desta técnica é a degradação da eficiência na transferência de energia quando circuito de grampeamento dissipativo é utilizado, portanto, realizou-se também uma comparação com outro circuito de grampeamento regenerativo não dissipativo, onde a eficiência do conversor foi significativamente melhorada, atingindo $88{,}7\ \%$ para potência nominal de $1{,}3\ kW$.

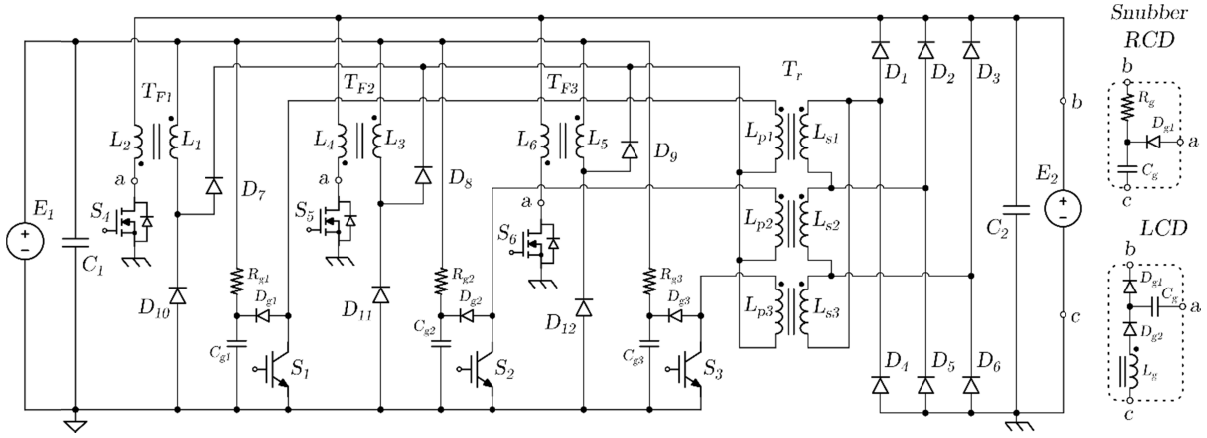
Os resultados obtidos a partir do protótipo de laboratório validam o estudo teórico e a metodologia de projeto adotada em regime permanente e em malha aberta.

O capitulo seguinte apresentará os resultados experimentais da segunda topologia proposta para a comprovação das analises teóricas realizadas.

9 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA TOPOLOGIA II

O presente capítulo tem por objetivo expor as especificações do projeto, dimensionamento dos elementos ativos e passivos e o ensaio dos magnéticos. Na sequência, apresentam-se os resultados experimentais da topologia II operando em malha aberta, na qual são ilustradas as formas de onda dos principais componentes e o rendimento do conversor. Bem como serão discutidos os resultados da implementação realizados para comprovar a análise teórica apresentada anteriormente. Os testes do protótipo implementado no laboratório são efetuadas em ambos os sentidos de operação com a potência total de saída de 4 kW para o sentido direto e de 2,6 kW para o sentido inverso. Na Figura 9.1, apresenta-se o circuito de potência da segunda topologia com os circuitos de grampeamentos implementados.

Figura 9.1: Circuito de potência da topologia II com grampeamentos implementados



9.1 DADOS DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SD

A validação da análise teórica da segunda topologia apresentada no capítulo 6, é também realizada por meio de resultados experimentais, cujas especiações de projeto são listadas na Tabela 9.1. Primeiramente, faz-se o dimensionamento dos principais componentes para a operação no SD.

9.1.1 Cálculos preliminares

Primeiramente, a relação de transformação n_T é calculada pela expressão (9.1).

$$n_T = \frac{3\,E_2 \cdot \left(1 - D\right)}{2\,E_1} = \frac{3 \cdot 450\,V \cdot \left(1 - 0,341\right)}{2 \cdot 90\,V} = 5 \tag{9.1}$$

Tabela 9.1: Especificações da segunda topologia em regime permanente no sentido direto.

Parâmetros do projeto	Valores
Tensão de entrada (E_1)	$90\,V$
Tensão de saída (E_2)	$450\,V$
Potência de saída (P_2)	$4\,kW$
Frequência de comutação (f_S)	$25\,kHz$
Ondulação da tensão de saída (ΔE_2)	$0{,}5\,V$
Ondulação da corrente de entrada (Δi_{L1})	$5\,\%\,I_1$
Razão cíclica (D)	0,341

A partir as especificações do projeto, Tabela 9.1, a corrente de saída, a resistência de carga, e o período de comutação são calculados por (9.2), (9.3) e (9.4), respectivamente.

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = \frac{4\,kW}{450V} = 8,88\,A \tag{9.2}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = \frac{450\,V}{8{,}88\,A} = 50,62\,\Omega \tag{9.3}$$

$$T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{25\,kHz} = 40\,\mu s \tag{9.4}$$

9.1.2 Cálculo das indutâncias de entrada

A indutância de entrada dos indutores acoplados, para o ponto de operação escolhido em R2, pode ser calculada por meio da expressão (9.5).

$$L_1 = \frac{E_2 \cdot \left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)}{2\,n_T \cdot f_S \cdot \Delta I_L} = \frac{450\,V \cdot \left(2-3\cdot 0,341\right)\cdot\left(3\cdot 0,341-1\right)}{2\cdot 5\cdot 25kHz\cdot 2,22\,A} = 18,4\ \mu H \tag{9.5}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 18{,}4\ uH \cdot 2^2 = 73,65\,uH \tag{9.6}$$

9.1.3 Esforços de corrente dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}

Os valores médio e eficaz da corrente nos enrolamentos primários de T_{F1}, T_{F2} e T_{F3} são dados pela equação (9.7). Levando em consideração o rendimento do projeto em 90 %.

$$I_{L1_{med}} = I_{L1_{ef}} = \frac{P_2 \cdot 111\%}{3\,E_1} = \frac{4\,kW\cdot 111\%}{90\,V} = 16,44\,A \tag{9.7}$$

O valor máximo da corrente no enrolamento primário é dado pela equação (9.8).

$$I_{L1_{max}} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 16,44\,A + \frac{2,44\,A}{2} = 17,55\,A \tag{9.8}$$

Os esforços de corrente nos enrolamentos secundário são nulos para esta região de operação.

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{9.9}$$

9.1.4 Projeto físico dos indutores acoplados T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}

Adotando os seguintes parâmetros de projeto: densidade máxima de corrente de $J_{max} = 500\ A/cm^2$, densidade máxima de fluxo $B_{max} = 0{,}065\ T$, e fator de utilização da janela $K_w = 0{,}4$ tem-se a equação do produto de áreas do indutor acoplado em MCC para a região R2.

$$A_w A_e = \frac{L_1 \cdot {I_{L1max}}^2}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{18,4\,uH \cdot 17,55\,A}{0,4 \cdot 0,065\,T \cdot 500\,A\,/\,cm^2} = 4,36\,cm^4 \tag{9.10}$$

A partir do resultado de (9.10) escolhe-se o núcleo modelo $00K8020E026$ da Magnetics. Os principais dados do fabricante desse núcleo encontram-se na Figura 9.2.

O fator de indutância ($A_L\ em\ nH/esp^2$) do núcleo escolhido é obtido a partir dos dados do núcleo apresentado na Figura 9.2. Com esta informação, o número de espiras do enrolamento primário é calculado por (9.11).

$$n_{L_p} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{18,4\,uH}{103\ nH}} \approx 13,3\,esp \tag{9.11}$$

Outra forma para o cálculo do número de esperas do enrolamento primário é por meio da equação (9.12).

$$n_{L_p} = \frac{L_1 \cdot I_{L1_{max}}}{B_{max} \cdot A_{e_L}} = \frac{18,4\,\mu H \cdot 17,55\,A}{0,065\,T \cdot 389\,mm^2} \approx 13\,esp \tag{9.12}$$

Onde a área da perna central do núcleo escolhido é dada por

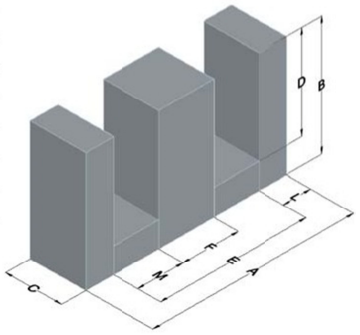
$$Ae_L = F \cdot C\ \ ou\ \ Ae_L = Ae = 389\,mm^2 \tag{9.13}$$

Figura 9.2: Dados do núcleo 00K8020E026 da Magnetics.

Kool Mμ Permeability (μ)	A_L (nH/T²)	Core Marking	
		Lot Number	Part number
26	103 ± 8%	XXXXXX	K8020E026

	Dimensions		Tolerance (±)			Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)		
A	80.01	3.150	1.19	0.047		Cardboard cut-outs Box Qty= 63 pcs
B	38.10	1.500	0.635	0.025		
C	19.8	0.780	0.381	0.015		
D	28.01	1.103	-	-	Min	Available Hardware
E	59.28	2.334	-	-	Min	00B802001
F	19.8	0.780	0.381	0.015		00B802002
L	9.91	0.390	-	-	Nom	
M	19.8	0.780	-	-	Min	

Physical Characteristics					
Break Strength min (kg)	Window Area W_A(mm²)	Cross Section A_e (mm²)	Path Length L_e (mm)	Volume V_e (mm³)	Weight (Ea. Piece) (g)
36	1110	389	185	72,000	200



A partir os resultados de (9.11) determina-se o número de esperas dos enrolamentos secundário e, tem-se:

$$n_{L_s} = n_{L_p} \cdot n_S = 13\,esp \cdot 2 = 26\,esp \tag{9.14}$$

O comprimento do entreferro $l_{entreferro}$ necessário no indutor (T_F) é calculado da seguinte forma:

$$l_{entreferro} = \frac{\delta_L}{2} = \frac{n_{Lp} \cdot \mu_o \cdot A e_L}{2\,L_1} = \frac{13\,esp \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}\,H\,m^{-1} \cdot 389\,mm^2}{2 \cdot 18{,}4\,\mu H} = 0{,}173\,mm \tag{9.15}$$

O cálculo da bitola necessária para conduzir a corrente do enrolamento primário e secundário depende da máxima densidade de corrente admitida no condutor. Conforme mostradas nas expressões a seguir.

$$S_{pri} = \frac{I_{L1\,ef}}{J_{max}} = \frac{16{,}44\,A}{500\,A \cdot cm^{-2}} = 0{,}033\,cm^2 \tag{9.16}$$

$$S_{sec} = \frac{I_{L2\,ef}}{J_{max}} = \frac{8\,A}{500\,A \cdot cm^{-2}} = 0{,}016\,cm^2 \tag{9.17}$$

A profundidade de penetração e o diâmetro máximo de cobre do condutor são dados por (9.18) e (9.19) respectivamente.

$$\Delta_L = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot f_S}} = \frac{7,5}{\sqrt{3 \cdot 25\,kHz}} = 0{,}027\,cm \tag{9.18}$$

$$d_{TF} = 2 \cdot \Delta_{TF} = 2 \cdot 0,027 = 0,055\,cm \tag{9.19}$$

Escolhe-se um condutor com o diâmetro imediatamente inferior ao diâmetro máximo calculado por (9.19), neste caso o condutor escolhido é o fio Litz 80 x 38 AWG.

O número de condutores em paralelo no enrolamento primário e secundário de cada indutor é dado por (9.20) e (9.21).

$$n_{con_{pri}} = \frac{S_{pri}}{80 \cdot S_{cobre}} = \frac{0,033\,cm^2}{80 \cdot 0,00008\,cm^2} = 5 \tag{9.20}$$

$$n_{con_{sec}} = \frac{S_{sec}}{80 \cdot S_{cobre}} = \frac{0,016\,cm^2}{80 \cdot 0,00008\,cm^2} = 3 \tag{9.21}$$

O comprimento médio de uma espira é dado pela equação (9.22).

$$\begin{aligned} l_{med_{esp}} &= 2\left(C + F\right) + \pi \cdot M = 2\left(19,8\,mm + 19,8\,mm\right) + \pi \cdot 19,8\ mm \\ &= 14,14\,cm \end{aligned} \tag{9.22}$$

A partir da equação (9.22), obtém-se o comprimento do chicote do enrolamento primário e secundário aplicando as equações (9.23) e (9.24), respectivamente.

$$l_{chicote_p} = l_{med_{esp}} \cdot n_{con_{pri}} \cdot n_{L_p} = 14,14\,cm \cdot 5 \cdot 13 = 9,2\,m \tag{9.23}$$

$$l_{chicote_s} = l_{med_{esp}} \cdot n_{con_{sec}} \cdot n_{L_s} = 14,14\,cm \cdot 3 \cdot 26 = 11\,m \tag{9.24}$$

A quantidade de fio necessária para montar de um indutor acoplado é de 21 m de fio Litz 80 x $AWG38$.

A área da janela ocupada pelo enrolamento do indutor é calculada em (9.25), levando em conta o fator de ocupação do enrolamento de 40 %.

$$\begin{aligned} Aw_{cobre} &= \frac{n_{L_p} \cdot 80 \cdot n_{cond_{pri}} \cdot S_{isol} + n_{L_s} \cdot 80 \cdot n_{cond_{sec}} \cdot S_{isol}}{k_{w_{carretel}}} \\ &= \frac{13 \cdot 80 \cdot 5 \cdot 0,00013\,cm^2 + 26 \cdot 80 \cdot 3 \cdot 0,00013\,cm^2}{40\ \%} \\ &= 371,8\ mm^2 \end{aligned} \tag{9.25}$$

A possibilidade de execução dos indutores de entrada é obtida a partir do cálculo de área da janela ocupada pelo enrolamento, área disponível da janela do carretel, cujo valor é dado pelo fabricante em 800 mm^2, conforme mostra a equação (9.26).

$$K_{u_L} = \frac{Aw_{cobre}}{Aw_{carretel}} = \frac{371,8\ mm^2}{800\ mm^2} = 0,47 \tag{9.26}$$

9.1.4.1 Cálculo de perdas nos indutores de entrada

As perdas nos indutores podem ser classificadas como perda no núcleo e perdas no cobre, provocadas pela excursão do fluxo magnético e pela corrente eficaz, respectivamente.

b) Perdas no cobre

A resistência do cobre do enrolamento primário e secundário é dada por (9.27) e (9.28), respectivamente.

$$R_{pri} = \frac{\rho \cdot l_{med_{esp}} \cdot n_{pri}}{80 \cdot n_{cond_{pri}}} = \frac{0,028917\,\Omega \cdot cm^{-1} \cdot 14,14\,cm \cdot 13}{80 \cdot 5} = 0,026\,\Omega \tag{9.27}$$

$$R_{sec} = \frac{\rho \cdot l_{med_{esp}} \cdot n_{sec}}{80 \cdot n_{cond_{sec}}} = \frac{0,028917\,\Omega \cdot cm^{-1} \cdot 14,14\,cm \cdot 26}{80 \cdot 3} = 0,089\,\Omega \tag{9.28}$$

As perdas no cobre podem ser calculadas com auxílio da expressão (9.29).

$$P_{cobre} = 3\left(R_{pri} \cdot {I_{L1_{ef}}}^2 + R_{sec} \cdot {I_{L2_{ef}}}^2\right) = 3 \cdot 0,026\,\Omega \cdot \left(16,44\,A\right)^2 = 21,56\ W \tag{9.29}$$

De acordo com a análise teórica, nas regiões R2 e R3, ou para razão cíclica maior que 1/3, não há corrente circulando no enrolamento secundário assim, a perda de cobre neste enrolamento é nula.

c) Perdas magnéticas

O cálculo das perdas magnéticas nos indutores acoplados é realizado de maneira semelhante à apresentada anteriormente na seção 8.1.4.1.

A variação do campo de magnetização (H) é calculada por meio das equações (9.30) e (9.31).

$$H_{AC_{max}} = \frac{n_{pri}}{le}\left(I_{L1_{med}} + \frac{\Delta I_{L1}}{2}\right) = \frac{13}{185\,mm}\cdot\left(16,44\,A + \frac{2,22\,A}{2}\right) = 12,36\ A\ /\ cm \tag{9.30}$$

$$H_{AC_{min}} = \frac{n_{pri}}{le}\left(I_{L1_{med}} - \frac{\Delta I_{L1}}{2}\right) = \frac{13}{185\,mm}\cdot\left(16,44\,A - \frac{4,312\,A}{2}\right) = 10,77\,A\ /\ cm \tag{9.31}$$

Os valores de B_{max} e de B_{min} podem ser calculados substituindo (9.30) em (8.31) e (9.31) em (8.31) respectivamente. Chega-se em (9.32) e (9.33).

$$\begin{aligned} B_{AC_{max}} &= \left(\frac{a + b\cdot H_{AC_{max}} + c\cdot H_{AC_{max}}^{\ 2}}{1 + d\cdot H_{AC_{max}} + e\,H_{AC_{max}}^{\ 2}}\right)^{x} \\ &= \left(\frac{5,868\cdot 10^{-5} + 9,362\cdot 10^{-5}\cdot\left(12,36\ A\ /\ cm\right) + 9,011\cdot 10^{-6}\cdot\left(12,36\ A\ /\ cm\right)^{2}}{1 - 3,682\cdot 10^{-4}\cdot\left(12,36\ A\ /\ cm\right) + 8,747\cdot 10^{-6}\left(12,36\ A\ /\ cm\right)^{2}}\right)^{0,5} \\ &= 0,051\ T \end{aligned} \tag{9.32}$$

$$\begin{aligned} B_{AC_{min}} &= \left(\frac{a + b\cdot H_{AC_{min}} + c\cdot H_{AC_{min}}^{\ 2}}{1 + d\cdot H_{AC_{min}} + e\,H_{AC_{min}}^{\ 2}}\right)^{x} \\ &= \left(\frac{5,868\cdot 10^{-5} + 9,362\cdot 10^{-5}\cdot\left(10,77\,A\ /\ cm\right) + 9,011\cdot 10^{-6}\cdot\left(10,77\,A\ /\ cm\right)^{2}}{1 - 3,682\cdot 10^{-4}\cdot\left(10,77\,A\ /\ cm\right) + 8,747\cdot 10^{-6}\left(10,77\,A\ /\ cm\right)^{2}}\right)^{0,5} \\ &= 0,046\ T \end{aligned} \tag{9.33}$$

Substituindo (9.32) e (9.33) em (8.30), obtemos o resultado em (9.34).

$$Bpk = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{AC_{max}} - B_{AC_{min}}}{2} = \frac{0,051T - 0,046T}{2} = 0,0025\ T \tag{9.34}$$

Determine-se a densidade de perda de núcleo a partir da expressão (9.35).

$$\begin{aligned} P_L = k\cdot B_{pk}^{\ \alpha}\cdot f^{\beta} &= 120\cdot\left(0,0025\right)^{2,09}\cdot\left(3\cdot 25\right)^{1,46} \\ &= 0,239\ mW\ /\ cm^3 \end{aligned} \tag{9.35}$$

Por fim, a perda do núcleo é dada pela equação (9.36), onde *le* é comprimento do caminho magnético e A_{eL} é área de perna central.

$$P_{núcleo} = 3\,P_L \cdot le \cdot A_{e_L} = 3 \cdot 0{,}239\,mW\,/\,cm^3 \cdot 185\,mm \cdot 389\,mm^2 = 51{,}6\,mW \tag{9.36}$$

A perda total no indutor é a soma de perdas no cobre e das perdas no núcleo como apresentada na equação (9.37).

$$P_{Total\,TF} = P_{cobre} + P_{núcleo} = 21{,}56\,W + 51{,}6\,mW = 21{,}61\ W \tag{9.37}$$

9.1.5 Dimensionamento do capacitor de saída C_2

O valor da capacitância C_2 quando o conversor opera no sentido direto é calculada por meio da equação (9.38). Logo, a seu valor eficaz da corrente é determinada em (9.39).

$$C_2 = \frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} \cdot \frac{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)}{9\left(1-D\right)} \tag{9.38}$$

Considerando o pior caso na região R2, a máxima capacitância exigida é dada pela equação (9.39).

$$C_2 = \frac{2}{35}\frac{I_2}{f_S \cdot \Delta E_2} = \frac{2}{35}\frac{8{,}88\,A}{25\,kHz \cdot 0{,}5\,V} = 40{,}63\,\mu F \tag{9.39}$$

O valor eficaz da corrente é dado pela expressão (9.40), onde a equação é parametrizada considerando o pior caso, conforme (9.41).

$$I_{C2_{ef}} = \frac{I_2}{3\left(1-D\right)}\sqrt{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)} \tag{9.40}$$

$$I_{C2_{ef}} = \frac{6}{17}\ I_2 = \frac{6}{17}8{,}88\,A = 3{,}13\,A \tag{9.41}$$

Com base nos valores calculados anteriormente, é realizada a escolha de capacitor C_2 com valores comercias. Para essa aplicação foi utilizada um capacitor modelo $MKP1848650084Y5$ da VISHAY. Os principais dados desse capacitor estão apresentados na Tabela 9.2.

Tabela 9.2: Principais dados do capacitor C_2.

Especificação do capacitor de saída C_2				
Modelo	Capacitância	Tensão	Corrente eficaz	Resistencia serie
$MKP1848650084Y5$ VISHAY	$50\,\mu F$	$850\,V$	$18\,A$	$4{,}5\,m\Omega$

Conhecendo os dados do capacitor escolhido e apresentados na Tabela 9.2, é possível calcular a perda no elemento por meio da equação (9.42).

$$P_{C2} = R_{C2} \cdot {I_{C2}}_{ef}^{\,2} = 4,5\,m\Omega \cdot \left(3,13\,A\right)^2 = 44,3\ \ mW \tag{9.42}$$

9.1.6 Dimensionamento dos interruptores S_1, S_2 e S_3

Apresentam-se os cálculos que definem o valor máximo, médio, eficaz da corrente e o valor máximo de tensão de bloqueio, bem como as perdas nos interruptores.

9.1.6.1 Esforços nos interruptores

O valor máximo de tensão e o valor máximo, médio e eficaz da corrente em um interruptor são calculados por (9.43), (9.44), (9.45) e (9.46), respectivamente.

$$V_{S1..3_{max}} = \frac{2\,E_2}{n_T} = \frac{2 \cdot 450V}{5} = 180\ V \tag{9.43}$$

$$I_{S1...3_{max}} = I_{L1_{max}} = 17,55\,A \tag{9.44}$$

$$I_{S1..3_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 8,88\,A \frac{2 \cdot 5}{9\left(1-0,341\right)} = 14,81\,A \tag{9.45}$$

$$I_{S1..3_{ef}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3} = 8,88\,A \frac{2 \cdot 5}{3} = 29,29\,A \tag{9.46}$$

Com base nos esforços calculados anteriormente foi escolhido o interruptor tipo IGBT modelo $APT65GP60J$ da Microsemi. Os principais dados desse componente estão resumidos na Tabela 9.3.

Tabela 9.3. Principais dados dos interruptores S_1, S_2 e S_3

Especificação dos interruptores S_1, S_2 e S_3			
Modelo	Estáticas (125 °C)	Dinâmicas (125 °C)	Térmicas (125 °C)
$3\ x\ APT80GP60J$	$V_{CE} = 600\ V$ $I_C = 80\ A$ $V_{CE(on)} = 2,1\ V$	$t_r = 40\ ns$ $t_f = 84\ ns$ $E_{off} = 1690\ \mu J$ $E_{on} = 595\ \mu J$	$R_{th_JC} = 0,27\ C^o/W$

9.1.6.2 Cálculo de perdas nos interruptores

As perdas por condução no IGBT são calculadas seguindo o mesmo procedimento apresentado no projeto anterior.

$$\begin{aligned} P_{cond_{S1..S3}} &= 3\left(V_{CE(\text{on})} \cdot I_{S1..3_{med}} + r_{CE} \cdot {I_{S1..3}}_{ef}^{\,2}\right) \\ &= 3 \cdot \left(1{,}1V \cdot 14{,}81\,A + 0{,}018 \cdot \left(29{,}29\,A\right)^2\right) = 94{,}84\,W \end{aligned} \tag{9.47}$$

As perdas em comutação são calculadas da mesma forma que no projeto anterior, utilizando a energia do catalogo do semicondutor. Tendo esses dados, ela é obtida na equação (9.48).

$$\begin{aligned} P_{com_{S1..S3}} &= 3\left(E_{off} + E_{on}\right) f_S = 3 \cdot \left(200\,\mu J + 500\,\mu J\right) \cdot 25\,kHz \\ &= 52{,}5\ W \end{aligned} \tag{9.48}$$

A perda total nos interruptores S_1, S_2 e S_3 é calculada pela equação (9.49).

$$\begin{aligned} P_{Total_{S1..S3}} = P_{cond_{S1..S3}} + P_{com_{S1..S3}} &= 94{,}84\ W + 52{,}5\ W \\ &= 147{,}34\,W \end{aligned} \tag{9.49}$$

9.1.7 Dimensionamento dos diodos D_1...D_6

Nesta seção são obtidos os cálculos dos esforços de tensão e da corrente bem como as perdas nos diodos do retificador trifásico.

9.1.7.1 Esforços nos diodos

O valor máximo de tensão e o valor máximo, médio e eficaz da corrente nos diodos D_1, D_2 e D_3 são calculados por (9.50), (9.51), (9.52) e (9.53), respectivamente.

$$V_{D1..6_{max}} = E_2 = 450\ V \tag{9.50}$$

$$I_{D1...6_{max}} = \frac{3\,I_{L1_{max}}}{n_T} = \frac{3 \cdot 17{,}55\,A}{5} = 10{,}6\,A \tag{9.51}$$

$$I_{D1...6_{med}} = \frac{I_2}{3} = \frac{8{,}88\ A}{3} = 2{,}96\ A \tag{9.52}$$

$$I_{D1...6_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{7 - 9D}}{3\sqrt{3} \cdot \left(1 - D\right)} = 8{,}88\ A \frac{\sqrt{7 - 9 \cdot 0{,}341}}{3\sqrt{3} \cdot \left(1 - 0{,}341\right)} = 5{,}14\ A \tag{9.53}$$

Com base aos resultados dos esforços de tensão e corrente é escolhido o diodo $APT20SCD120B$, e na sequência são apresentados os parâmetros deste componente na Tabela 9.4.

Tabela 9.4. Principais dados dos diodos D_1, D_2 e D_6

Especificação dos diodos D_1, D_2 ...e D_6			
Modelo	Característica elétrica (150 °C)		
$6\ x\ APT20SCD120B$	$V_R = 1200\ V$ $I_F = 20\ A$	$Q_C = 66\ nC$ $V_F = 2{,}2\ V$	$R_{th_JC} = 0{,}6\ C^o/W$

9.1.7.2 Cálculo de perdas nos diodos

As perdas na condução dos diodos ($D_{1..6}$) são obtidas a partir da equação (9.54).

$$\begin{aligned} P_{cond_{D1...6}} &= 6 \cdot \left(V_F \cdot I_{D1..6_{med}} + r_{on} \cdot I_{D1..6_{ef}}{}^2 \right) \\ &= 6 \cdot \left(1V \cdot 3{,}11\,A + 0{,}077 \cdot \left(2{,}96\ A \right)^2 \right) = 30\,W \end{aligned} \tag{9.54}$$

As perdas em comutação nos diodos de tecnologia SiC são consideradas praticamente nulas, portanto desconsideradas nesta análise. Assim, a perda total dos diodos é dada por meio da equação (9.55).

$$P_{Total_{D1..D6}} = P_{cond_{D1..D6}} = 30\,W \tag{9.55}$$

9.1.8 Dimensionamento dos diodos D_7, D_8 e D_9

Nesta seção são apresentados os cálculos dos esforços de corrente e perdas nos diodos D_7, D_8 e D_9.

9.1.8.1 Esforços nos diodos

Os esforços de corrente nos diodos são os mesmos dos esforços do enrolamento primário dos indutores acoplados (L_1, L_2 e L_3).

O diodo modelo $IDW30G65C5$ foi escolhido para D_7, D_8 e D_9. E na sequência, são obtidas as especiações construtivas do componente, dadas na Tabela 9.5.

Tabela 9.5. Principais dados dos diodos D_7, D_8 e D_9

Especificação dos diodos D_7, D_8 ...e D_9			
Modelo	Característica elétrica (150 °C)		
$3\ x\ IDW30G65C5$	$V_R = 650\ V$ $I_F = 30\ A$	$Q_C = 42\ nC$	$R_{th_JC} = 1\ K/W$

9.1.8.2 Cálculo de perdas nos diodos

Nos diodos D_7, D_8 e D_9 somente há perdas em condução, já que permanecem conduzindo por todo o período de comutação em função do conversor operar no MCC.

$$\begin{aligned} P_{Total_{D7...9}} &= P_{cond_{D7...9}} = 3 \cdot \left(V_F \cdot I_{D7..9_{med}} + r_{on} \cdot {I_{D7..9}}_{ef}^{\,2} \right) \\ &= 3 \cdot \left(1V \cdot 16,44\,A + 0,024 \cdot \left(16,44\,A \right)^2 \right) \\ &= 84,66\,W \end{aligned} \tag{9.56}$$

9.1.9 Projeto físico do transformador Tr

O transformador utilizado na segunda topologia é o mesmo da primeira topologia, já que atende a especificações de processamento de potência muito similares para a aplicação. A principal diferença está nos esforços de corrente do lado primário, que são reduzidos em função da nova tensão de alimentação adotada. Portanto, os cálculos de perda no cobre são revisados para atender as novas condições de operação.

O valor eficaz da corrente nas bobinas primária e secundaria do transformador são calculadas pelas equações (9.57) e (9.58), respectivamente.

$$I_{Lp_{ef}} = I_2 \cdot n_T \sqrt{\frac{2}{9\left(1-D\right)}} = 8,88\,A \cdot 5 \sqrt{\frac{2}{9\,\left(1-0,341\right)}} = 25,5\,A \tag{9.57}$$

$$I_{Ls_{ef}} = I_2 \cdot \sqrt{\frac{2}{9\left(1-D\right)}} = 8,88\,A \cdot \sqrt{\frac{2}{9\left(1-0,341\right)}} = 5,16\,A \tag{9.58}$$

Tendo os valores dados pelas equações (8.91), (8.92), (9.57) e (9.58) as perdas no cobre são calculadas por (9.59). O fator três é inserido pelo fato de estar sendo utilizados três transformadores monofásicos para formar um trifásico.

$$\begin{aligned} P_{cobre_TR} &= 3\left(R_{pri_TR} \cdot {I_{Lp_{ef}}}^2 + R_{sec_TR} \cdot {I_{Ls_{ef}}}^2 \right) \\ &= 3\left(0,01747\ \Omega \cdot \left(25,5\,A \right)^2 + 0,356\ \Omega \cdot \left(5,16\,A \right) \right)^2 = 61,65\ W \end{aligned} \tag{9.59}$$

A partir dos valores encontrados para as perdas no cobre e no núcleo magnético, pode-se determinar a perda total do transformador, conforme apresentado em (9.60).

$$P_{Total_{TR}} = \left(P_{cobre_{TR}} + P_{núcleo_{TR}} \right) = 61,65\ W + 25,783\ W = 87,43\ \ W \tag{9.60}$$

9.1.10 Dimensionamento do circuito do grampeamento no sentido direto

O circuito de grampeador dissipativo tipo RCD foi implementado neste projeto, de forma similar ao realizado na primeira topologia.

Tabela 9.6: Componentes do circuito RCD utilizados.

Especificação	Valor
Capacitores do grampeamento (C_g), $B32654A1104$	$600\,V\;\;100\,nF$
Resistores do grampeamento (R_g)	$2\,x\,560\,\Omega, 50\,W$
Diodos de grampeamento (D_g), $STTH15S12W$	$15\,A\;\;1200\,V$

Com os componentes escolhidos por meio do auxilio da simulação numérica após as não idealidades serem inseridas, as perdas teóricas estimadas resultaram em $56\,W$ por interruptor.

9.1.11 Rendimento teórico do conversor no sentido direto

O rendimento teórico do conversor operando no sentido direto na condição de potência nominal, encontra-se na equação (9.61).

$$\begin{aligned}\eta_{teórico} &= \frac{P_2}{P_2 + (P_{TR} + P_{Total_{D1..D6}} + P_{Total_{D7..D9}} + P_{Total_{S1..S3}} + P_{Total\,TF} + P_{Gr})} \\ &= \frac{4\,kW}{4\,kW + \left(87{,}43\,W + 30\;W + 84{,}66\;W + 147{,}34\;W + 21{,}61\;W + 170\;W\right)} \\ &= \;\; 88{,}6\;\%\end{aligned} \tag{9.61}$$

9.2 ENSAIOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Nesta seção, os ensaios dos indutores acoplados são apresentados utilizando a ponte RLC. De forma similar ao realizado na primeira topologia, o transformador utilizado é o mesmo e não há necessidade que repetir os ensaios.

Para os três indutores acoplados, a técnica de bobinagem intercalada também foi utilizada e os teste de circuito aberto e curto-circuito foram realizados em cada um dos indutores para a obtenção da indutância magnetizante e dispersão.

Os resultados dos ensaios são apresentados na Tabela 9.7, onde obtemos os valores das indutâncias de magnetização e dispersão dos três indutores acoplados.

Tabela 9.7: Resultados obtidos por meio da ponte RLC para os indutores acoplados.

Valores de indutâncias magnetizantes e dispersão obtida pela fonte RLC ($HIOKI\;3511-50$)		
Núcleo	L_1 / L_2	L_{dis1} / L_{dis2}
T_{F1}	$17{,}1\;uH$ / $71{,}1\;uH$	$840\;nH$ / $4{,}3\;uH$
T_{F2}	$17{,}63\;uH$ / $67{,}7\;uH$	$1{,}3\;uH$ / $5{,}8\;uH$
T_{F3}	$17{,}3\;uH$ / $67{,}4\;uH$	$1\;uH$ / $4{,}5\;uH$

9.3 DADOS DE PROJETO E DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES NO SI

Para comprovar a análise teórica, os seguintes parâmetros foram adotados para a construção do protótipo. Tensão de entrada de $E_2 = 450\,V$, tensão de saída de $E_1 = 90\,V$, e potência de saída de $P_1 = 2{,}6\,kW$.

9.3.1 Cálculos preliminares

A partir das especificações de projeto listadas acima, a corrente de saída, resistência de carga e o período de comutação são calculados por (9.62), (9.63) e (9.64), respectivamente.

$$I_1 = \frac{P_1}{E_1} = \frac{2{,}6\,kW}{90\,V} = 28{,}88\,A \tag{9.62}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = \frac{90\,V}{28{,}88\ A} = 3{,}11\ \Omega \tag{9.63}$$

$$T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{25\,kHz} = 40\,\mu s \tag{9.64}$$

O valor médio da corrente de entrada, levando em consideração um rendimento de 82 %, é obtido por meio da equação (9.65).

$$I_2 = \frac{P_1 \cdot 122\%}{E_2} = \frac{2{,}6\,kW \cdot 122\%}{450\,V} = 7\,\text{A} \tag{9.65}$$

9.3.2 Corrente parametrizada

A corrente de saída parametrizada no sentido inverso em MCD é dada por (6.81) e o cálculo é realizado em (9.66).

$$\overline{I_1} = \frac{2 \cdot I_1 \cdot L_2 \cdot f_S}{E_2} = \frac{2 \cdot 28{,}88\,A \cdot 68\,\mu H \cdot 25\,kHz}{450\,V} = 0{,}218 \tag{9.66}$$

9.3.3 Cálculo da razão cíclica

Com base na equação (6.80) do ganho estático no sentido inverso em MCD, obtêm-se o valor da razão cíclica por meio da equação (9.67).

$$D = \sqrt{\frac{E_1}{E_2} \cdot \frac{\overline{I_1}}{3}} = \sqrt{\frac{75V}{450V} \cdot \frac{0,218}{3}} = 0,121 \tag{9.67}$$

9.3.4 Dimensionamento dos interruptores S_4, S_5 e S_6

Nesta seção, são apresentados os cálculos de esforços de tensão e corrente, bem como as perdas dos interruptores S_4, S_5 e S_6.

9.3.4.1 Esforços nos interruptores S_4, S_5 e S_6

Os esforços de corrente e da máxima tensão de bloqueio serão determinados por meio das seguintes equações:

$$I_{S4..6_{max}} = I_{L2_{max}} = \frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2} = \frac{450\,V \cdot 0,121 \cdot 40\,\mu s}{68\,\mu H} = 31,93\,A \tag{9.68}$$

$$I_{S4..6_{med}} = I_{L2_{med}} = \frac{I_2}{3} = 2,31\,A \tag{9.69}$$

$$I_{S4..6_{ef}} = I_{L2_{ef}} = \frac{I_2}{3\sqrt{D}} = \frac{7\,A}{3\sqrt{0,121}} = 6,65\,A \tag{9.70}$$

$$V_{S4..6_{max}} = E_2 + \frac{E_1}{n_S{}'} = 450\,V + \frac{90\,V}{0,5} = 630\,V \tag{9.71}$$

O interruptor pode agora ser escolhido em função dos esforços descritos acima. A tecnologia adotada é MOSFET, modelo $APT40SM120J$ do fabricante Microsemi. Os parâmetros do interruptor utilizado são apresentados na Tabela 9.8.

Tabela 9.8. Principais dados do interruptor S_4 e S_5 e S_6

Especificação dos interruptores S_4 e S_5 e S_6			
Modelo	Estáticas (100 ℃)	Dinâmicas (150 ℃)	Térmicas (150 ℃)
$APT40SM120J$	$V_{DS} = 1200\,V$ $i_D = 23\,A$ $I_{DM} = 99\,A$ $R_{DS(on)} = 80\,m\Omega$	$t_r = 6\,ns$ $t_{d(off)} = 36\,ns$ $t_f = 17\,ns$ $E_{off} = 60\,\mu J$ $E_{on} = 225\,\mu J$	$R_{th_JC} = 0,91\,C^o/W$

9.3.4.2 Cálculo de perdas nos interruptores S_4, S_5 e S_6

O cálculo de perda é feito de maneira semelhante ao apresentado anteriormente na seção 8.2.4.2.

Para o cálculo de perdas por comutação do MOSFET, é necessário o tempo de entrada e saída em condução. A equação (9.72) define a perda durante o bloqueio, pois a perda na entrada em condução é nula em função do conversor operar no MCD.

$$P_{com_blo\ S4} = \frac{V_{DS} \cdot I_{S4_{ef}}}{2} f_S \left(t_f + t_{d(off)}\right) = \frac{630\,V \cdot 6,65\,A}{2} 25\,kHz\left(36\,ns + 17\,ns\right) = 2,77\,W \tag{9.72}$$

As perdas por condução são definidas por meio da equação (9.73).

$$P_{con_{S4}} = R_{DS(on)} \cdot \left(I_{S4_{ef}}\right)^2 = 80\,m\Omega \cdot \left(6,65\ A\right)^2 = 3,54\,W \tag{9.73}$$

Assim, as perdas totais nos interruptores S_4 S_5 e S_6 podem ser definidas pelo somatório das perdas produzidas durante a comutação e condução, conforme equação (9.74).

$$P_{Total_{S4}} = 3\left(P_{com_blo\ S4} + P_{con_{S4}}\right) = 3\left(2,77\,W + 3,54\,W\right) = 18,95\,W \tag{9.74}$$

9.3.5 Dimensionamento dos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}.

A seguir serão calculados os esforços de corrente, tensão e as perdas em condução e comutação, além do dimensionamento dos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}.

9.3.5.1 Esforços nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}

O valor máximo, médio e eficaz da corrente são a seguir.

$$I_{D10..12_{max}} = I_{L1_{max}} = \frac{E_2 \cdot D \cdot T_S}{L_2 \cdot n_S{}'} = \frac{450\,V \cdot 0,121 \cdot 40\,\mu s}{68\,\mu H \cdot 0,5} = 63,86\,A \tag{9.75}$$

$$I_{D10..12_{med}} = I_{L1_{med}} = \frac{I_1}{3} = 9,63\,A \tag{9.76}$$

$$I_{D10..12_{ef}} = \frac{E_2 \cdot D}{2\,L_2 \cdot n_S{}' \cdot f_S} \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_{L1\,max}}{E_1 \cdot T_S}} = \frac{450\,V \cdot 0,121}{2 \cdot 68\ \mu H \cdot 0,5 \cdot 25\,kHz} \sqrt{\frac{17\,\mu H \cdot 63,86\,A}{90\,V \cdot 40\,\mu s}} = 17,53\,A \tag{9.77}$$

A tensão reversa máxima sobre os diodos D_{10}, D_{11} e D_{12} é determinada por meio da equação (9.78).

$$V_{D10...12_{max}} = E_2 \cdot n_S{}' + E_1 = 450V \cdot 0,5 + 90V = 315V \tag{9.78}$$

O componente $IDW30G65C5$ da Infineon Technologies foi adotado para os D_{10}, D_{11} e D_{12}. A Tabela 9.9 apresenta os principais parâmetros do componente adotado.

Tabela 9.9. Principais dados do diodo D_{10}, D_{11} e D_{12}

Especificação dos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}			
Modelo	Característica elétrica (150 °C)		
$3\ x\ IDW30G65C5$	$V_R = 650\ V$ $I_F = 30\ A$	$Q_C = 42\ nC$ $V_F = 1,8\ V$	$R_{th_JC} = 0,8\ K/W$

9.3.5.2 Cálculo de perdas nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}

As perdas em condução nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}, são representadas pela equação (9.79).

$$\begin{aligned} P_{cond_{D10...12}} &= V_F \cdot I_{D10..12\,med} + r_{D10...12} \cdot \left(I_{D10\,ef}\right)^2 \\ &= 1,8\ V \cdot 9,63\ A + 0,019\,\Omega \cdot \left(17,53\ A\right)^2 = 16,79\ W \end{aligned} \tag{9.79}$$

Por meio da equação anterior, é possível estimar a perda total nos três diodos, conforme (9.80).

$$P_{Total_{D10..12}} = 3\,P_{cond_{D10..12}} = 50,38\,W \tag{9.80}$$

9.3.6 Projeto físico dos indutores T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}

O projeto físico dos indutores foi realizado no item 9.1.4 sendo esse o pior caso para a operação do conversor.

9.3.6.1 Cálculo de perdas no indutor de entrada

c) Perdas no cobre

A perda no cobre é calculada utilizando os resultados de (9.27), (9.28), (9.77) e (9.70), como mostrada na equação (9.81).

$$\begin{aligned} P_{cobre} &= R_{pri} \cdot {I_{L1_{ef}}}^2 + R_{sec} \cdot {I_{L2_{ef}}}^2 \\ &= 0,026\,\Omega \cdot \left(17,53\ A\right)^2 + 0,081\,\Omega \left(6,65\ A\right)^2 = 12\,W \end{aligned} \tag{9.81}$$

d) Perdas magnéticas

A perda no elemento magnético é realizada utilizando a metodologia do fabricante Portanto, para o tipo de material adotado, o valor máximo e mínimo do campo magnético H, são calculados abaixo. A equação é escrita em função do valor eficaz da corrente, do número de espiras e comprimento magnético médio do núcleo.

$$H_{AC_{max}} = \frac{n_{sec}}{le}\left(I_{L2_{med}} + \frac{I_{L2_{max}}}{2}\right) = \frac{26}{185\,mm}\cdot\left(2{,}31\,A + \frac{31{,}93\,A}{2}\right) = 25{,}68\ A\,/\,cm \quad (9.82)$$

$$H_{AC_{min}} = \frac{n_{sec}}{le}\left(I_{L2_{med}} - \frac{I_{L2_{max}}}{2}\right) = \frac{26}{185\,mm}\cdot\left(2{,}31\,A - \frac{31{,}93\,A}{2}\right) = \text{-}19{,}19\ A\,/\,cm \quad (9.83)$$

Substituindo o resultado das equações (9.82) e (9.83) na expressão (8.31), obtêm-se as expressões para a densidade máxima e mínima do fluxo magnético abaixo.

$$B_{AC_{max}} = \left(\frac{5{,}868\cdot10^{-5} + 9{,}362\cdot10^{-5}\cdot\left(25{,}68\ \frac{A}{cm}\right) + 9{,}011\cdot10^{-6}\cdot\left(25{,}68\ \frac{A}{cm}\right)^2}{1 - 3{,}682\cdot10^{-4}\cdot\left(25{,}68\ \frac{A}{cm}\right) + 8{,}747\cdot10^{-6}\left(25{,}68\ \frac{A}{cm}\right)^2}\right)^{0{,}5} = 0{,}092\ \ T \quad (9.84)$$

$$B_{AC_{min}} = \left(\frac{5{,}868\cdot10^{-5} + 9{,}362\cdot10^{-5}\cdot\left(\text{-}19{,}19\,\frac{A}{cm}\right) + 9{,}011\cdot10^{-6}\cdot\left(\text{-}19{,}19\,\frac{A}{cm}\right)^2}{1 - 3{,}682\cdot10^{-4}\cdot\left(\text{-}19{,}19\,\frac{A}{cm}\right) + 8{,}747\cdot10^{-6}\left(\text{-}19{,}19\,\frac{A}{cm}\right)^2}\right)^{0{,}5} = 0{,}04\ T \quad (9.85)$$

A excursão da densidade de fluxo magnético é definida pela equação (9.86).

$$Bpk = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{AC_{max}} - B_{AC_{min}}}{2} = \frac{0{,}092\,T - 0{,}04\,T}{2} = 0{,}026\ T \quad (9.86)$$

As perdas volumétricas do matérial podem agora ser estimadas utilizando a equação (9.87) com os coeficientes do material escolhido, onde o valor da frequência deve estar em kHz e o fluxo em Tesla.

$$P_L = k \cdot {B_{pk}}^{\alpha} \cdot f^{\beta} = 120 \cdot \left(0,029\,T\right)^{2,09} \cdot \left(3 \cdot 25\,kHz\right)^{1,46} = 31,92\ \frac{mW}{cm^3} \tag{9.87}$$

A perda no núcleo é calculada pela equação (9.88), que é uma função da perda volumétrica, comprimento do caminho magnético e da área central do núcleo.

$$P_{núcleo} = P_L \cdot le \cdot A_e = 31,92\ mW\ /\ cm^3 \cdot 185\,mm \cdot 389\,mm^2 = 2,29\ W \tag{9.88}$$

Com as equações (9.81) e (9.88) é possível obter a perda total do indutor acoplado, que é composta pelo somatório da perda no cobre mais a perda no núcleo, conforme equação (9.89).

$$P_{Total\,TF} = 3\left(P_{cobre} + P_{núcleo}\right) = 3\left(11,93\ W + 2,29\,W\right) = 42,69\ W \tag{9.89}$$

9.3.7 Circuito do grampeamento utilizado no sentido inverso

Um circuito de grampeador tipo RCD também foi utilizado para limitar a sobretensão do interruptor ocasionada pela dispersão dos indutores. O ajuste do capacitor e resistor foi realizado por meio de simulação, onde a tensão de grampeamento escolhida foi próxima do valor máximo de tensão do interruptor, visando minimizar a energia dissipada no resistor.

Tabela 9.10: Componentes do circuito RCD adotados.

Especificação	Valor
Capacitores do grampeamento (C_g), $B32654A1104$	$600\,V\ \ 300\,nF$
Resistores do grampeamento (R_g)	$550\,\Omega, 200\,W$
Diodos de grampeamento (D_g), $STTH15S12W$	$15\,A\ \ 1200\,V$

A potência drenada pelo resistor do grampeamento foi retirada dos resultados experimentais e atingiu aproximadamente $150\,W$ em cada interruptor.

9.3.8 Rendimento teórico do conversor no sentido inverso

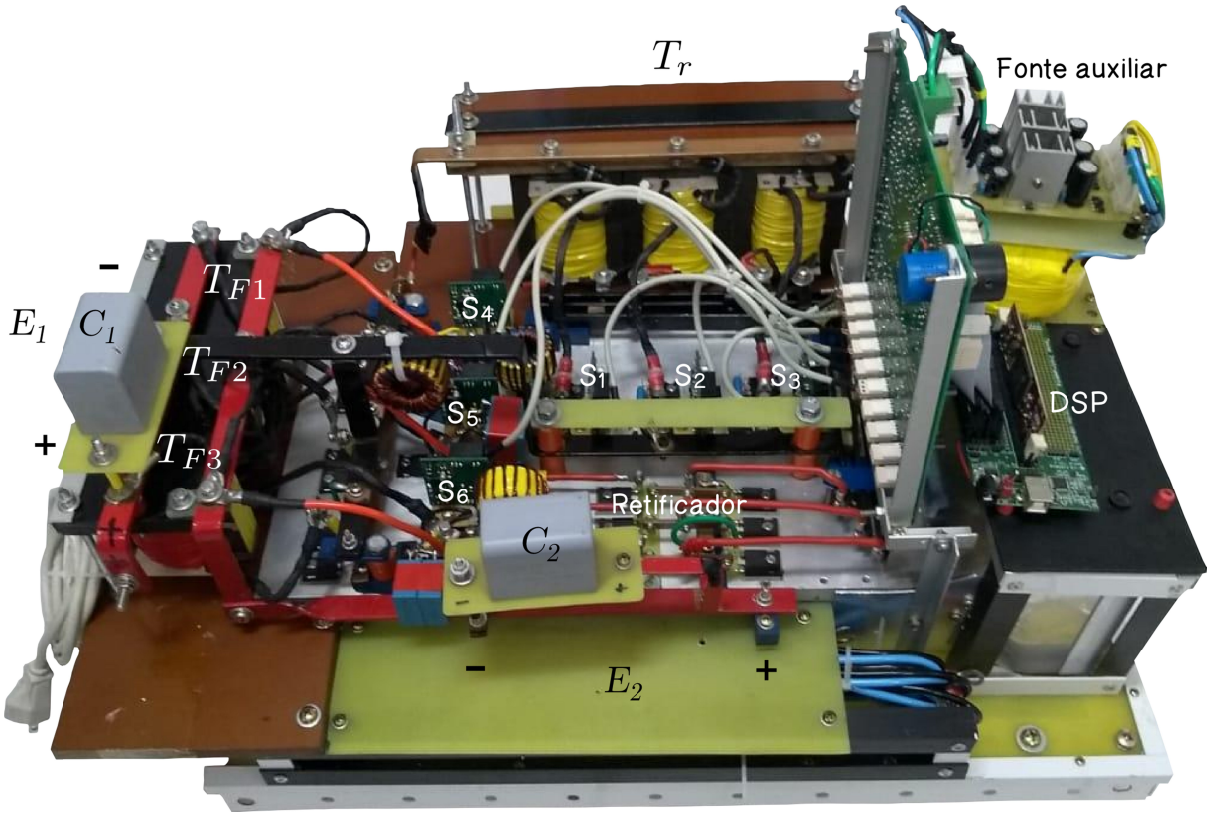
De posse dos cálculos das perdas nos componentes passivos e ativos, o rendimento teórico do conversor em condições de potência nominal, é dado pela equação (9.90).

$$\begin{aligned} \eta_{teórico} &= \frac{P_1}{P_1 + (P_{Total_{D10..12}} + P_{Total_{S4}} + P_{Total\,TF1} + P_{Gr})} \\ &= \frac{2.6\ kW}{2,6\ kW + 50,38\,W + 18,95\,W + 42,69\,W + 467\,W} \\ &= \ \ 81,8\ \% \end{aligned} \tag{9.90}$$

9.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO DIRETO

Do mesmo modo que na seção 8.4, esta apresenta os resultados experimentais do protótipo de laboratório operando na região R2 em MCC, os quais foram obtidos em regime permanente para as seguintes condições de operação: tensão de entrada de 90 V, tensão de saída de 450 V, potência de saída de 4 kW, e razão cíclica de 34,1 %. Bem como, apresentam os resultados para a região R1, região R3 e para as condições de fronteira entre as regiões ($D = 1/3\ e\ D = 2/3$). A foto do protótipo experimental da segunda topologia é mostrada na Figura 9.3, onde são identificados os principais componentes.

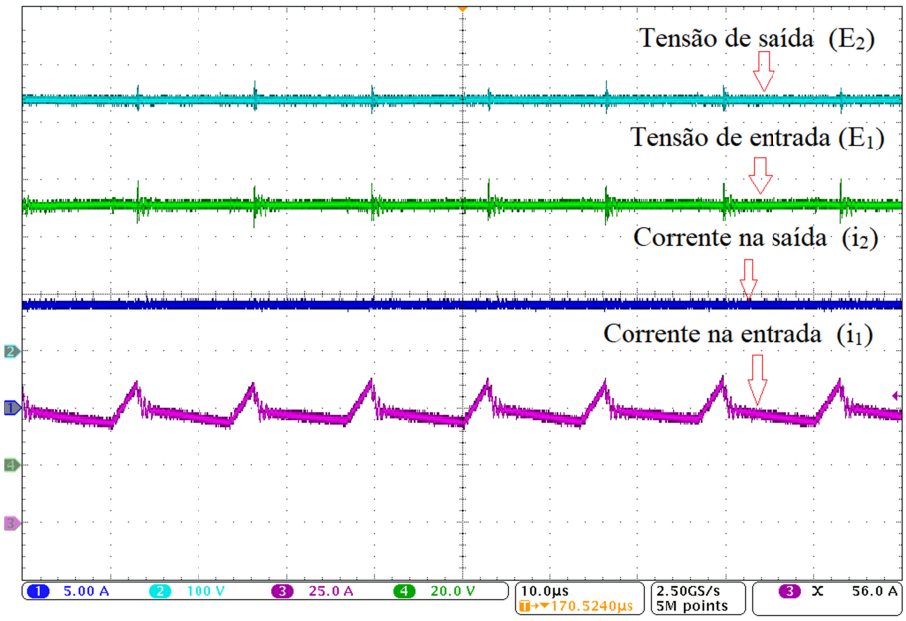
Figura 9.3: Foto da estrutura completa da segunda topologia proposta.



9.4.1 Resultados experimentais para R2

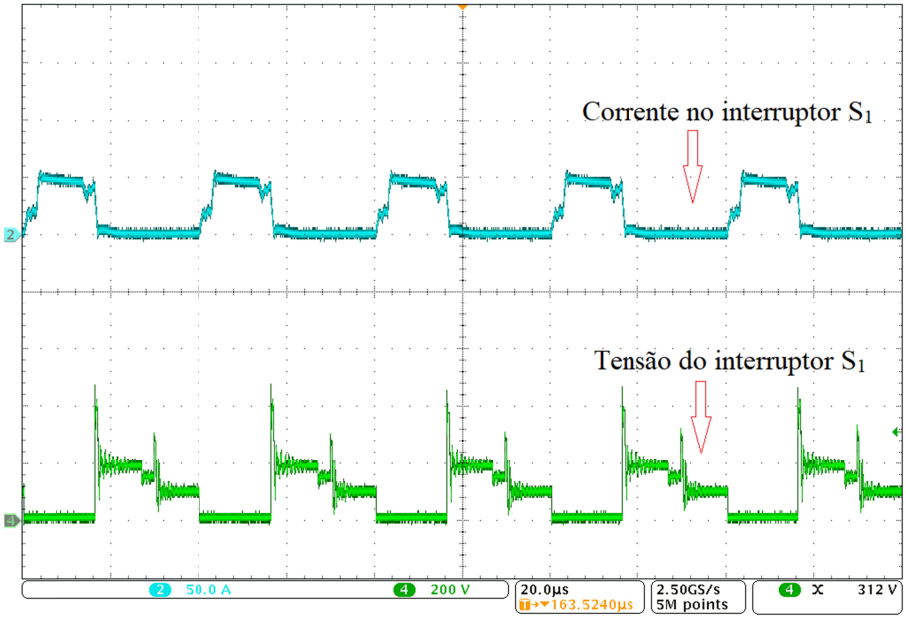
Nesta seção são mostrados os resultados experimentais para a segunda topologia operando em R2 com potência nominal de 4 kW. A Figura 9.4 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na entrada e na saída do conversor. Verifica-se claramente que a frequência de ondulação da corrente de entrada é o triplo da frequência de comutação, de acordo com a análise teórica e demonstrada na simulação numérica. Além disso, a tensão de entrada e de saída tem valor esperado, confirmando o ganho estático.

Figura 9.4: Corrente e tensão na entrada e na saída.



A tensão e a corrente no interruptor S_1 encontram-se na Figura 9.5. A tensão de pico registrada atinge o valor de $440\,V$, provocada pela indutância de dispersão do transformador durante o bloqueio do mesmo, porém esta sobretensão é limitada por um circuito de amortecimento tipo RCD empregado.

Figura 9.5: Corrente e tensão no interruptor S_1.



A tensão e corrente em um diodo do grupo superior (D_3) e do grupo inferior (D_6) encontram-se na Figura 9.6. Observa-se que a tensão máxima nos diodos é o próprio valor da tensão de saída ($E_2 = 450\,V$).

A formas de onda de tensão e corrente em um enrolamento primário (L_{P1}) e no enrolamento secundário (L_{S1}) são apresentadas na Figura 9.7. Verifica-se que a forma de onda da corrente no enrolamento primário é a mesma que passa pelo interruptor S_1.

Figura 9.6: Corrente e tensão nos diodos D_3 e D_6.

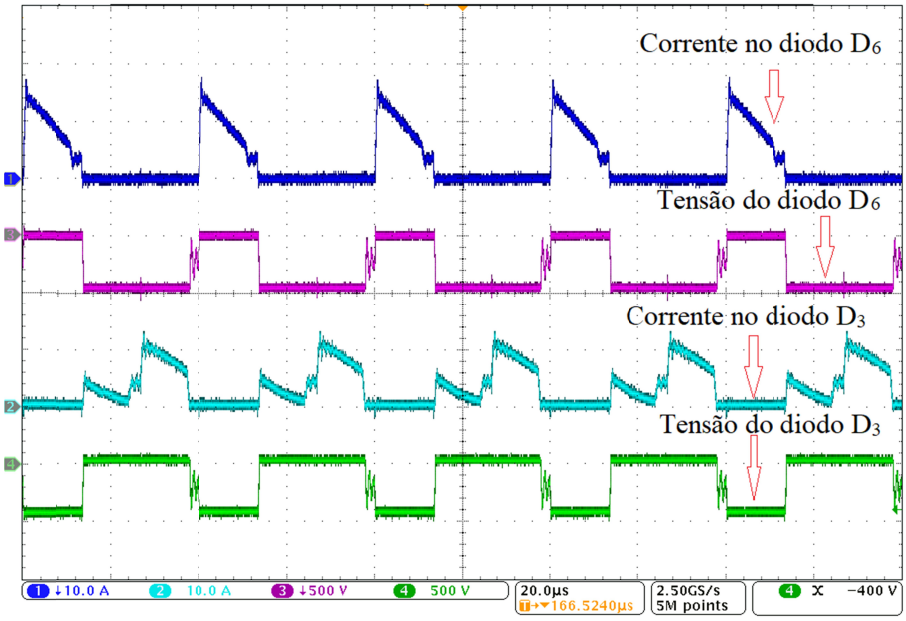
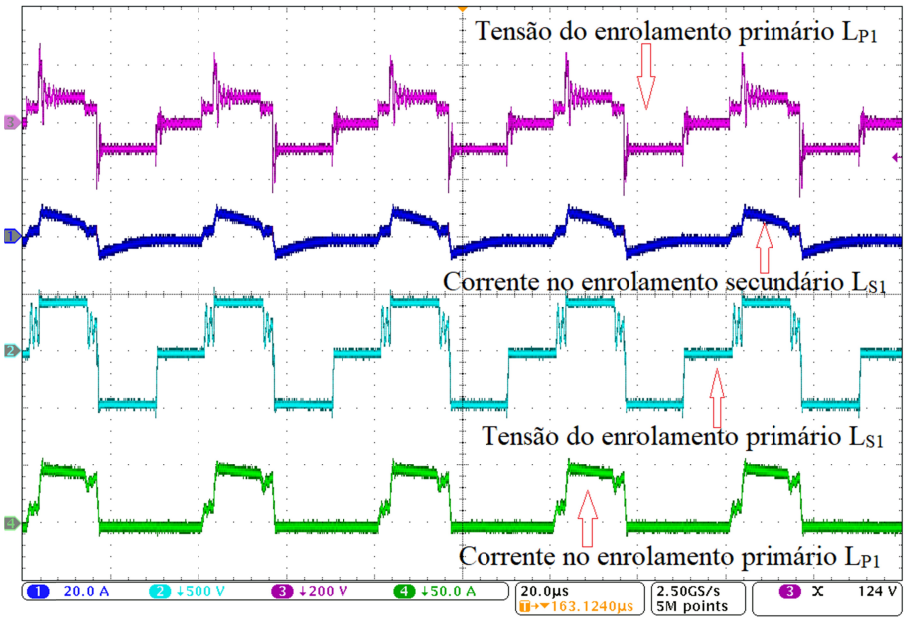


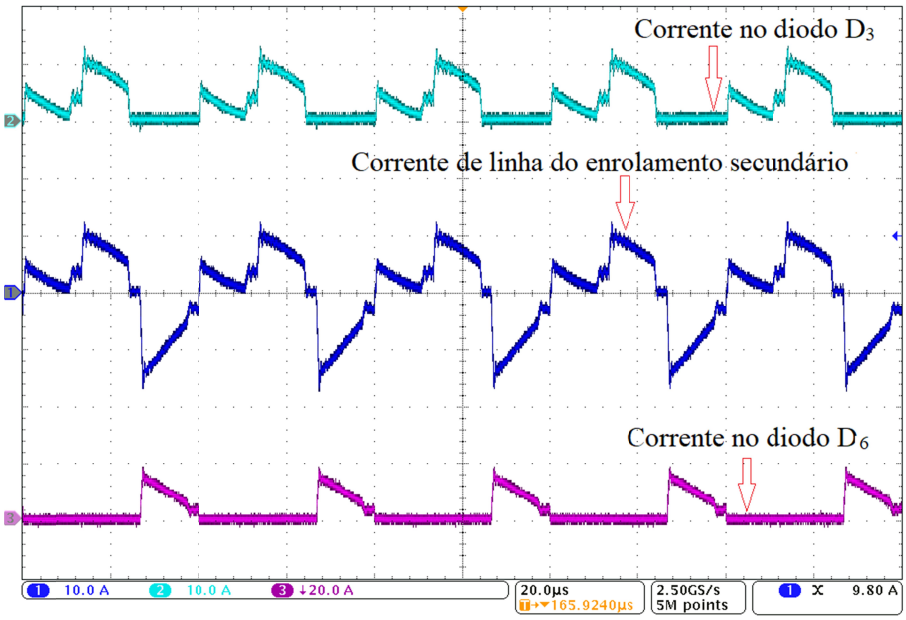
Figura 9.7: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_{R1}.



A Figura 9.8 apresenta as formas de onda das correntes nos diodos D_3 e D_4 junto com a corrente de linha do enrolamento secundário do transformador T_{R1}. Vê-se que o

somatório das correntes instantâneas nos diodos é igual a corrente de linha do enrolamento secundário.

Figura 9.8: Corrente de linha do enrolamento secundário de T_{R1} e corrente em D_3 e D_6.



9.4.2 Resultados experimentais para R3

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais em R3 para a validação da análise teórica e de simulação apresentada nos capítulos anteriores. Na Figura 9.9, são mostrados os resultados experimentais que correspondem à tensão de entrada de 45 V, tensão de saída de 450 V, potência de saída de 2,5 kW e valor da razão cíclica dada por (9.91). Os resultados mostram que a frequência da corrente de entrada é três vezes maior que a frequência de comutação.

$$D = \frac{3\,E_2 - 2\,E_1 \cdot n_T}{3\,E_2} = \frac{3 \cdot 450\,V - 2 \cdot 45\,V \cdot 5}{3 \cdot 450\,V} = 0,68 \tag{9.91}$$

A Figura 9.10 apresenta a tensão e corrente no interruptor S_3. As formas de onda têm formato semelhante às apresentadas na análise teórica e na simulação numérica conforme mostra nos capítulo 6. Além disso, observa-se que a sobretensão no interruptor S_3 em R3 é menor que a apresentada em R2.

Figura 9.9: Corrente e tensão na entrada e na saída.

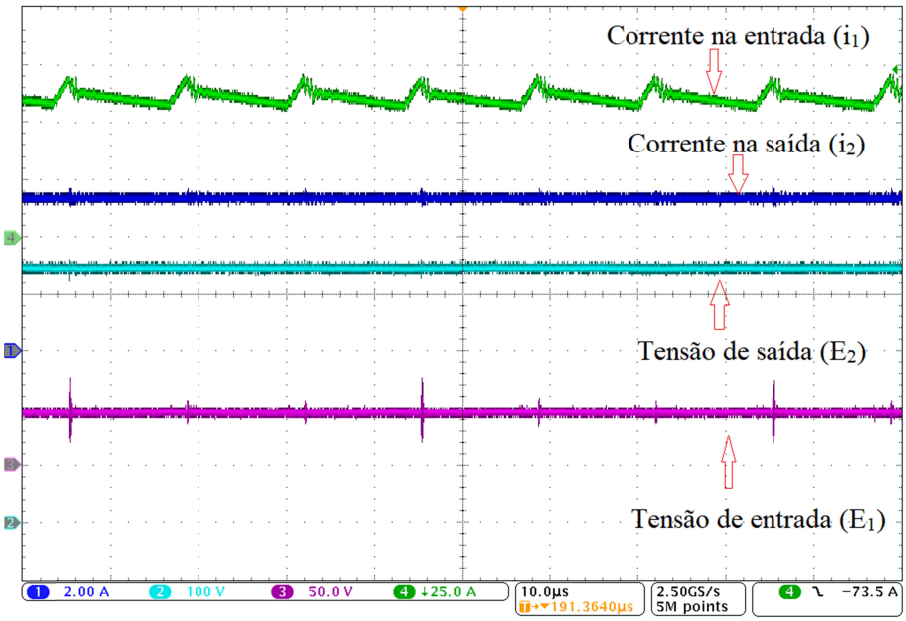
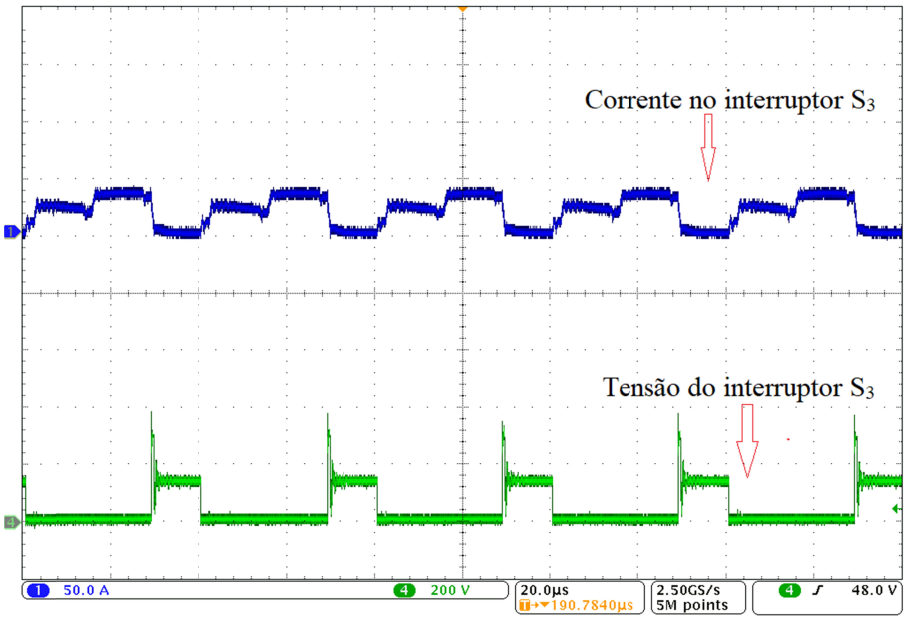


Figura 9.10: Corrente e tensão no interruptor S_1.



As formas de ondas de tensão e corrente dos diodos D_2 e D_5, do retificador trifásico, são ilustradas na Figura 9.11. Vê-se que a tensão máxima nos diodos é o próprio valor da tensão de saída e as formas de onda de corrente têm formato semelhante aos apresentados na análise teórica e na simulação numérica.

Na Figura 9.12, são mostradas as formas de onda da corrente e tensão no lado primário e secundário do transformador TR.

Figura 9.11: Corrente e tensão nos diodos D_2 e D_5.

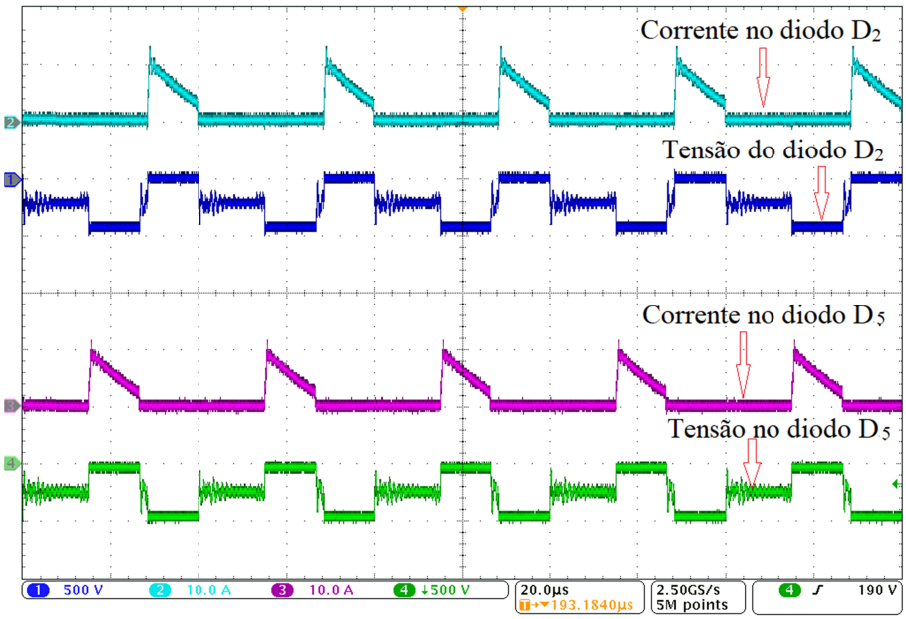
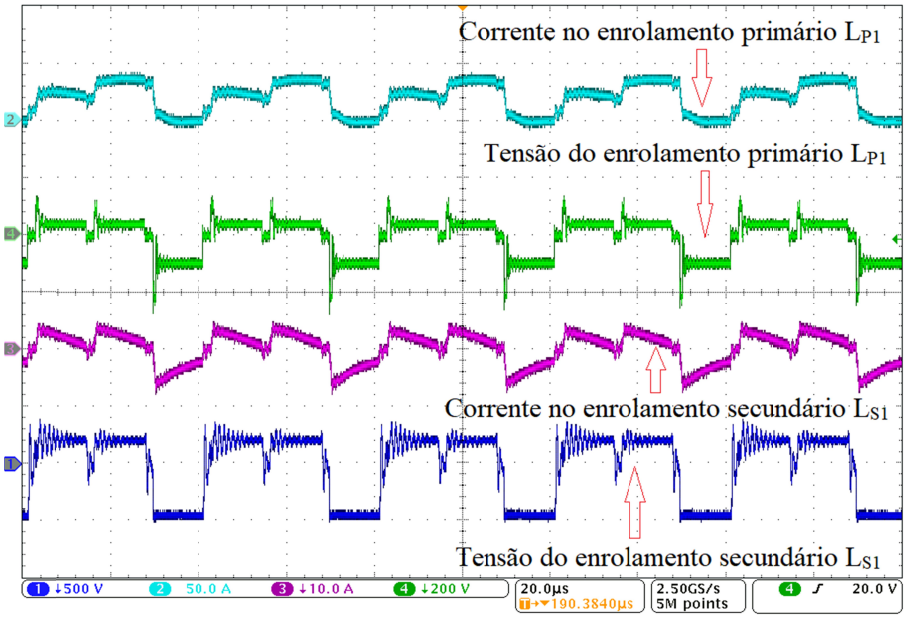


Figura 9.12: Corrente e tensão no enrolamento primário e secundário de T_R.



9.4.3 Resultados experimentais em R1 e para fronteira entre as regiões.

Nesta seção, apresentam-se alguns resultados experimentais do conversor para região R1 e para os pontos entre as regiões.

Na Figura 9.13 são apresentados os resultados experimentais para a região R1 que correspondem à tensão de entrada de $90\,V$, tensão de saída de $75\,V$, potência de saída de $1{,}2\,kW$ e razão cíclica de 0,112 Os resultados revelam que a frequência da ondulação de corrente na entrada é três vezes maior que a frequência de comutação.

Na Figura 9.14 são mostradas as formas de onda da corrente no diodo superior (D_2) e no diodo inferior (D_5) do retificador trifásico, juntamente com a corrente de linha no enrolamento secundário do transformador T_R.

Figura 9.13: Corrente e tensão na entrada e na saída.

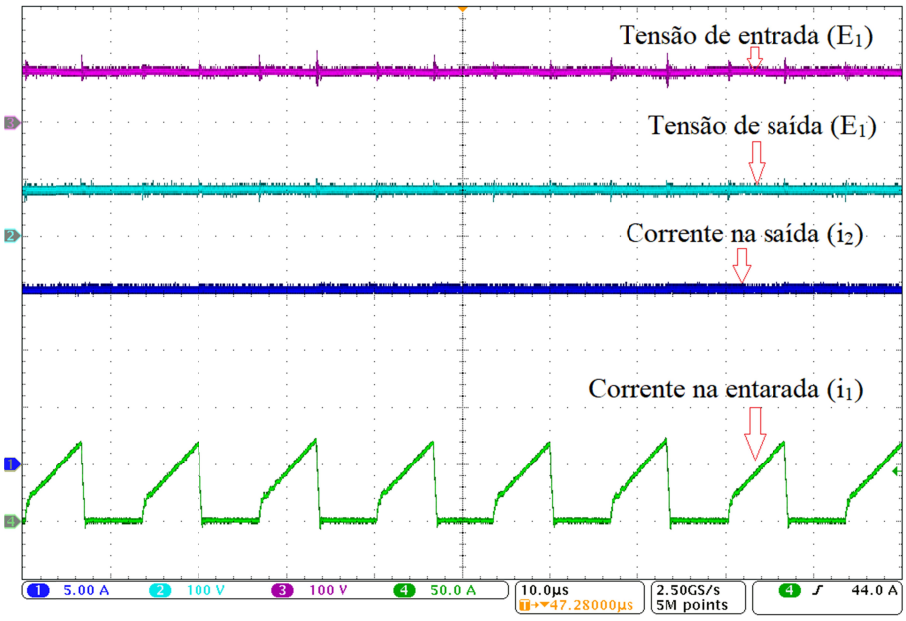
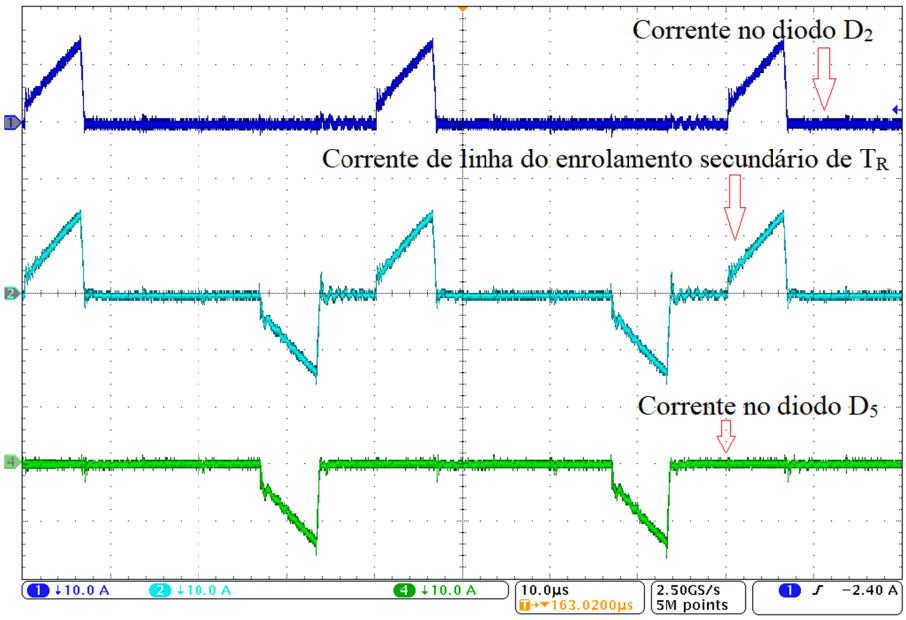


Figura 9.14: Corrente de linha do enrolamento secundário de T_R.



Na Figura 9.15 e Figura 9.16 são apresentados os resultados para a região de fronteira, onde os valores da razão cíclica são de 1/3 e de 2/3, respectivamente. Verifica-se em ambos os pontos de operações, a ondulação de corrente de entrada é praticamente nula. As tensões aplicadas na entrada para ambas as fronteiras são calculadas por meio das equações (9.92) e (9.93), mantendo a tensão de saída constante (450 V).

Figura 9.15: Corrente na entrada e na saída, sinal do comando de S_1 e tensão de saída para D = 1/3.

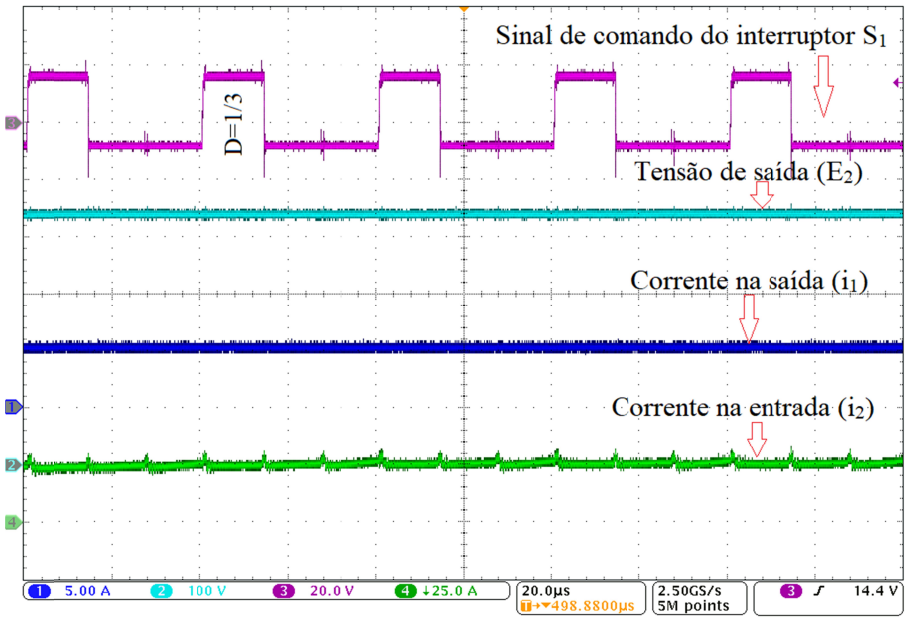
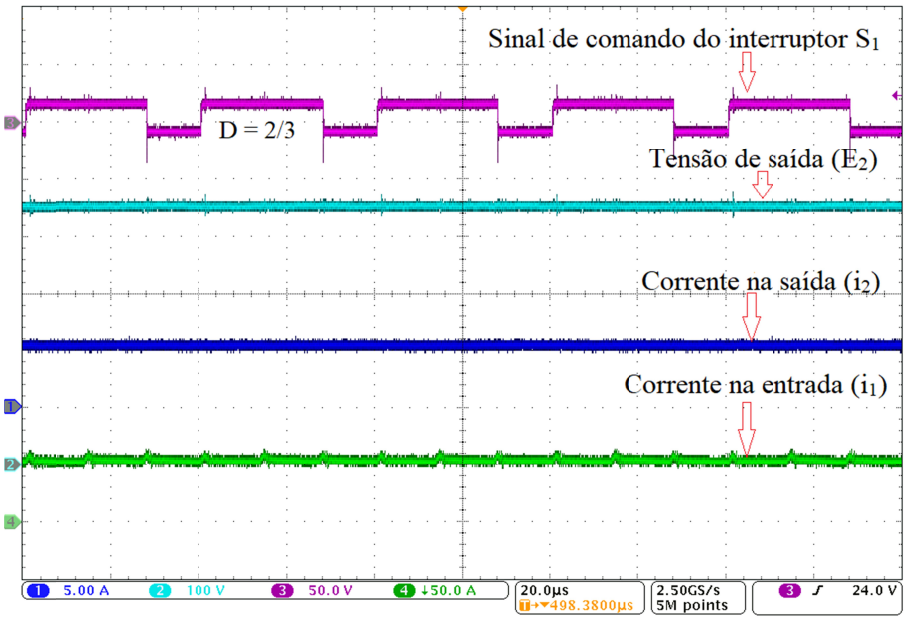


Figura 9.16: Sinal do comando de S_1 e corrente em L_1/L_2, e tensão de S_1 para D = 2/3.



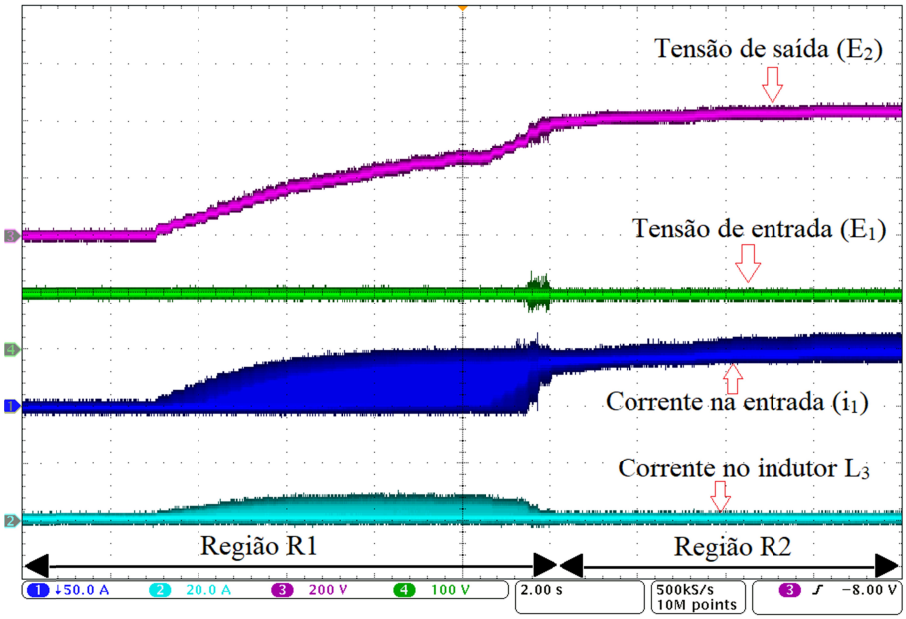
$$E_1 = \frac{E_2}{n_T} = \frac{450\,V}{5} = 90\,V \quad para \quad D = 1/3 \tag{9.92}$$

$$E_1 = \frac{E_2}{2\,n_T} = \frac{450\,V}{25} = 45\,V \quad para \quad D = 2/3 \tag{9.93}$$

Do mesmo modo que na Figura 8.26, a Figura 9.17 ilustra a tensão e a corrente na entrada e na saída do conversor durante a aplicação de uma partida suave, iniciando com razão cíclica no seu valor mínimo (0) até seu valor nominal na região R2. Os resultados experimentais obtidos confirmam que a região R1 possibilita realizar uma partida suave e a

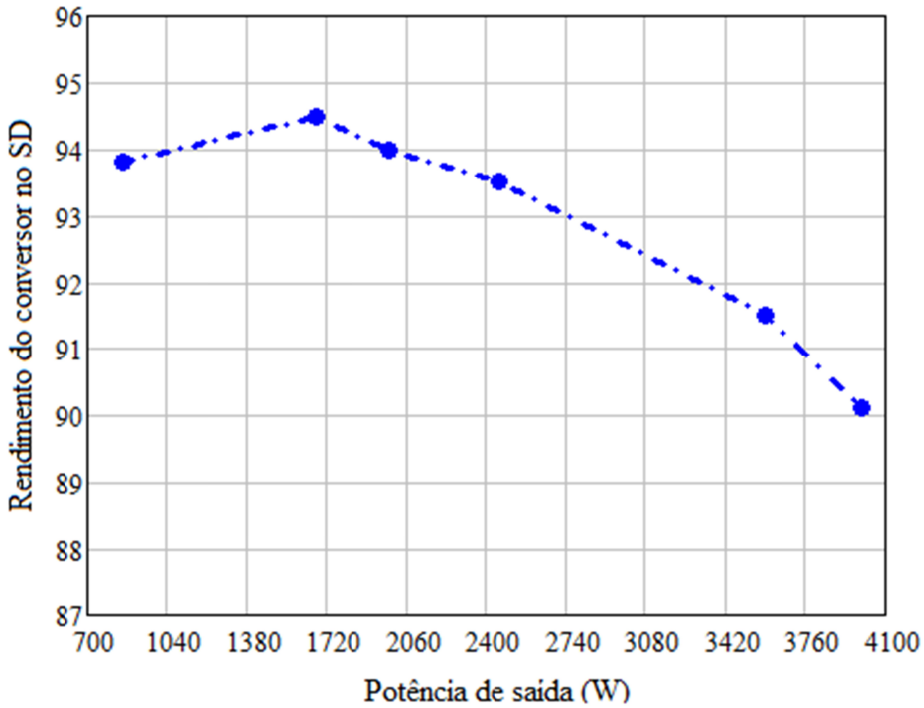
pré-carga do capacitor de saída sem drenar elevadas correntes da fonte de alimentação, evitando danos e degradações prematuras de componentes e do sistema.

Figura 9.17: Partida suave durante a inicialização (D = 0 até D = 0,444).



Finalmente, o rendimento da segunda topologia operando no sentido direto é obtido para diferentes condições de carga, conforme apresentado na Figura 9.18. O melhor rendimento foi de 94,5 % para 42,5 % de potência nominal. À medida que a potência aumenta, as perdas nos elementos provocam a queda do rendimento novamente. Em potência nominal o rendimento obtido ficou em torno de 90,2 %.

Figura 9.18: Rendimento do conversor.



9.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SENTIDO INVERSO

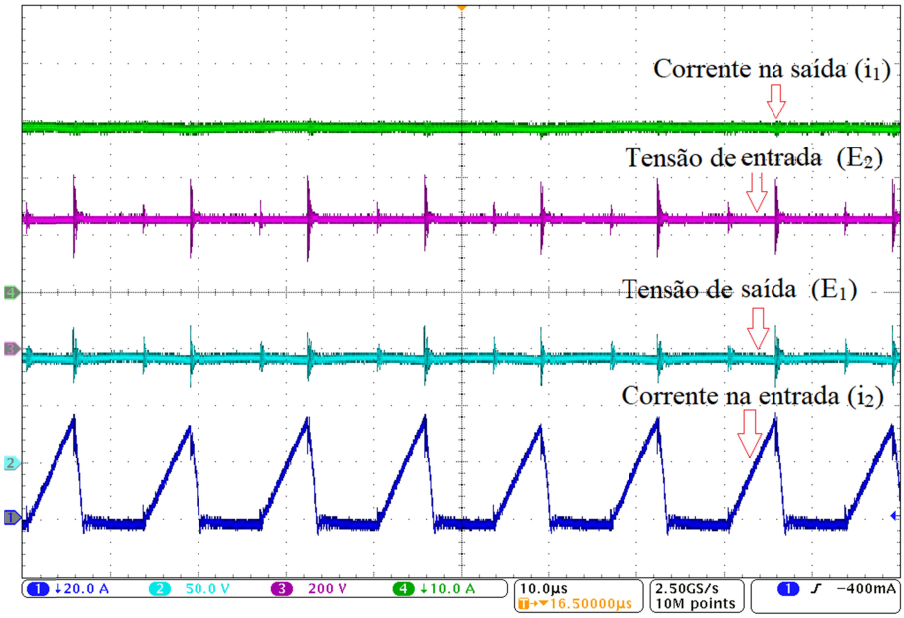
Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais da segunda topologia, operando no sentido inverso no MCD. Onde as condições de operação são; tensão de entrada de $450\,V$, tensão de saída de $90\,V$, potência de saída de $2{,}6\,kW$, e razão cíclica de 20 %. Como feito anteriormente na primeira topologia, para melhorar a eficiência, emprega-se outro tipo do circuito de grampeamento não dissipativo tipo LCD, além do tipo dissipativo RCD. Os resultados experimentais serão salientados em ambos os circuitos de grampeamento.

9.5.1 Resultados experimentais com grampeamento RCD

Nesta seção são apresentadas as principais formas de ondas da segunda topologia utilizando o grampeamento RCD.

As formas de onda da corrente e tensão na entrada e na saída são mostradas na Figura 9.19. Verifica-se um formato descontínuo da corrente de entrada, contudo a amplitude da corrente apresenta um valor de aproximadamente 32 A.

Figura 9.19: Corrente e tensão na entrada e na saída



Na Figura 9.20, são mostradas a tensão e a corrente no diodo D_{12} e no interruptor S_6. As formas de onda obtidas são conforme o esperado. Vê-se que a sobretensão no interruptor atinge o valor proximamente de $1000\,V$. Bem como, observa-se que a máxima tensão sobre o diodo é grampeada naturalmente na tensão calculada por (9.78).

As formas de onda experimentais da corrente, e da tensão no indutor acoplado e no capacitor de saída C_1, são mostradas na Figura 9.21 e Figura 9.22, respectivamente.

Figura 9.20: Corrente e tensão no interruptor S_6 e no diodo D_{12}.

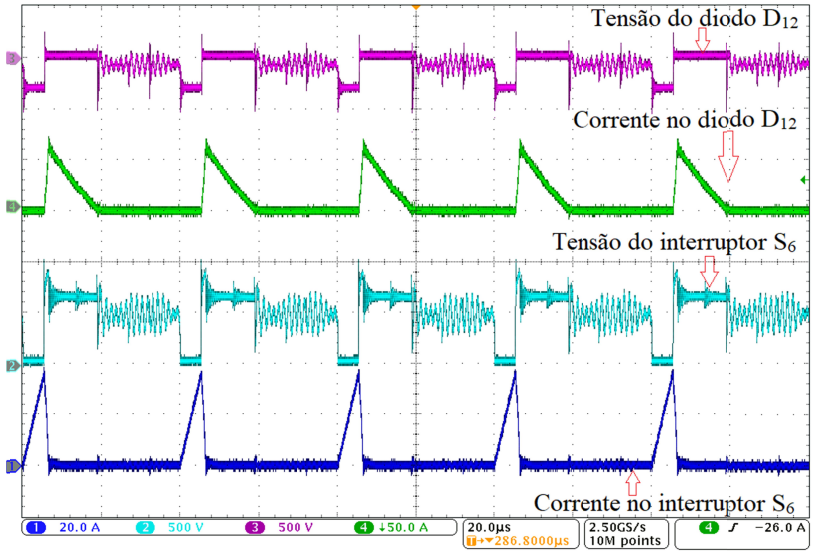


Figura 9.21: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F

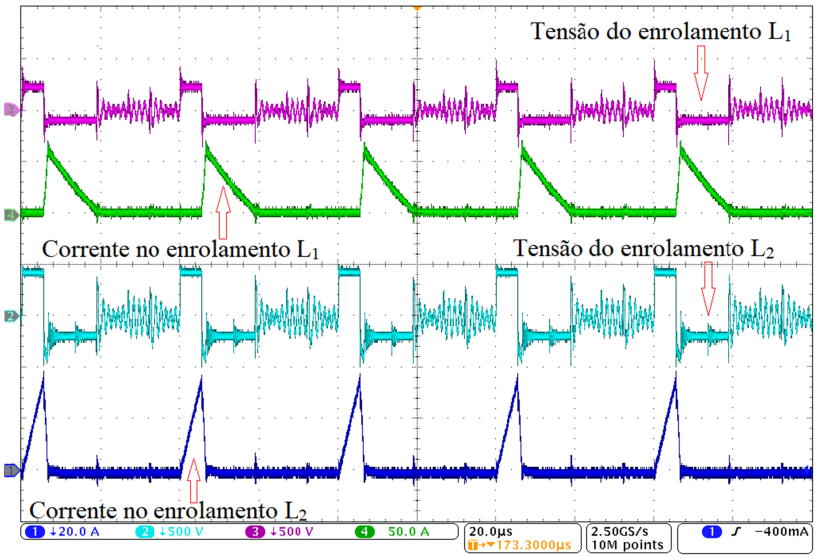
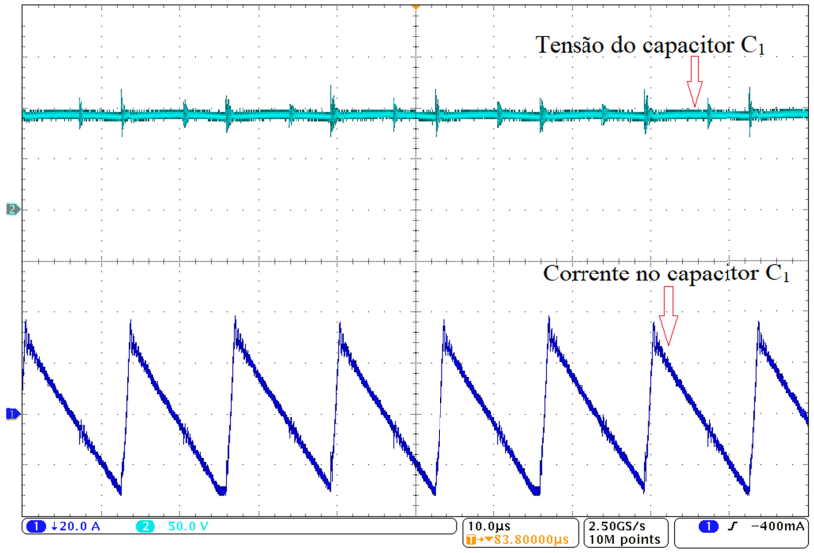


Figura 9.22: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1.

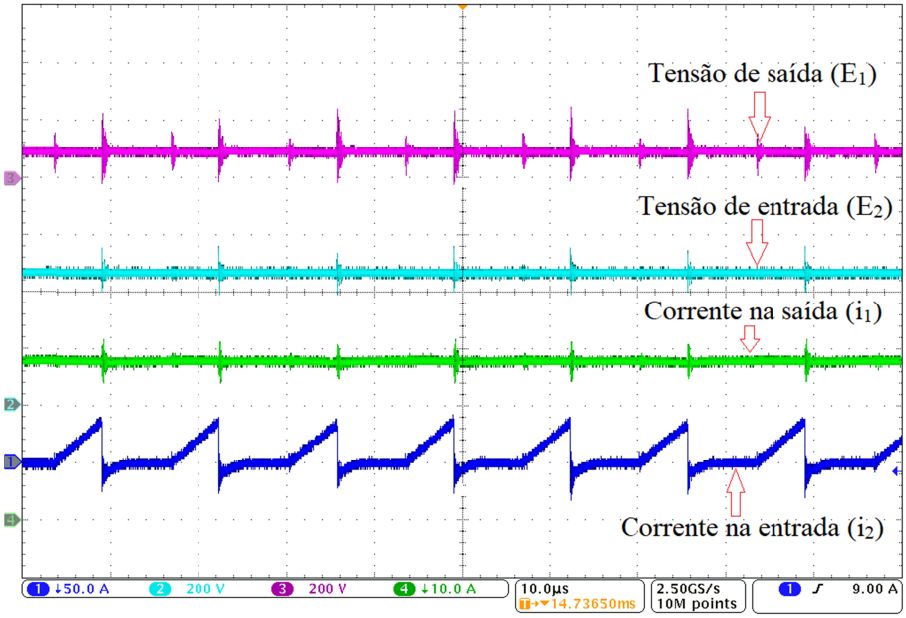


9.5.2 Resultados experimentais com grampeamento LCD

Conforme descrito na seção anterior, as formas de onda utilizando agora o circuito de grampeamento LCD são apresentadas sob as mesmas condições de operação.

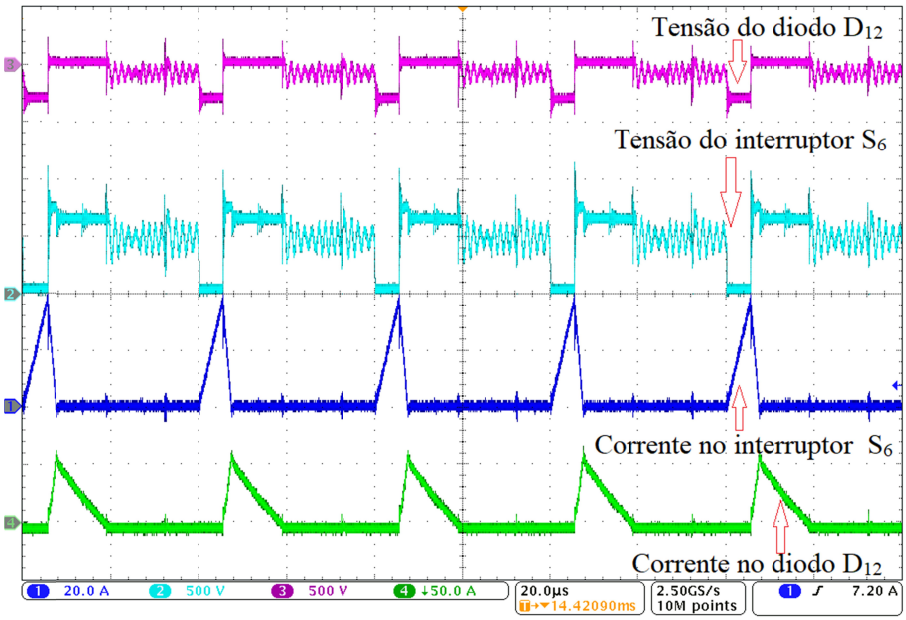
A Figura 9.23, apresenta as formas de onde de tensão e corrente na entrada e na saída.

Figura 9.23: Corrente e tensão na entrada e na saída



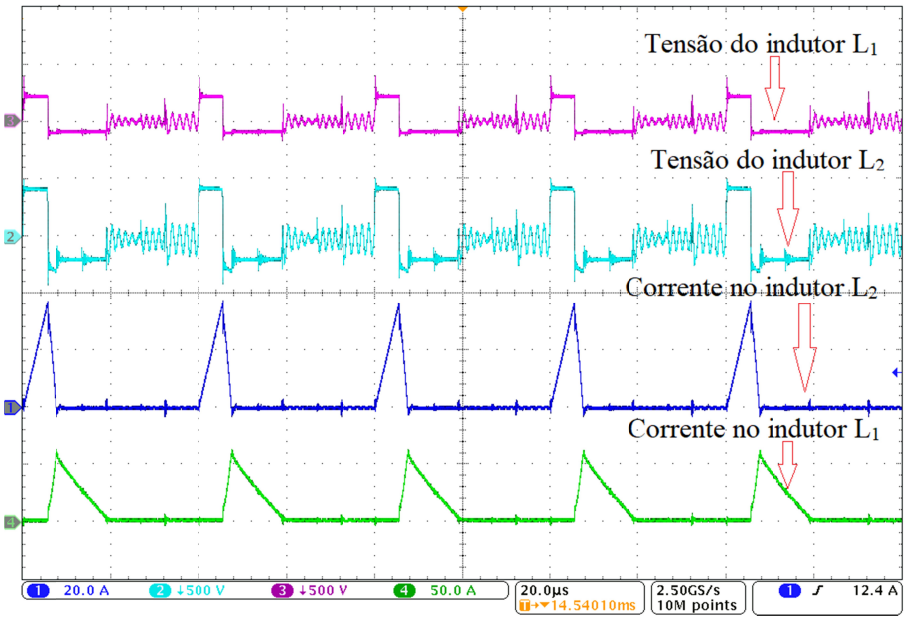
A Figura 9.24, apresenta a tensão e corrente sobre o diodo de saída e a corrente e tensão sobre o interruptor principal.

Figura 9.24: Corrente e tensão no interruptor S_6 e no diodo D_{12}.



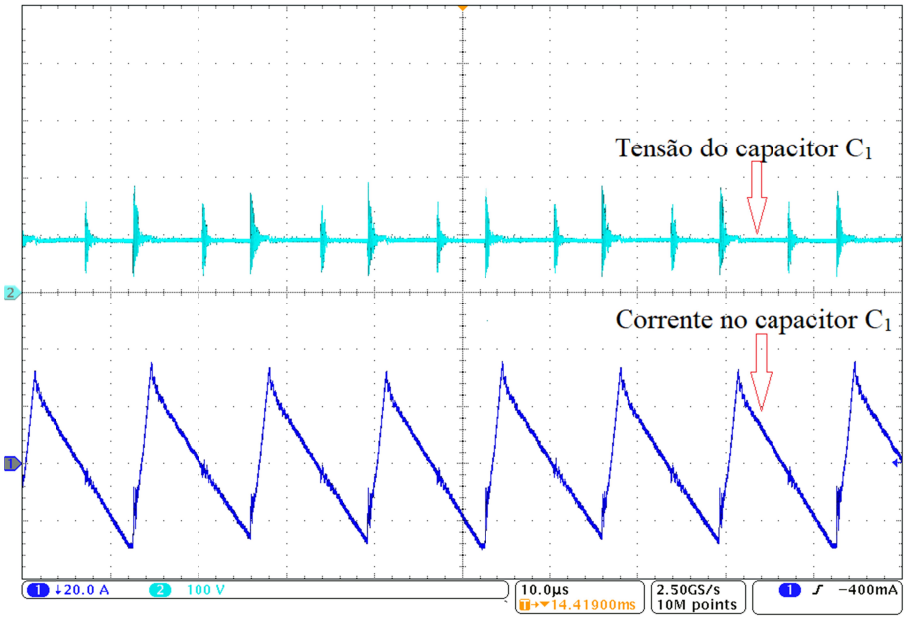
As tensões e correntes no indutor acoplado são ilustrados na Figura 9.25.

Figura 9.25: Corrente e tensão no indutor acoplado T_F



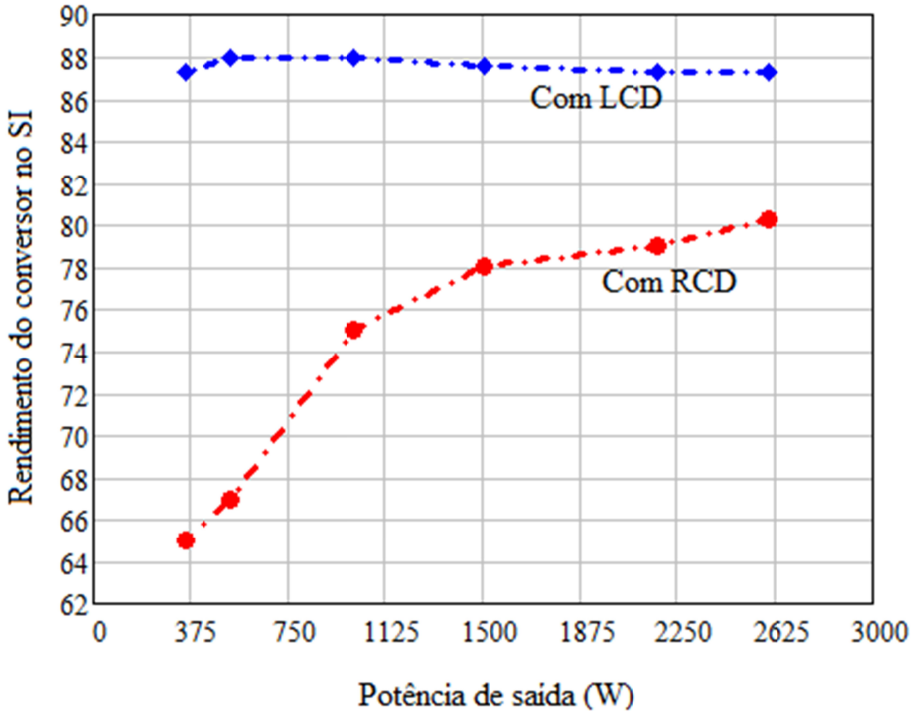
A tensão e a corrente aplicadas ao capacitor de saída são ilustradas na Figura 9.26 com a utilização do grampeamento LCD.

Figura 9.26: Corrente e tensão no capacitor de saída C_1.



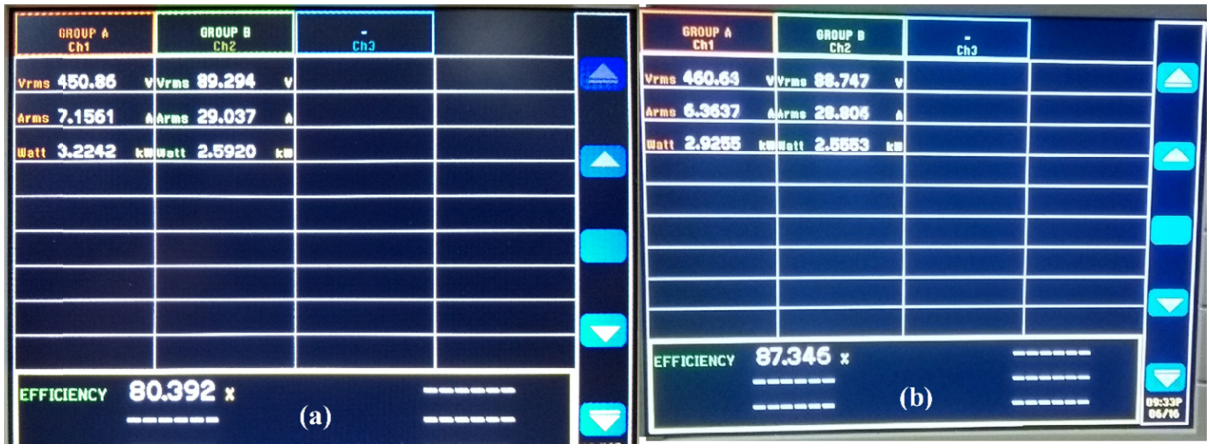
A curva de rendimento como uma comparação utilizando o grampeamento RCD e LCD é ilustrada na Figura 9.27. Conforma já constatado no projeto anterior, verifica-se uma elevação significativa do rendimento com a utilização do grampeamento LCD em toda faixa de operação do conversor. Na potência nominal, tem-se um acréscimo de 7 % no rendimento, resultando em uma recuperação de aproximadamente 185 W.

Figura 9.27: Rendimento do conversor com grampeamento RCD e LCD



A medição da eficiência do conversor para os dois casos na máxima potência é destacada na Figura 9.28 , por meio do analisador de energia utilizado.

Figura 9.28: Fotografia do rendimento com potência nominal; (a) com RCD, (b) com LCD



9.6 CONCLUSÃO

As análises teóricas, projeto e experimentação da segunda topologia denominada de conversor Push-Pull/Flyback intercalado bidirecional foram apresentadas neste capítulo. A partir das expressões matemáticas que descrevem os esforços e dimensionamento dos

componentes, um conversor foi construído e os resultados experimentais confirmam a operação e validam as análises.

Para validar os estudos experimentalmente, um protótipo de $4\ kW$ foi construído e os resultados obtidos, comprovando também a metodologia de projeto adotada. As formas de onda e esforços sobre os elementos do circuito correspondem ao esperado baseado no funcionamento analítico.

Em ambos os sentidos do fluxo de energia, constatou-se que a frequência de ondulação da corrente e de tensão de entrada/saída sempre apresentam o triplo da frequência de comutação de um interruptor, possibilitando a redução do volume dos elementos passivos do filtro da topologia.

Comprova-se que a ondulação de corrente de entrada no sentido direto é praticamente cancelada para razão cíclica de $1/3$ e $2/3$. E que a transferência de energia no sentido inverso ocorre através dos três indutores acoplados utilizando a técnica de modulação PWM intercalada clássica com bom desenpanho.

O rendimento do conversor foi obtido para vários valores de carga e nos dois sentidos do fluxo de energia, onde seu valor máximo de $94{,}5\ \%$ ocorre para potência de $1{,}7\ kW$ no sentido direto e, de $87{,}3\ \%$ para potência nominal de $2{,}6\ kW$ no sentido inverso com a aplicação de grampeamento regenerativo não dissipativo.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi apresentado um estudo sobre dois conversores CC-CC trifásicos isolados do tipo Push-Pull/Flyback bidirecionais, objetivando oferecer uma solução que permita fazer a conversão de energia CC-CC proveniente de um elemento com características de fonte de corrente e melhorar a distribuição de perdas nos semicondutores, reduzindo também o volume dos elementos passivos de filtro.

A contribuição deste estudo permite que aplicações onde se necessite ou exige um elevado ganho de tensão entre a entrada e saída, isolamento galvânico e fluxo bidirecional de energia, sejam atendidos. Para algumas aplicações, como banco de baterias e supercapacitores, as características de bidirecionalidade de energia e baixa ondulação de corrente, tornam as topologias competitivas, especialmente por utilizarem um baixo número de interruptores ativos, possibilitar a utilização de técnicas de modulação tradicionais e circuito simples e de fácil implementação pela indústria.

A primeira topologia apresentada, conversor Push-Pull/Flyback, é derivada de um Push-Pull trifásico e opera em toda faixa de razão cíclica sem restrições. Utiliza-se um enrolamento acoplado ao indutor de entrada, que proporciona um caminho alternativo para a energia acumulada nele, e permitiu a bidirecionalidade de energia adicionando somente um interruptor ativo ao circuito. Consequentemente, o conversor pode operar com acumuladores de energia e transferir energia de forma bidirecional, de forma semelhante a um conversor Flyback clássico no sentido inverso e um conversor Push-Pull com entrada em corrente no sentido direto.

A segunda topologia, conversor Push-Pull/Flyback intercalado, foi derivado do anterior e apresenta como principal incremento a utilização de três conjuntos de indutores acoplados na entrada, onde uma modulação intercalada foi aplicada para distribuir os esforços entre os elementos e obter um incremento da frequência de operação dos filtros em ambos os sentidos do fluxo de energia. Consequentemente, os filtros recebem sempre o triplo da frequência de comutação, permitindo a redução dos mesmos e uma melhor dissipação de calor, melhorando também a distribuição das correntes entre os semicondutores. Assim, este conversor é mais indicado para um maior processamento de energia.

Uma característica das duas topologias é sua bidirecionalidade, no entanto, os critérios de projeto adotados para evitar um aumento do volume dos indutores acoplados empregados foi limitar a potência processada no sentido inversor em cerca de 30% da potência do sentido direto para a primeira topologia e de 70% para a segunda topologia.

A possibilidade de operação com diferentes valores de razão cíclica nestas estruturas, origina o surgimento de pontos de operação particulares, onde as correntes de entrada ou saída podem se tornar contínuas. Além disso, a escolha da região de operação é definida pelo projetista em função das condições de operação da carga e fonte. Os esforços sobre os semicondutores também são alterados em função da região de operação, e a faixa entre 0 a 1/3 no sentido direto, e no modo flyback no sentido reverso, os maiores esforços de tensão foram observados.

Um circuito de grampeamento regenerativo e não dissipativo também foi aplicado e implementado aos conversores na operação do sentido inverso, onde um incremento significativo na eficiência pode ser observado e se revelou competitivo, principalmente quando o conversor processa baixas potências.

A validação do funcionamento dos dois conversores pode ser verificada e comprovada por meio de resultados de simulação numérica e experimentais, assim como as curvas de eficiência para ambos os sentidos do fluxo de energia. Os dois protótipos de laboratório foram montados e projetados no sentido direto para processar uma potência de 4kW. Uma metodologia de projeto da parte de potência também foi apresentada seguindo as especificações adotadas.

As simulações quanto os resultados experimentais obtidos mostram que as análises realizadas são validas e que os conversores funcionam como esperado em ambos os sentidos do fluxo de energia.

Comprova-se, por fim, que o objetivo principal da tese foi alcançado por obter duas topologias de conversores CC-CC isolados bidirecionais funcionais de simples implementação e adequados para o processamento de energia de fontes com baixa tensão de entrada, usualmente aplicadas em sistemas de geração distribuída.

Um grande potencial destas topologias ainda pode ser aborda como, modelagem, controle, técnicas de modulação e de comutação não dissipativa para avaliar e evidenciar suas características em relação a topologias similares. Assim como, estudo detalhado de perdas, otimização e a conexão dos conversores à fontes renováveis e/ou baterias também podem ser abordados.

.

REFERÊNCIAS

[1] L. Roggia, L. Schuch, J. E. Baggio, C. Rech, and J. R. Pinheiro, "Integrated Full-Bridge Forward DC–DC Converter for a Residential Microgrid Application," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 1728–1740, Apr. 2013.

[2] K. Strunz, E. Abbasi, and D. N. Huu, "DC Microgrid for Wind and Solar Power Integration," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 1, pp. 115–126, Mar. 2014.

[3] F. Nejabatkhah, and Y. W. Li, "Overview of Power Management Strategies of Hybrid AC/DC Microgrid," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 12, pp. 7072–7089, Dec. 2015.

[4] Khoucha, F.; Benbouzid, M.; Amirat, Y.; Kheloui, A., "Integrated energy management of a plug-in electric vehicle in residential distribution systems with renewables," in Industrial Electronics (ISIE), IEEE 24th International Symposium on., pp.717-722, 3-5 June 2015.

[5] Liqin Ni; Patterson, D.J.; Hudgins, J.L., "High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.3, pp.1141-1151, March 2012.

[6] Yu Du; Xiaohu Zhou; Sanzhong Bai; Lukic, S.; Huang, A., "Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Twenty-Fifth Annual IEEE. pp.1145-1151, 21-25 Feb. 2010.

[7] Pavlovsky, M.; Tsuruta, Y.; Kawamura, A., "Fully bi-directional dc-dc converter for EV power train with power density of 40 kW/l," in Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE. pp. 1768-1774, 20-24 Sept. 2009.

[8] Kuperman, A.; Levy, U.; Goren, J.; Zafransky, A.; Savernin, A., "Battery Charger for Electric Vehicle Traction Battery Switch Station," in Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.12, pp.5391-5399, Dec. 2013.

[9] S. S. Williamson, A. K. Rathore and F. Musavi, "Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 5, pp. 3021-3032, May 2015.

[10] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.

[11] Matsuo, H.; Harada, K., "New DC-DC converters with an energy storage reactor," in Magnetics, IEEE Transactions on , vol.13, no.5, pp.1211-1213, Sep 1977.

[12] Middlebrook, R.D.; Cuk, S.; Behen, W., "A new battery charger/discharger converter," in Power Electronics Specialists Conference, IEEE, pp.251-255, 13-15 June 1978.

[13] Matsuo, H.; Kurokawa, F., "New Solar Cell Power Supply System Using a Boost Type Bidirectinal DC-DC Converter," in Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.IE-31, no.1, pp.51-55, Feb. 1984.

[14] Ma, Xiaoliang, "High-Performance PWM Frequency Changers," in Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-22, no.2, pp.267-280, March 1986.

[15] Shen Yang; Zhao Zhigang, "Bi-directional DC / DC converter and its practical application," in Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), International, pp.1549-1554, 5-8 Nov. 2014.

[16] De Doncker, R.W.; Divan, D.M.; Kheraluwala, M.H., "A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications," in Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE, pp.796-805 vol.1, 2-7 Oct. 1988.

[17] De Doncker, R.W.A.A.; Divan, D.M.; Kheraluwala, M.H., "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.27, no.1, pp.63-73, Jan/Feb 1991.

[18] Gui-Jia Su; Lixin Tang, "A Three-Phase Bidirectional DC-DC Converter for Automotive Applications," in Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE, pp.1-7, 5-9 Oct. 2008.

[19] Mirzahosseini, R.; Tahami, F., "A phase-shift three-phase bidirectional series resonant DC/DC converter," in IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp.1137-1143, 7-10 Nov. 2011.

[20] Prasad, A.R.; Ziogas, P.D.; Manias, S., "A three-phase resonant PWM DC-DC converter," in Power Electronics Specialists Conference. PESC '91 Record, 22nd Annual IEEE, pp.463-473, 24-27 Jun 1991.

[21] Engel, S.P.; Soltau, N.; De Doncker, R.W., "Instantaneous current control for the three-phase dual-active bridge DC-DC converter," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, pp.3964-3969, 15-20 Sept. 2012.

[22] Soltau, N.; Siddique, H.A.B.; De Doncker, R.W., "Comprehensive modeling and control strategies for a three-phase dual-active bridge," in Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference, pp.1-6, 11-14 Nov. 2012.

[23] Engel, S. P.; Soltau, N.; Stagge, H.; De Doncker, R. W., "Dynamic and Balanced Control of Three-Phase High-Power Dual-Active Bridge DC–DC Converters in DC-Grid Applications," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.4, pp.1880-1889, April 2013.

[24] Soltau, N.; Engel, S.P.; Stagge, H.; De Doncker, R.W., "Compensation of asymmetric transformers in high-power DC-DC converters," in ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE, pp.1084-1090, 3-6 June 2013.

[25] Engel, S.P.; Soltau, N.; Stagge, H.; De Doncker, R.W., "Improved Instantaneous Current Control for High-Power Three-Phase Dual-Active Bridge DC–DC Converters," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.29, no.8, pp.4067-4077, Aug. 2014.

[26] Van Hoek, H.; Jacobs, K.; Neubert, M.; De Doncker, R.W., "Enhanced operating strategy for a three-phase dual-active-bridge converter including frequency variation," in Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2015 IEEE 11th International Conference, pp.492-498, 9-12 June 2015.

[27] Fu-Ming Ni; Tzung-Lin Lee, "Implementation of a bidirectional three-phase dual-active-bridge DC converter for electric vehicle applications," in Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International, pp.271-276, 3-6 Nov. 2013.

[28] Baars, N.H.; Huisman, H.; Duarte, J.L.; Verschoor, J., "A 80 kW isolated DC-DC converter for railway applications," in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 16th European Conference, pp.1-10, 26-28 Aug. 2014.

[29] Soltau, N.; Stagge, H.; De Doncker, R.W.; Apeldoorn, O., "Development and demonstration of a medium-voltage high-power DC-DC converter for DC distribution systems," in Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), IEEE 5th International Symposium, pp.1-8, 24-27 June 2014.

[30] Soltau, N.; Lange, J.; Stieneker, M.; Stagge, H.; De Doncker, R.W., "Ensuring soft-switching operation of a three-phase dual-active bridge DC-DC converter applying an auxiliary resonant-commutated pole," in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 16th European Conference, pp.1-10, 26-28 Aug. 2014.

[31] Fu-Ming Ni; Tzung-Lin Lee, "Implementation of a bidirectional three-phase dual-active-bridge DC converter with hybrid modulation for electric vehicle applications," in Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG), International Conference, pp.1-4, 23-25 April 2014.

[32] Bal, Satarupa; Rathore, Akshay K; Srinivasan, Dipti, "Modular snubberless bidirectional soft-switching current-fed dual 6-pack (CFD6P) DC/DC converter," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, pp.2043-2050, 14-18 Sept. 2014.

[33] Baars, N.H.; Everts, J.; Huisman, H.; Duarte, J.L.; Lomonova, E.A., "A 80-kW Isolated DC–DC Converter for Railway Applications," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.12, pp.6639-6647, Dec. 2015.

[34] Bal, S.; Rathore, A.K.; Srinivasan, D., "Modular Snubberless Bidirectional Soft-Switching Current-Fed Dual 6-Pack (CFD6P) DC/DC Converter," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.2, pp.519-523, Feb. 2015.

[35] Prasad, A.R.; Ziogas, P.D.; Manias, S., "Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high frequency isolation," in Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE, pp.813-820 vol.1, 2-7 Oct. 1988.

[36] Prasad, A.R.; Ziogas, P.D.; Manias, S., "Analysis and design of a three-phase offline DC-DC converter with high-frequency isolation," in Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.28, no.4, pp.824-832, Jul/Aug 1992.

[37] Kjaer, P.C.; Norrga, Staffan; Ostlund, S., "A primary-switched line-side converter using zero voltage switching," in Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the IEEE, vol.4, pp.2361-2368 vol.4, Oct 2000.

[38] Kjaer, P.C.; Norrga, Staffan; Ostlund, S., "A primary-switched line-side converter using zero-voltage switching," in Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.37, no.6, pp.1824-1831, Nov/Dec 2001.

[39] Zhou, J.; Ming Xu; Lee, F.C., "A novel current-tripler DC/DC converter," in Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual , vol.3, pp.1373-1378 vol.3, 15-19 June 2003.

[40] Ming Xu; Zhou, J.; Lee, F.C., "A current-tripler dc/dc converter," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.19, no.3, pp.693-700, May 2004.

[41] Hanju Cha; Jungwan Choi; Woojung Kim; Blasko, V., "A New Bi-directional Three-phase Interleaved Isolated Converter with Active Clamp," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, pp.1766-1772, 15-19 Feb. 2009.

[42] Aguillon-Garcia, J.; Gun-Woo Moon, "High-power-density three-phase converter utilizing a balanced-flux transformer core," in Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009. IEEE, pp.1039-1045, 20-24 Sept. 2009.

[43] Pan Xuewei; Rathore, A.K., "Current-fed three-phase soft-switching DC/DC converter with natural device commutation and voltage clamping," in Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE,pp.4231-4237, Oct. 29 2014-Nov. 1 2014.

[44] Pan Xuewei; Rathore, A.K., "Naturally Clamped Soft-Switching Current-Fed Three-Phase Bidirectional DC/DC Converter," in Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.62, no.5, pp.3316-3324, May 2015.

[45] XueWei Pan; Peng Wang; Quoc Nam Trinh; Rathore, A.K., "Small signal modeling, analysis and control of naturally clamped soft-switching current-fed three-phase Bidirectional DC/DC converter," in Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on, pp.2312-2317, 1-5 June 2015.

[46] Ke Jin; Chang Liu, "A Novel PWM High Voltage Conversion Ratio Bidirectional Three-Phase DC/DC Converter With Y–Δ Connected Transformer," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.31, no.1, pp.81-88, Jan. 2016.

[47] Danwei Liu; Hui Li, "A Three-Port Three-Phase DC-DC Converter for Hybrid Low Voltage Fuel Cell and Ultracapacitor," in IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference, pp.2558-2563, 6-10 Nov. 2006.

[48] Pang Ting; Huang Shenghua; Wang Shuanghong, "A three phase ZVS bidirectional DC-DC converter," in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE, pp.1-6, 3-5 Sept. 2008.

[49] Zhan Wang; Hui Li, "Unified modulation for three-phase current-fed bidirectional dc-dc converter under varied input voltage," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp.807-812, 21-25 Feb. 2010.

[50] Han Wang; Hui Li, "Integrated MPPT and bidirectional battery charger for PV application using one multiphase interleaved three-port dc-dc converter," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, pp.295-300, 6-11 March 2011.

[51] Zhan Wang; Hui Li, "A Soft Switching Three-phase Current-fed Bidirectional DC-DC Converter With High Efficiency Over a Wide Input Voltage Range," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.2, pp.669-684, Feb. 2012.

[52] Xiaohu Liu; Hui Li, "A new three-phase high-power soft-switched DC-DC converter based fuel cell power conditioning system with minimized DC capacitor," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp.4617-4622, 15-19 Sept. 2013.

[53] Zhan Wang; Hui Li, "An Integrated Three-Port Bidirectional DC–DC Converter for PV Application on a DC Distribution System," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.10, pp.4612-4624, Oct. 2013.

[54] Xiaohu Liu; Hui Li, "An Electrolytic-Capacitor-Free Single-Phase High-Power Fuel Cell Converter With Direct Double-Frequency Ripple Current Control," in Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.51, no.1, pp.297-308, Jan.-Feb. 2015.

[55] Zhan Wang; Hui Li, "Three-phase bidirectional DC-DC converter with enhanced current sharing capability," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp.1116-1122, 12-16 Sept. 2010.

[56] Haimin Tao; Duarte, J.L.; Hendrix, M.A.M., "High-Power Three-Port Three-Phase Bidirectional DC-DC Converter," in Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the IEEE, pp.2022-2029, 23-27 Sept. 2007.

[57] Tao, H.; Kotsopoulos, A.; Duarte, J.L.; Hendrix, M.A.M., "Multi-input bidirectional DC-DC converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems," in Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 , vol.3, pp.2021-2028 Vol. 3, 2-6 Oct. 2005.

[58] Michon, M.; Duarte, J.L.; Hendrix, M.; Simoes, M.G., "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems," in Power Electronics Specialists Conference. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , vol.6, pp.4736-4742, 20-25 June 2004.

[59] Chuanhong Zhao; Kolar, J.W., "A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer," in Power Electronics Specialists Conference. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , vol.6, pp.4135-4141, 20-25 June 2004.

[60] Segaran, D.; Holmes, D.G.; McGrath, B.P., "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," in Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities, pp.1-6, 14-17 Dec. 2008.

[61] Seunghun Baek; Dutta, S.; Bhattacharya, S., "Characterization of a three-phase dual active bridge DC/DC converter in wye-delta connection for a high frequency and high power applications," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.4183-4188, 17-22 Sept. 2011.

[62] Lixin Tang; Gui-Jia Su, "Experimental investigation of a soft-switching three-phase, three-voltage bus DC/DC converter for fuel cell vehicle applications," in Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC. IEEE, pp.585-591, 15-19 June 2008.

[63] Oliveira Filho, H.M.; Oliveira, D.S.; de A e Silva, C.E.; Tofoli, F.L., "ZVS bidirectional isolated three-phase DC-DC converter with dual phase-shift and variable duty cycle," in Industry Applications (INDUSCON), 10th IEEE/IAS International Conference, pp.1-8, 5-7 Nov. 2012.

[64] de Oliveira Filho, H.M.; de Souza Oliveira Junior, D.; Peixoto Praca, P., "Soft-switching bidirectional isolated three-phase DC-DC converter with dual phase-shift and variable duty cycle," in Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian, pp.129-134, 27-31 Oct. 2013.

[65] de Oliveira Filho, H.M.; de Souza Oliveira, D.; Praca, P.P., "Steady-State Analysis of a ZVS Bidirectional Isolated Three-Phase DC–DC Converter Using Dual Phase-Shift Control With Variable Duty Cycle," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.31, no.3, pp.1863-1872, March 2016.

[66] Tajfar, A.; Mazumder, S.K., "A Fault-Tolerant Switching Scheme for an Isolated DC/AC Matrix Converter," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.5, pp.2798-2813, May 2015.

[67] Minho Kwon; Junsung Park; Sewan Choi, "A bidirectional three-phase push-pull converter with dual asymmetrical PWM method," in Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International , vol., no., pp.161-167, 3-6 Nov. 2013.

[68] Kwon, M.; Park, J.; Choi, S., "A Bidirectional Three-Phase Push–Pull Converter With Dual Asymmetrical PWM Method," in Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.31, no.3, pp.1887-1895, March 2016.

[69] Bal, S.; Rathore, A.K.; Srinivasan, D., "Naturally clamped snubberless soft-switching bidirectional current-fed three-phase push-pull DC/DC converter for DC micro-grid application," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE, pp.717-724, 15-19 March 2015.

[70] ROMERO, L. A. ‘‘Conversores Push-Pull PWM CC-CC Trifásicos Alimentados em Corrente’’. Florianópolis- SC, Brasil, 2010. Tese de Doutorado – UFSC.

[71] OLIVEIRA, S. V. G. ‘‘Conversor CC-CC Elevador Trifásico Com Isolamento em Alta Frequência’’. Florianópolis- SC, Brasil, 2006. Tese de Doutorado – UFSC.

[72] Hugo, R. E. L. ‘‘Estudo de Conversores CC-CC Trifásicos Isolados do Tipo Push-Pull’’ Florianópolis- SC, Brasil, 2011. Tese de Doutorado – UFSC.

[73] Tze-Yee Ho; Mu-Song Chen; Chih-Hsien Lin; Chen-Wen Chang, "The design of a flyback converter based on simulation," in Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference, pp.3996-3999, 9-11 Sept. 2011.

[74] Chung, H.S.-H.; Wai-Leung Cheung; Tang, K.S., "A ZCS bidirectional flyback DC/DC converter," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.19, no.6, pp.1426-1434, Nov. 2004.

[75] Tamyurek, B.; Kirimer, B., "An Interleaved High-Power Flyback Inverter for Photovoltaic Applications," in Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.6, pp.3228-3241, June 2015.

[76] Umuhoza, J.; Yuzhi Zhang; Yusi Liu; Moquin, J.; Farnell, C.; Mantooth, H.A., "Interleaved Flyback based micro-inverter for residential photovoltaic application in

remote areas," in Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2015 IEEE 16th Workshop, pp.1-6, 12-15 July 2015.

[77] Mingzhi Gao; Min Chen; Qiong Mo; Zhaoming Qian; Yuhao Luo, "Research on output current of interleaved-flyback in boundary conduction mode for photovoltaic AC module application," in Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, pp.770-775, 17-22 Sept. 2011.

[78] Lin, B.-R.; Chiang, H.-K.; Cheng, C.-Y., "Analysis and implementation of an interleaved ZVS bi-flyback converter," in Power Electronics, IET , vol.3, no.2, pp.259-268, March 2010.

APÊNDICE I: DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO NO SENTIDO DIRETO

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R1

As especificações do conversor para simulação na R1

Tensão de entrada $E_1 = 75\ V$, Potência de saída $P_2 = 500\ W$, Ondulação de corrente de entrada $\Delta I_{E1} = 12\ A$, Ondulação de tensão de saída $\Delta E_2 = 2\ V$, Razão cíclica $D = 0{,}2$, Frequência do comutação $f_S = 25\ kHz$, Relação do transformação dos indutores acoplados $n_S = 2$ e relação do transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático

$$q_{MCC} = \frac{3D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 1{,}733 \tag{1.1}$$

- O valor médio da tensão e da corrente na saída

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 130\,V \tag{1.2}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 3{,}85\,A \tag{1.3}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 33{,}77\ \Omega \tag{1.4}$$

- O valor da indutância de entrada (L_1 e L_2)

$$L_1 = \frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_{E1}} \cdot \frac{\left(1 - 3D\right)}{3\,n_S} = 31\,\mu H \tag{1.5}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 124\,\mu H \tag{1.6}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente

$$C_1 = \frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(n_T - n_S\right) \cdot \left(1 - 3D\right) \cdot D}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 5{,}6\,\mu F \tag{1.7}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \frac{\left(n_T - n_S\right) \cdot \sqrt{3D \cdot \left(1 - 3D\right)}}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 1{,}73\,A \tag{1.8}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2 \frac{3\,D \cdot n_T \cdot n_S}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 6,67\,A \tag{1.9}$$

$$I_{L1_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{3D} \cdot n_T \cdot n_S}{3D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 8,83\,A \tag{1.10}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_2 \frac{n_T}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T}\left(1 - 3D\right) = 2,5\,A \tag{1.11}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_2 \frac{n_T}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T}\sqrt{\left(1 - 3D\right)} = 3,85\,A \tag{1.12}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_2 \frac{n_T}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T}\sqrt{\left(1 - 3D\right)} = 3,85\,A \tag{1.13}$$

- O valo médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S1..3_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_T \cdot n_S}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 2,22\,A \tag{1.14}$$

$$I_{S1..3_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{D} \cdot n_T \cdot n_S}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 5,1\,A \tag{1.15}$$

$$V_{S1..3_{max}} = E_1 + \frac{E_2}{n_S} + \frac{E_2}{n_T} = 166\,V \tag{1.16}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos diodos D_1, D_2... e D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_S}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 0,44\,A \tag{1.17}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{D} \cdot n_S}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 1,02\,A \tag{1.18}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 130V \tag{1.19}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo do interruptor S_4:

$$I_{DS4_{med}} = I_{L2_{med}} \tag{1.20}$$

$$I_{DS4_{ef}} = I_{L2_{ef}} \tag{1.21}$$

$$V_{DS4} = \left(E_1 - \frac{E_2}{n_T}\right) n_S + E_2 = 228V \tag{1.22}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo D_7:

$$I_{D7_{med}} = I_{D7_{ef}} = 0\,A \tag{1.23}$$

$$V_{D7} = E_1 + \frac{E_2}{n_S} = 140\ V \tag{1.24}$$

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R2

As especificações do conversor para simulação na R2

Tensão de entrada $\mathrm{E_1 = 75\ V}$, Potência de saída $\mathrm{P_2 = 4\ kW}$, Ondulação de corrente de entrada $\mathrm{\Delta I_{E1} = 4{,}3\ A}$, Ondulação de tensão de saída $\mathrm{\Delta E_2 = 3\ V}$, Razão cíclica $\mathrm{D = 0{,}44}$, Frequência do comutação $\mathrm{f_S = 25\ kHz}$, Relação do transformação dos indutores acoplados $\mathrm{n_S = 2}$ e relação do transformação do transformador $\mathrm{n_T = 5}$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{2}{3}\frac{n_T}{\left(1-D\right)} = 5,99 \tag{1.25}$$

- O valor médio da tensão e da corrente na saída:

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 449,6V \tag{1.26}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 8,89\,A \tag{1.27}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 50{,}54\,\Omega \tag{1.28}$$

- O valor da indutância do indutor acoplado T_{F1}:

$$L_1 = \frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_1} \cdot \frac{\left(3D-1\right)\cdot\left(2-3D\right)}{6\,n_T} = 31\,\mu H \tag{1.29}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 124\,\mu H \tag{1.30}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_2 = \frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)}{9\left(1-D\right)} = 5{,}25\,\mu F \tag{1.31}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{\left(2-3D\right)\cdot\left(3D-1\right)}}{3\left(1-D\right)} = 2{,}51\,A \tag{1.32}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3\,\left(1-D\right)} = 53{,}33\,A \tag{1.33}$$

$$I_{L1_{ef}} = I_{L1_{med}} = 53{,}33\,A \tag{1.34}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{1.35}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 17{,}77\,A \tag{1.36}$$

$$I_{S_{ef}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3} = 29{,}75\,A \tag{1.37}$$

$$V_{S_{max}} = \frac{2\,E_2}{n_T} = 180\,V \tag{1.38}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos diodos $D_{1,}$ D_2... e D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = \frac{I_2}{3} = 2,69A \tag{1.39}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{7-9D}}{3\sqrt{3}\cdot\left(1-D\right)} = 5,33\,A \tag{1.40}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 449,6\,V \tag{1.41}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo do interruptor S_4:

$$I_{DS4_{med}} = I_{DS4_{ef}} = 0 \tag{1.42}$$

$$V_{DS4} = \left(E_1 - \frac{E_2}{2n_T}\right)n_S + E_2 = 510\,V \tag{1.43}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo D_7:

$$I_{D7_{med}} = I_{D7_{ef}} = 0\,A \tag{1.44}$$

$$V_{D7} = \frac{E_2}{n_T} = 90\,V \tag{1.45}$$

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R3

As especificações do conversor para simulação na R3

Tensão de entrada $\mathrm{E_1} = 40\ \mathrm{V}$, Potência de saída $\mathrm{P_2} = 2{,}5\ \mathrm{kW}$, Ondulação de corrente de entrada $\Delta\mathrm{I_{E1}} = 1{,}9\ \mathrm{A}$, Ondulação de tensão de saída $\Delta\mathrm{E_2} = 3\ \mathrm{V}$, Razão cíclica $\mathrm{D} = 0{,}704$, Frequência do comutação $\mathrm{f_S} = 25\ \mathrm{kHz}$, Relação do transformação dos indutores acoplados $\mathrm{n_S} = 2$ e relação do transformação do transformador $\mathrm{n_T} = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{2}{3}\frac{n_T}{\left(1-D\right)} = 11,26 \tag{1.46}$$

- O valor médio da tensão e da corrente na saída:

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 540\,V \tag{1.47}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 5{,}55\,A \tag{1.48}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 81{,}16\ \Omega \tag{1.49}$$

- O valor das indutâncias do indutor acoplado (T_{F1}):

$$L_1 = \frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_{E1}} \cdot \frac{\left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right)}{2\,n_T} = 31\,\mu H \tag{1.50}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 124\,\mu H \tag{1.51}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_2 = \frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(3D-2\right)}{3} = 2{,}76\,uF \tag{1.52}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \sqrt{\frac{\left(3D-2\right)}{3\left(1-D\right)}} = 1{,}97\,A \tag{1.53}$$

$$V_{C2} = E_2 = 450{,}4\,V \tag{1.54}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3\left(1-D\right)} = 62{,}5\,A \tag{1.55}$$

$$I_{L1_{ef}} = I_{L1_{med}} = 62{,}5\,A \tag{1.56}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{1.57}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos interruptor S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 20,83\,A \tag{1.58}$$

$$I_{S_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{2}\,n_T}{9\left(1-D\right)} \sqrt{\left(5-3D\right)} = 25,03\,A \tag{1.59}$$

$$V_{S_{max}} = \frac{3\,E_2}{2\,n_T} = 135\,V \tag{1.60}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão nos diodos $D_{1,}$ e D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = \frac{I_2}{3} = 1,85\,A \tag{1.61}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = \frac{I_2}{3\sqrt{\left(1-D\right)}} = 3,4\,A \tag{1.62}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 450,4\,V \tag{1.63}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo do interruptor S_4:

$$I_{DS4_{med}} = I_{DS4_{ef}} = 0 \tag{1.64}$$

$$V_{DS4} = E_1 \cdot n_S + E_2 = 530,4\,V \tag{1.65}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo D_7:

$$I_{D7_{med}} = I_{D7_{ef}} = 0\,A \tag{1.66}$$

$$V_{D7} = \frac{E_2}{2\,n_T} = 45\,V \tag{1.67}$$

DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO NO SI

As especificações do conversor

Tensão de entrada $\mathrm{E_2} = 450\,\mathrm{V}$, Tensão de saída $\mathrm{E_1} = 75\,\mathrm{V}$ Potência de saída $\mathrm{P_1} = 500\,\mathrm{W}$, Ondulação de corrente de entrada $\Delta \mathrm{I_{E2}} = 3\,\mathrm{A}$, Ondulação de tensão de saída $\Delta E_1 =$

3,5 V, Frequência do comutação $f_S = 25$ kHz, Relação do transformação dos indutores acoplados $n_S' = 1/2$ e relação do transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{E_1}{E_2} = 0{,}167 \tag{1.68}$$

- O valor da razão cíclica:

$$\begin{cases} q_{MCC} = \dfrac{D \cdot n_S{}'}{\left(1-D\right)} \\ D = \dfrac{q_{MCC}}{q_{MCC} + n_S{}'} = 0{,}25 \end{cases} \tag{1.69}$$

- O valor médio da corrente de saída:

$$I_1 = \frac{P_1}{E_1} = 6{,}66\,A \tag{1.70}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = 11{,}25\ \Omega \tag{1.71}$$

- O valor da indutância de entrada L_2 e L_1:

$$L_2 = \frac{E_2 \cdot D}{f_S \cdot \Delta I_{L2}} = 1{,}5\,mH \tag{1.72}$$

$$L_1 = L_2 \cdot n_S{}'^2 = 375\ uH \tag{1.73}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_1 = \frac{I_1 \cdot D}{\Delta E_1 \cdot f_S} = 19\,\mu F \tag{1.74}$$

$$I_{C1_{ef}} = I_1 \sqrt{\frac{D}{1-D}} = 3{,}85\,A \tag{1.75}$$

$$V_{C1} = E_1 = 75\ V \tag{1.76}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_1 \frac{D \cdot n_S'}{\left(1-D\right)} = 1{,}11\,A \tag{1.77}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_1 \frac{\sqrt{D} \cdot n_S'}{\left(1-D\right)} = 2{,}22\,A \tag{1.78}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_1 = 6{,}66\,A \tag{1.79}$$

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_1}{\sqrt{\left(1-D\right)}} = 7{,}7\,A \tag{1.80}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no interruptor S_4:

$$I_{S4_{med}} = I_{L2_{med}} \tag{1.81}$$

$$I_{S4_{ef}} = I_{L2_{ef}} \tag{1.82}$$

$$V_{S4_{max}} = E_2 + \frac{E_1}{n_S'} = 600\,V \tag{1.83}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo da tensão no diodo D_7:

$$I_{D7_{med}} = I_{L1_{med}} \tag{1.84}$$

$$I_{D7_{ef}} = I_{L1_{ef}} \tag{1.85}$$

$$V_{D7} = E_2 \cdot n_S' + E_1 = 300\,V \tag{1.86}$$

APÊNDICE II: DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO NO SENTIDO DIRETO

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R1

As especificações do conversor para simulação na R1

Tensão de entrada $E_1 = 90\,V$, Potência de saída $P_2 = 700\,W$, Ondulação de tensão de saída $\Delta E_2 = 2\,V$, Razão cíclica $D = 0{,}112$, Frequência da comutação $f_S = 25\,kHz$, Relação da transformação dos indutores acoplados $n_S = 2$ e relação da transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{3D \cdot n_S \cdot n_T}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 0{,}842 \tag{2.1}$$

- O valor médio da tensão e da corrente na saída:

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 75{,}7\,V \tag{2.2}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 9{,}24\,A \tag{2.3}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 8{,}2\ \Omega \tag{2.4}$$

- O valor das indutâncias dos indutores acoplados (T_{F1}, T_{F2} e T_{F3}):

$$L_1 = \frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_{E1}} \cdot \left(\frac{1-3D}{n_S}\right) = 18{,}29\,\mu H \tag{2.5}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 73{,}16\,\mu H \tag{2.6}$$

- O valor da capacitância e seu valor eficaz da corrente do filtro de saída:

$$C_2 = -\frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(n_S - n_T\right) \cdot \left(1-3D\right) \cdot D}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 10{,}32\,\mu F \tag{2.7}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \frac{\left(n_T - n_S\right) \cdot \sqrt{3D \cdot \left(1-3D\right)}}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 3{,}28\,A \tag{2.8}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_T \cdot n_S}{3\,D\,\left(n_S - n_T\right)) + n_T} = 2{,}59\,A \tag{2.9}$$

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{D}{3}} \frac{I_2 \cdot n_T \cdot n_S}{3D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 4{,}47\,A \tag{2.10}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_2 \frac{n_T}{9\,D\left(n_S - n_T\right) + 3n_T}\left(1 - 3D\right) = 2{,}56\,A \tag{2.11}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_2 \frac{n_T}{9\,D\left(n_S - n_T\right) + 3n_T}\sqrt{\left(1 - 3D\right)} = 3{,}14\,A \tag{2.12}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_T \cdot n_S}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T} = 2{,}59\,A \tag{2.13}$$

$$I_{S_{ef}} = I_2 \frac{n_T \cdot n_S}{3\,D\left(n_S - n_T\right) + n_T}\sqrt{D} = 7{,}74\,A \tag{2.14}$$

$$V_{S_{max}} = E_1 + \frac{E_2}{n_S} + \frac{E_2}{n_T} = 143\,V \tag{2.15}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos D_1 ... D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = I_2 \frac{D \cdot n_S}{3D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T} = 0{,}52\,A \tag{2.16}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = I_2 \frac{n_S}{3\,D \cdot \left(n_S - n_T\right) + n_T}\sqrt{D} = 1{,}55\,A \tag{2.17}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 75{,}7\,V \tag{2.18}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos dos interruptores S_4, S_5 e S_6:

$$I_{DS4_{med}} = I_{L2_{med}} \tag{2.19}$$

$$I_{DS4_{ef}} = I_{L2_{ef}} \tag{2.20}$$

$$V_{DS4} = \left(E_1 - \frac{E_2}{n_T}\right) n_S + E_2 = 225,45\,V \tag{2.21}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}:

$$I_{D10_{med}} = I_{D10_{ef}} = 0\,A \tag{2.22}$$

$$V_{D10} = E_1 + \frac{E_2}{n_S} = 127,8\,V \tag{2.23}$$

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R2

As especificações do conversor para simulação na R2

Tensão de entrada $\mathrm{E_1} = 90\ \mathrm{V}$, Potência de saída $\mathrm{P_2} = 4\ \mathrm{kW}$, Ondulação de corrente de entrada $\Delta \mathrm{I_{E1}} = 7{,}5\ \mathrm{A}$, Ondulação de tensão de saída $\Delta \mathrm{E_2} = 3{,}5\ \mathrm{V}$, Razão cíclica $\mathrm{D} = 0{,}341$, Frequência do comutação $\mathrm{f_S} = 25\ \mathrm{kHz}$, Relação do transformação dos indutores acoplados $\mathrm{n_S} = 2$ e relação do transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{2}{3}\frac{n_T}{\left(1 - D\right)} = 5 \tag{2.24}$$

- O valor médio da tensão e da corrente na saída:

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 455\,V \tag{2.25}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 8,889\,A \tag{2.26}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 50,62\,\Omega \tag{2.27}$$

- O valor da indutância na entrada L_1 e L_2:

$$L_1 = \frac{E_2}{2 \cdot f_S \cdot \Delta I_{E1} \cdot n_T} \cdot \left(3D - 1\right) \cdot \left(2 - 3D\right) = 18,4\,\mu H \tag{2.28}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 73{,}6\,\mu H \tag{2.29}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_2 = \frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(2 - 3D\right) \cdot \left(3D - 1\right)}{9\left(1 - D\right)} = 1{,}3\,\mu F \tag{2.30}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{\left(2 - 3D\right) \cdot \left(3D - 1\right)}}{3\left(1 - D\right)} = 1{,}25\,A \tag{2.31}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1 - D\right)} = 14,81\,A \tag{2.32}$$

$$I_{L1_{ef}} = I_{L1_{med}} = 14,81\,A \tag{2.33}$$

- O valor médio e eficaz da corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{2.34}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1 - D\right)} = 14{,}44\,A \tag{2.35}$$

$$I_{S_{ef}} = I_2 \frac{2\,n_T}{3} = 28,44\,A \tag{2.36}$$

$$V_{S_{max}} = \frac{2\,E_2}{n_T} = 187,5\,V \tag{2.37}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos D_1 ... D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = \frac{I_2}{3} = 2{,}96\,A \tag{2.38}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = \frac{I_2}{3\sqrt{3}} \frac{\sqrt{7-9D}}{\left(1-D\right)} = 5{,}18\,A \tag{2.39}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 450\,V \tag{2.40}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos de S_4, S_5 e S_6:

$$I_{DS4_{med}} = I_{DS4_{ef}} = 0 \tag{2.41}$$

$$V_{DS4} = \left(E_1 - \frac{E_2}{2\,n_T}\right) n_S + E_2 = 536{,}30\,V \tag{2.42}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão de D_{10}, D_{11} e D_{12}:

$$I_{D10_{med}} = I_{D10_{ef}} = 0\,A \tag{2.43}$$

$$V_{D10} = \frac{E_2}{n_T} = 39{,}75\,V \tag{2.44}$$

Dimensionamento do conversor operando no MCC para R3

As especificações do conversor para simulação na R3

Tensão de entrada $E_1 = 40$ V, Potência de saída $P_2 = 2{,}5$ kW , Ondulação de corrente de entrada $\Delta I_{E1} = 9{,}5$ A, Ondulação de tensão de saída $\Delta E_2 = 3$ V, Razão cíclica $D = 0{,}704$, Frequência do comutação $f_S = 25$ kHz, Relação do transformação dos indutores acoplados $n_S = 2$ e relação do transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{2}{3} \frac{n_T}{(1-D)} = 11{,}186 \tag{2.45}$$

- O valor médio da tensão e corrente na saída:

$$E_2 = q_{MCC} \cdot E_1 = 450\,V \tag{2.46}$$

$$I_2 = \frac{P_2}{E_2} = 5{,}58\,A \tag{2.47}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_2} = 80\,\Omega \tag{2.48}$$

- O valor das indutâncias do indutores acoplados L_1 e L_2:

$$L_1 = \frac{3}{2}\frac{E_2}{f_S \cdot \Delta I_{E1}} \cdot \frac{\left(1-D\right)\cdot\left(3D-2\right)}{n_T} = 18{,}16\,\mu H \tag{2.49}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_S}^2 = 75{,}45\,\mu H \tag{2.50}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_2 = \frac{I_2}{\Delta E_2 \cdot f_S} \cdot \frac{\left(3D-2\right)}{3} = 2{,}63\,uF \tag{2.51}$$

$$I_{C2_{ef}} = I_2\sqrt{\frac{\left(3\,D-2\right)}{3\left(1-D\right)}} = 1{,}97\,A \tag{2.52}$$

$$V_{C2} = E_2 = 447{,}5\ V \tag{2.53}$$

- O valor médio e eficaz de corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = I_2\,\frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 20{,}83\,A \tag{2.54}$$

$$I_{L1_{ef}} = I_{L1_{med}} = 20{,}83\,A \tag{2.55}$$

- O valor médio e eficaz de corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{2.56}$$

- O valor médio e eficaz de corrente e o valor máximo de tensão nos interruptores S_1, S_2 e S_3:

$$I_{S_{med}} = I_2 \frac{2\,n_T}{9\left(1-D\right)} = 20,83\,A \tag{2.57}$$

$$I_{S_{ef}} = I_2 \frac{\sqrt{2}n_T}{9\left(1-D\right)}\sqrt{\left(5-3D\right)} = 25,06\,A \tag{2.58}$$

$$V_{S_{max}} = \frac{3\,E_2}{2\,n_T} = 135,13\,V \tag{2.59}$$

- O valor médio e eficaz de corrente e o valor máximo de tensão nos diodos D_1 . D_6:

$$I_{D1..6_{med}} = \frac{I_2}{3} = 1,86\,A \tag{2.60}$$

$$I_{D1..6_{ef}} = \frac{I_2}{3\sqrt{\left(1-D\right)}} = 3,41\,A \tag{2.61}$$

$$V_{D1....6} = E_2 = 450\,V \tag{2.62}$$

- O valor médio e eficaz de corrente e o valor máximo de tensão nos diodos de S_4, S_5 e S_6:

$$I_{DS4_{med}} = I_{DS4_{ef}} = 0 \tag{2.63}$$

$$V_{DS4} = E_1 \cdot n_S + E_2 = 530,4\,V \tag{2.64}$$

- O valor médio e eficaz de corrente e o valor máximo de tensã nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}:

$$I_{D10_{med}} = I_{D7_{ef}} = 0\,A \tag{2.65}$$

$$V_{D10} = \frac{E_2}{2\,n_T} = 45\,V \tag{2.66}$$

DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO NO SENTIDO INVERSO

As especificações do conversor

Tensão de entrada $E_2 = 450\,V$, Tensão de saída $E_1 = 90\,V$ Potência de saída $P_1 = 2\,kW$, Ondulação de corrente de entrada $\Delta I_{L2} = 5\,A$, Ondulação de tensão de saída $\Delta E_1 = 2\,V$, Frequência do comutação $f_S = 25\,kHz$, Relação do transformação dos indutores acoplados $n_S' = 1/2$ e relação do transformação do transformador $n_T = 5$.

- Ganho estático:

$$q_{MCC} = \frac{E_1}{E_2} = 0{,}2 \tag{2.67}$$

- O valor da razão cíclica:

$$\begin{cases} q_{MCC} = \dfrac{D \cdot n_S'}{\left(1 - D\right)} \\ D = \dfrac{q_{MCC}}{q_{MCC} + n_S'} = 0{,}286 \end{cases} \tag{2.68}$$

- O valor médio de corrente na saída:

$$I_1 = \frac{P_1}{E_1} = 22{,}2\,A \tag{2.69}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_1} = 4{,}06\ \Omega \tag{2.70}$$

- O valor das indutâncias de entrada L_2e L_1:

$$L_2 = \frac{E_2 \cdot D}{f_S \cdot \Delta I_{L2}} = 1{,}03\,mH \tag{2.71}$$

$$L_1 = L_2 \cdot n_S'^2 = 257{,}4\,uH \tag{2.72}$$

- O valor da capacitância do filtro de saída e seu valor eficaz da corrente:

$$C_1 = \frac{I_1}{3 \cdot \Delta E_1 \cdot f_S} \frac{\left(1 - 3D\right) \cdot D}{\left(1 - D\right)} = 8{,}41\,\mu F \tag{2.73}$$

$$I_{C1_{ef}} = \frac{I_1}{3\left(1-D\right)}\sqrt{3D\left(1-3D\right)} = 3{,}61\,A \tag{2.74}$$

$$V_{C1} = E_1 = 90\ V \tag{2.75}$$

- O valor médio e eficaz de corrente no indutor de entrada (L_2):

$$I_{L2_{med}} = I_1 \frac{D \cdot n_S{}'}{3\left(1-D\right)} = 1{,}48\,A \tag{2.76}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_1 \frac{\sqrt{D} \cdot n_S{}'}{3\left(1-D\right)} = 2{,}77\,A \tag{2.77}$$

- O valor médio e eficaz de corrente no indutor de entrada (L_1):

$$I_{L1_{med}} = \frac{I_1}{3} = 7{,}4\,A \tag{2.78}$$

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_1}{3\sqrt{\left(1-D\right)}} = 8{,}75\,A \tag{2.79}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão dos interruptores S_4, S_5 e S_6:

$$I_{S4_{med}} = I_{L2_{med}} \tag{2.80}$$

$$I_{S4_{ef}} = I_{L2_{ef}} \tag{2.81}$$

$$V_{S4_{max}} = E_2 + \frac{E_1}{n_S{}'} = 630{,}25\,V \tag{2.82}$$

- O valor médio e eficaz da corrente e o valor máximo de tensão nos diodos D_{10}, D_{11} e D_{12}:

$$I_{D10\ med} = I_{L1_{med}} \tag{2.83}$$

$$I_{D10\ ef} = I_{L1_{ef}} \tag{2.84}$$

$$V_{D10} = E_2 \cdot n_S{}' + E_1 = 315{,}2\,V \tag{2.85}$$