

PRÓ-REITORIA DE PESQUISA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA
DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO



Universidade Federal
de São João del-Rei



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DOS CONVERSORES
BUCK ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES E *BUCK* BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS**

Aluna: Lourdes Aparecida Mendes

Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli

São João del-Rei, outubro de 2018

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA
DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO



Universidade Federal
de São João del-Rei



por

Lourdes Aparecida Mendes

Dissertação apresentada à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Associação Ampla entre o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e a Universidade Federal de São João del-Rei, como requisito parcial para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Modelagem e controle de sistemas

Linha de Pesquisa: Análise e modelagem de sistemas

Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli

São João del-Rei, outubro de 2018

Mendes, Lourdes Aparecida
M538c Comparação de desempenho dos conversores buck entrelaçado de três fases e buck baseado na célula de comutação de quatro estados / Lourdes Aparecida Mendes. – 2018.
xvi, 86 f.: il., gráfs.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.

Orientador: Fernando Lessa Tofoli.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Circuitos de comutação – Teses. 2. Comportamento caótico nos sistemas – Teses. 3. Conversores DC-DC – Teses. 4. Conversores de fase – Teses. I. Tofoli, Fernando Lessa. II. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Universidade Federal de São João del-Rei. IV. Título.

CDD 621.31

*A meu Deus de puro amor, ao meu pai João, a minha mãe Maria e aos meus filhos Gabriel,
Daniel Abraão, Pedro que dão sentido a minha existência hoje.
Dedico-lhes com todo amor e respeito.*

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor, mas lutei para que o melhor fosse feito. Não sou o que deveria ser, mas Graças a Deus, não sou o que era antes”. (Marthin Luther King)

AGRADECIMENTOS

A meu Deus, Pai Eterno, pela vida abençoada que me proporcionou com saúde, força, sabedoria e inteligência durante toda a minha vida e, principalmente, nos momentos acadêmicos do Mestrado. Como diz Jesus Cristo, “Bendito seja o nome do Senhor, que habita em meu coração”.

Agradeço aos meus pais, João Salomé Mendes e Maria Rodrigues Mendes, embora não mais presente nessa vida, mas sempre presentes em minha memória, por todo o carinho, amor, dedicação, ensinamentos e princípios que me deram e que hoje fazem parte de mim.

Agradeço aos meus filhos pela paciência, compreensão, carinho, confiança e, principalmente, pelo amor e apoio que se transformaram em incentivos, dando-me força e coragem durante essa jornada acadêmica.

A toda minha família e, em especial, às minhas irmãs, Givalda e Maria Mendes, pelo apoio a mim e aos meus filhos, nos momentos difíceis, através de orações, incentivos, acreditando sempre na minha capacidade de conclusão desse mestrado.

Ao meu orientador Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli, por todo o conhecimento transmitido e disponibilização de tempo ao longo dessa jornada, pela dedicação, paciência, presteza e confiança depositada em mim.

Aos professores e equipe que contribuíram com a formação de conhecimentos específicos para a conclusão desse trabalho e, conseqüentemente, para toda a vida.

Em especial ao amigo Henrique Bianco Pinheiro, pela dedicação, compreensão e ajuda na realização desse trabalho.

Ao querido Padre e amigo Wolfgang Gruen, pela orientação de vida, fé e apoio nessa minha caminhada.

À minha amiga e dedicada Salomé, por toda ajuda e disponibilidade para a realização desse trabalho.

Aos colegas que fiz ao longo desse mestrado, que me trouxeram momentos de amizades e alegria durante esses anos.

Sem vocês aqui referenciados e aos que contribuíram direta ou indiretamente, a conclusão dessa jornada não seria possível. Portanto, muito obrigada a todos.

L. A. Mendes, “Comparação de Desempenho dos Conversores *Buck* Entrelaçado de Três Fases e *Buck* Baseado na Célula de Comutação de Quatro Estados”, São João del-Rei, UFSJ, 86p., 2018.

Resumo - O presente trabalho aborda o estudo comparativo de dois conversores CC-CC não isolados para aplicações em altas potências e altas correntes, isto é, os conversores *buck* entrelaçado de três fases e *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados. Analisa-se a operação em modo de condução contínua para um ponto de operação no qual a razão cíclica encontra-se entre $2/3$ e 1. São realizadas as análises qualitativa e quantitativa adequadamente, permitindo o dimensionamento dos componentes do estágio de potência, como indutor(es) de filtro, capacitor de filtro de saída, interruptores e diodos. Os projetos são validados por simulação, obtendo-se formas de onda para circuitos ideais e com perdas, considerando assim os componentes reais devidamente dimensionados. Os resultados são analisados em detalhes, visando identificar as principais vantagens e limitações das topologias. Como características gerais dos conversores estudados, pode-se destacar que a frequência de operação dos filtros é três vezes maior que a frequência de comutação e que a corrente nos semicondutores é um terço do valor existente nos semicondutores dos conversores clássicos. Desse modo, é possível obter uma redução significativa do tamanho, peso e volume, bem como uma melhor resposta dinâmica.

Palavras-chave: célula de comutação de quatro estados, conversor *buck*, conversores CC-CC, conversores entrelaçados.

L. A. Mendes, “Performance Comparison Between The Three-Phase Interleaved Buck Converter and Buck Converter Based on The Four-State Switching Cell”, São João del-Rei, UFSJ, 86p., 2018.

Abstract - This work presents the comparative study regarding two nonisolated dc-dc converters for high-power, high-current applications, i.e., the three-phase interleaved buck converter and the buck converter based on the four-state switching cell. The operation in continuous conduction mode is analyzed for an operating point where the duty cycle is between $2/3$ and 1. The qualitative and quantitative analyzes are properly developed, thus allowing the accurate design of the power stage elements, which include the filter inductor(s), output filter capacitor, switches, and diodes. The design is validated by simulation, where waveforms are obtained for ideal and nonideal circuits considering real components defined in the design procedure. The results are analyzed in detail, aiming to identify the main advantages and limitations of the topologies. As general characteristics of the studied converters, it can be stated that the operating frequency of the filter elements is three times higher than the switching frequency, as the current through the semiconductors is one third of that regarding the elements of the classical converters. Thus it is possible to achieve significant reduction of size, weight, and volume, as well as improved dynamic response.

Keywords: four-state switching cell, buck converter, dc-dc converters, interleaved converters.

SUMÁRIO

| | |
|---|------|
| Lista de Figuras | IX |
| Lista de Tabelas | XII |
| Lista de Abreviaturas..... | XIII |
| Capítulo 1 Introdução Geral | 1 |
| 1.1 - Justificativas do Trabalho..... | 1 |
| 1.2 - Objetivos do Trabalho..... | 3 |
| 1.3 - Estrutura do Trabalho..... | 3 |
| Capítulo 2 Revisão Bibliográfica | 4 |
| 2.1 - Considerações Iniciais..... | 4 |
| 2.2 - Conversores CC-CC Não Isolados Clássicos..... | 4 |
| 2.3 - Conversores Entrelaçados | 7 |
| 2.4 - Conversores Baseados na Célula de Comutação de Múltiplos Estados..... | 9 |
| 2.5 - Considerações Finais..... | 15 |
| Capítulo 3 Análises Qualitativa e Quantitativa dos Conversores <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases e <i>Buck</i> com a Célula de Comutação de Quatro Estados..... | 16 |
| 3.1 - Considerações Iniciais..... | 16 |
| 3.2 - Conversor <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases | 16 |
| 3.2.1 - Análise Qualitativa..... | 17 |
| 3.2.2 - Análise Quantitativa..... | 22 |
| 3.2.2.1 - Determinação do Ganho Estático..... | 23 |
| 3.2.2.2 - Cálculo da Ondulação da Corrente nos indutores | 26 |
| 3.2.2.3 - Determinação da Indutância..... | 27 |
| 3.2.2.4 - Determinação da Capacitância..... | 30 |
| 3.2.2.5 - Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores | 32 |
| 3.3 - Conversor <i>Buck</i> Baseado na Célula de Comutação de Quatro Estados | 34 |
| 3.3.1 - Análise Qualitativa..... | 35 |
| 3.3.2 - Análise Quantitativa..... | 39 |
| 3.3.2.1 - Determinação do Ganho Estático..... | 40 |
| 3.3.2.2 - Determinação da Indutância de Filtro | 41 |
| 3.3.2.3 - Determinação da Capacitância de Filtro | 44 |
| 3.3.2.4 - Determinação dos Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores..... | 45 |

| | |
|---|----|
| 3.3.2.5 - Estudo do Autotransformador L_t | 47 |
| 3.4 - Considerações Finais..... | 49 |
| Capítulo 4 Roteiro de Projeto dos Conversores <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases e <i>Buck</i> com a Célula de Comutação de Quatro Estados | 50 |
| 4.1 - Considerações Iniciais..... | 50 |
| 4.2 - Conversor <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases | 50 |
| 4.2.1 - Especificações Preliminares..... | 50 |
| 4.2.2 - Elementos de Filtro | 51 |
| 4.2.3 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores | 53 |
| 4.2.4 - Projeto Físico do Indutor..... | 55 |
| 4.2.5 - Estimativa do Rendimento | 57 |
| 4.3 - Conversor <i>Buck</i> com a Célula de Comutação de Quatro Estados..... | 58 |
| 4.3.1 - Especificações Preliminares..... | 58 |
| 4.3.2 - Elementos de Filtro | 59 |
| 4.3.3 - Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos Semicondutores | 60 |
| 4.3.4 - Projeto Físico do Indutor..... | 62 |
| 4.3.5 - Projeto Físico do Autotransformador..... | 64 |
| 4.3.6 - Estimativa do Rendimento | 66 |
| 4.4 - Considerações Finais..... | 67 |
| Capítulo 5 Resultados de Simulação e Comparação Entre As Topologias Estudadas..... | 68 |
| 5.1 - Considerações Iniciais..... | 68 |
| 5.2 - Conversor <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases | 68 |
| 5.3 - Conversor <i>Buck</i> com a Célula de Comutação de Quatro Estados..... | 73 |
| 5.4 - Comparação entre as Topologias | 78 |
| 5.5 - Considerações Finais..... | 80 |
| Capítulo 6 Conclusão Geral..... | 82 |
| Referências Bibliográficas..... | 84 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 2.1 – Conversor CC-CC <i>buck</i> | 5 |
| Figura 2.2 – Conversor CC-CC boost. | 6 |
| Figura 2.3 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> | 6 |
| Figura 2.4 – Conversor CC-CC Ćuk. | 6 |
| Figura 2.5 – Conversor CC-CC SEPIC. | 7 |
| Figura 2.6 – Conversor CC-CC Zeta. | 7 |
| Figura 2.7 – Conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases..... | 8 |
| Figura 2.8 – Formas de onda das correntes nos indutores e corrente resultante total. | 9 |
| Figura 2.9 – Célula de comutação de três estados [22]. | 10 |
| Figura 2.10 – Conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de três estados [22]. | 11 |
| Figura 2.11 – Célula de comutação de quatro estados [23]..... | 12 |
| Figura 2.12 – Estados da célula de comutação de quatro estados [23]. | 14 |
| Figura 2.13 – Conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados. | 15 |
| Figura 3.1 – Conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases..... | 16 |
| Figura 3.2 – Sinais de comando dos interruptores S_1, S_2, S_3 do conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases para $2/3 \leq D < 1$ | 18 |
| Figura 3.3 – Primeira, terceira e quinta etapas de operação para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ | 19 |
| Figura 3.4 – Segunda etapa de operação para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ | 20 |
| Figura 3.5 – Quarta etapa de operação para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ | 20 |
| Figura 3.6 – Sexta etapa de operação para o conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ | 21 |
| Figura 3.7 – Formas de onda teóricas do conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ em MCC. | 22 |
| Figura 3.8 – Forma de onda do conversor <i>buck</i> convencional em MCC. | 24 |
| Figura 3.9 – Formas de onda das correntes nos indutores e corrente resultante total. | 26 |
| Figura 3.10 – Forma de onda da corrente no indutor | 28 |
| Figura 3.11 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída. | 30 |
| Figura 3.12 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída. | 31 |
| Figura 3.13 – Forma de onda da corrente nos Interruptores..... | 32 |

| | |
|--|----|
| Figura 3.14 – Forma de onda da corrente nos diodos..... | 33 |
| Figura 3.15 – Conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados para $2/3 \leq D < 1$.. | 34 |
| Figura 3.16 – Sinais de comando dos interruptores S_1, S_2, S_3 do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados para $2/3 \leq D < 1$ | 35 |
| Figura 3.17 – Primeira, terceira e quinta etapas de operação para o conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$ | 36 |
| Figura 3.18 – Segunda etapa de operação para o conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$ | 37 |
| Figura 3.19 – Quarta etapa de operação para o conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$ | 37 |
| Figura 3.20 – Sexta etapa de operação para o conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 < D < 1$ | 38 |
| Figura 3.21 – Formas de onda teóricas do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$ em MCC..... | 39 |
| Figura 3.22 – Forma de onda da corrente no indutor..... | 42 |
| Figura 3.23 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída..... | 44 |
| Figura 3.24 – Tensão e fluxo magnético no enrolamento L_{t1} do autotransformador | 47 |
| Figura 4.1 – Curva de rendimento teórico em função da potência de saída do conversor buck entrelaçado..... | 58 |
| Figura 4.2 – Curva de rendimento teórico em função da potência de saída do conversor buck baseado na célula de quatro estados..... | 66 |
| Figura 5.1 – Diagrama esquemático do conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases sem perdas simulado no PSIM®..... | 69 |
| Figura 5.2 – Tensão de saída..... | 69 |
| Figura 5.3 – Correntes nos indutores L_1, L_2 e L_3 e corrente total..... | 70 |
| Figura 5.4 – Correntes nos interruptores S_1, S_2, S_3 e corrente de entrada..... | 70 |
| Figura 5.5 – Esforços de correntes e tensões nos interruptores e diodos..... | 71 |
| Figura 5.6 – Diagrama esquemático do conversor <i>buck</i> entrelaçado de três fases com elementos não ideais simulado no PSIM®..... | 72 |
| Figura 5.7 – Rendimento do conversor <i>buck</i> entrelaçado em função da potência de saída..... | 72 |
| Figura 5.8 – Perdas totais nos interruptores e diodos..... | 73 |
| Figura 5.9 – Perdas totais no cobre nos três indutores de filtro..... | 73 |
| Figura 5.10 – Diagrama esquemático do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados ideal simulado no PSIM®..... | 74 |

| | |
|--|----|
| Figura 5.11 – Tensão de saída. | 74 |
| Figura 5.12 – Correntes nos enrolamentos do autotransformador e corrente no indutor de filtro. | 75 |
| Figura 5.13 – Correntes nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e corrente de entrada. | 76 |
| Figura 5.14 – Esforços de correntes e tensões nos interruptores e diodos respectivamente. ... | 76 |
| Figura 5.15 – Diagrama esquemático do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados empregando elementos não ideais no PSIM®. | 77 |
| Figura 5.16 – Rendimento do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados. | 77 |
| Figura 5.17 – Perdas totais nos interruptores e diodos. | 78 |
| Figura 5.18 – Perdas no cobre no indutor de filtro. | 78 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 2.1 – Estados e etapas de operação para estruturas derivadas da célula de comutação de quatro estados [23]. | 13 |
| Tabela 3.1 – Etapas de operação no MCC para $2/3 \leq D < 1$. | 18 |
| Tabela 3.2 – Etapas de operação no MCC para $2/3 \leq D < 1$ do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados | 36 |
| Tabela 4.1 – Especificações de projetos dos conversores <i>buck</i> entrelaçado e <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados em MCC. | 51 |
| Tabela 4.2 – Especificações de projeto do conversor <i>buck</i> com a célula de comutação de quatro estados em MCC. | 59 |
| Tabela 5.1 – Análise dos componentes do estágio de potência. | 79 |
| Tabela 5.2 – Análise dos esforços de tensão e corrente, perdas nos elementos do estágio de potência e rendimento. | 80 |

LISTA DE ABREVIATURAS

Símbolos adotados nos equacionamentos

| Símbolo | Significado | Unidade |
|----------------------|---|-----------------|
| $\Delta B_{T(máx.)}$ | Variação do fluxo magnético | T |
| ΔI | Ondulação da corrente | A |
| ΔV | Ondulação da tensão | V |
| ΔI_{Co} | Ondulação da corrente no capacitor | A |
| ΔI_L | Ondulação da corrente no indutor | A |
| ΔQ | Quantidade de carga armazenada do capacitor | C |
| A_e | Área da janela do carretel | cm ² |
| A_w | Área da janela do núcleo | cm ² |
| $A_e A_w$ | Produto das áreas da seção do núcleo e da janela | cm ⁴ |
| $B_{Lf(máx.)}$ | Máxima excursão de densidade do fluxo magnético | T |
| C_o | Capacitor de filtro de saída | F |
| D | Razão cíclica | - |
| f_s | Frequência de comutação | Hz |
| f_C | Frequência da ondulação da tensão no capacitor de saída | Hz |
| $f(T)$ | Frequência de operação no transformados | Hz |
| G | Ganho estático | - |
| $I_{DI}(t)$ | Corrente instantânea no diodo | A |
| $i_{LI}(t)$ | Corrente instantânea no indutor | A |
| $i_{SI}(t)$ | Corrente instantânea no interruptor | A |
| $K_{w(T)}$ | Fator de utilização da área do enrolamento | - |
| $K_{p(T)}$ | Fator de utilização do primário | - |
| K_E | Coefficiente de perdas por correntes parasitas | - |
| K_h | Coefficiente de perdas por histerese | - |
| $I_{co(ef.)}$ | Corrente eficaz no capacitor | A |
| $I_{co(pico)}$ | Corrente de pico no capacitor | A |
| I_L | Corrente no indutor | A |

| | | |
|-----------------------------|--|--------------------------|
| I_i | Corrente média de entrada | A |
| $I_{L(máx.)}$ | Corrente máxima no indutor | A |
| $I_{L(méd.)}$ | Corrente média no indutor | A |
| $I_{L(mín.)}$ | Corrente mínima no indutor | A |
| I_o | Corrente média de saída | A |
| J | Densidade de corrente | A/cm ² |
| P_o | Potência de entrada | W |
| P_1, P_2, P_3 | Potência na fase 1, 2, 3 | W |
| Q_{rr} | Quantidade de carga armazenada na capacitância intrínseca do diodo | C |
| r_d | Resistência série do diodo | Ω |
| R_o | Resistência de carga | Ω |
| R_{L1}, R_{L2}, R_{L3} | Resistores em série dos indutores L_1, L_2, L_3 | Ω |
| R_{t1}, R_{t2} e R_{t3} | Resistores em série nos ramos do transformador t_1, t_2, t_3 | Ω |
| $R_{DS(on)}$ | Resistência de condução entre dreno e fonte | Ω |
| RSE | Resistência série | Ω |
| t_f | Tempo de descida da corrente | s |
| t_r | Tempo de subida da corrente | s |
| t_{rr} | Tempo de recuperação reversa | s |
| T_C | Tempo de carga do capacitor | s |
| T_s | Período de comutação | s |
| μ_o | Constante de permeabilidade magnética do vácuo | H/m |
| l_t | Comprimento médio de uma espira | cm |
| ρ_{cu_70} | Resistividade do cobre a 70° C | $\Omega \cdot \text{cm}$ |
| η | Rendimento | - |
| S_{f_L} | Área de cobre sem isolamento | cm ² |
| V_{DS} | Tensão entre dreno e fonte | V |
| V_{e_L} | Volume do núcleo magnético | cm ³ |
| V_i | Tensão média de entrada | V |
| V_o | Tensão média de saída | V |

Acrônimos e Abreviaturas

| Símbolo | Significado |
|----------|---|
| CA | Corrente alternada |
| CC | Corrente contínua |
| EMI | Interferência eletromagnética (<i>electromagnetic interference</i>) |
| MCC | Modo de condução contínua |
| MCD | Modo de condução descontínua |
| MCR | Modo de condução crítica |
| MOSFET | Transistor de efeito de campo à base de óxido semicondutor metálico (<i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>) |
| MTBF | Tempo médio entre falhas (<i>medium time between failures</i>) |
| SEPIC | Conversor com uma única indutância primária (<i>single-ended primary-inductor converter</i>) |
| SI | Sistema Internacional |
| HVDC | Sistema de transmissão em alta tensão de corrente contínua (<i>high-voltage, direct current</i>) |
| PWM | Modulação por largura de pulso (<i>pulse width modulation</i>) |
| PSIM® | <i>Software</i> para simulação de circuitos utilizando eletrônica de potência (<i>software for power electronics simulation – Powersim</i>) |
| CEFET-MG | Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais |
| UFSJ | Universidade Federal de São João del-Rei |

Símbolos de Unidades de grandezas Físicas

| Símbolo | Significado |
|--------------------|---------------|
| Ω | ohm |
| A | ampère |
| F | farad |
| H | henry |
| Hz | hertz |
| m | metro |
| $^{\circ}\text{C}$ | graus Celsius |
| s | segundo |
| T | tesla |
| V | volt |
| W | watt |

Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

| Símbolo | Componente |
|-----------------|-----------------|
| C | Capacitor |
| D_1, D_2, D_3 | Diodos |
| I | Corrente |
| L_1, L_2, L_3 | Indutores |
| R | Resistor |
| S_1, S_2, S_3 | Interruptor |
| V | Fonte de Tensão |
| T | Transformador |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO

Atualmente, com o notável crescimento da tecnologia em variados setores e considerando aspectos para suprir as necessidades do mercado tecnológico, a eletrônica de potência insere-se de forma intensa e incisiva, sem a qual não é possível conceber a existência de uma sociedade moderna sustentável.

Historicamente, pode-se dizer que a revolução da eletrônica de potência impulsionou-se na década de 1990. Trata-se do início de uma “terceira revolução” da eletrônica de potência no processamento de energia renovável e na economia de energia em todo o mundo. Nos próximos 30 anos, a eletrônica de potência dará forma e condicionará a energia elétrica em um ponto na rede de transmissão entre a geração onde ela é produzida e as diversas aplicações existentes, onde ela é consumida, transmitindo dados em tempo real sobre, quanto, quando e onde a eletricidade está disponível. Com a crescente demanda por energia em todo o mundo, há uma nova era de energia renovável, em que a eletrônica de potência é parte da energia renovável para sua transmissão, distribuição e armazenamento [1].

A eletrônica de potência possui um papel inegavelmente importante no contexto de diversas aplicações, a saber:

- tecnologia de transporte, locomotivas e veículos elétricos;
- sistemas de propulsão de veículos e de corrente contínua em alta tensão (HVDC);
- aceleradores de partículas;
- amplificadores de áudio;
- energia renovável;
- controles de aquecimento e de motores;
- fontes de alimentação e fontes chaveadas;
- sistemas de automação;
- iluminação de estado sólido.

Para o controle ou condicionamento da energia elétrica, é necessária a conversão da energia elétrica de uma forma para outra, o que é possível em virtude das características de comutação dos dispositivos de potência. Os conversores estáticos de potência realizam esse processo, podendo ser considerados como sistemas em que um ou mais interruptores são

acionados e conectados à fonte de alimentação para a obtenção da tensão ou da corrente desejada na saída [2]. Assim, há quatro tipos de conversores: conversores CA-CC (retificadores), conversores CC-CC, conversores CC-CA (inversores) e conversores CA-CA.

Um conversor CC-CC realiza a adaptação de níveis de tensão e corrente CC entre fonte e carga, podendo ser considerado como o equivalente CC de um transformador CA com uma relação de espiras continuamente variável. Assim como o transformador, esse dispositivo pode ser usado para reduzir ou elevar uma fonte de tensão CC.

Em termos ideais, a tensão de saída e a corrente de entrada devem ser puramente CC, mas na prática essas grandezas contêm harmônicas ou ondulações de alta frequência. O conversor extrai corrente da fonte CC somente quando se conecta a carga com a fonte de alimentação, de modo que a corrente de entrada pode ser descontínua dependendo da topologia adotada [1].

Existem basicamente dois tipos de conversores CC-CC: não isolados e isolados. As estruturas isoladas podem ser identificadas pelo uso de transformador de alta frequência em seu circuito [3]. Nesse contexto, esse trabalho dedica-se à análise de conversores CC-CC não isolados, sendo que se observam estudos semelhantes em [3], [4], [5].

Os conversores clássicos como *buck*, *boost* e *buck-boost*, Ćuk, SEPIC (*single-ended primary inductance converter* – conversor com única indutância primária) e Zeta não são adequados para aplicações em altas potências pela existência de apenas dois semicondutores, o que se traduz em perdas excessivas e eficiência reduzida. Assim, justifica-se a busca por novas topologias visando ao aumento da eficiência e densidade de potência, bem como redução dos esforços e do número de componentes.

Nesse contexto, o desenvolvimento de conversores com múltiplas fases tem sido foco de diversos trabalhos na literatura. Essas estruturas são consideradas uma solução interessante para aplicações com altas densidades de potências, devido às reduções dos volumes dos elementos reativos, além de reduzir e distribuir as perdas por condução, os que os tornam muito atrativos, principalmente em potências maiores. Assim, devido ao fato das perdas serem distribuídas entre os semicondutores, facilita-se a dissipação térmica mantendo um alto rendimento.

Como exemplo, podem ser citados dois conversores CC-CC não isolados originados a partir da topologia *buck* clássica: os conversores *buck* entrelaçado de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados.

1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Diante das premissas anteriores, propõe-se neste trabalho um estudo comparativo de desempenho dos conversores *buck* entrelaçado e *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados. A metodologia consiste no estudo analítico e verificação dos resultados por simulação das duas topologias. Após a realização de uma revisão bibliográfica, análises qualitativas e quantitativas e testes por simulação, pretende-se estabelecer uma comparação entre as topologias com relação ao número de componentes utilizados, complexidade, perdas, rendimento, entre outros aspectos.

Desse modo o presente trabalho visa apresentar contribuições no sentido de:

- ✓ revisar publicações relacionadas a conversores CC-CC não isolados;
- ✓ analisar o princípio de funcionamento dos conversores, bem como realizar a análise quantitativa que permita obter roteiros de projeto das estruturas;
- ✓ constatar o funcionamento correto das topologias em questão por simulação;
- ✓ estabelecer uma comparação detalhada entre os conversores em questão.

1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho está estruturado em seis capítulos, iniciado pela introdução e desenvolvido conforme é descrito a seguir.

No Capítulo 2, apresenta-se uma revisão bibliográfica em termos das principais estruturas de conversores CC-CC não isolados, incluindo as topologias clássicas *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*, *SEPIC* e *Zeta*. Em seguida, analisam-se conceitos relacionados aos conversores *buck* entrelaçado e com a célula de comutação de múltiplos estados, que são o foco deste trabalho.

O Capítulo 3 dedica-se às análises qualitativa e quantitativa das estruturas, resultando no roteiro de projeto das topologias investigadas.

No Capítulo 4, têm-se dois exemplos de projeto dos conversores CC-CC a partir de um mesmo ponto de operação específico.

No Capítulo 5, apresentam-se resultados obtidos de simulações computacionais em termos das principais formas de ondas que descrevem a operação das topologias.

No Capítulo 6, discutem-se os principais resultados obtidos, bem como são apresentadas propostas para a continuidade do trabalho.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo dedica-se a uma breve revisão bibliográfica das principais topologias de conversores CC-CC não isolados, incluindo aspectos relacionados ao princípio de funcionamento e, principalmente, questões pertinentes aos conversores entrelaçados e com a célula de comutação de quatro estados.

Inicialmente, são expostas as principais estruturas de conversores CC-CC clássicos não isolados. Na sequência, apresentam-se os conversores CC-CC *buck* entrelaçado de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados, os quais são o foco desta dissertação.

2.2 - CONVERSORES CC-CC NÃO ISOLADOS CLÁSSICOS

Um conversor CC-CC possui uma estrutura estática composta basicamente de interruptores ativos, componentes armazenadores de energia (capacitores e indutores) e dispositivos semicondutores de potência operando em altas frequências.

Dentre as seis topologias não isoladas clássicas existentes, três são amplamente utilizadas para reduzir e/ou aumentar a tensão CC de entrada, isto é, as topologias *buck*, *boost* e *buck-boost*, que possuem aproximadamente o mesmo custo de produção e usam aproximadamente o mesmo volume por potência de saída [3]. Além disso, todas as três topologias são normalmente usadas para níveis de potência de saída baixos a médios. Entretanto, esses circuitos por sua vez apresentam limitações no que se refere a aplicações com elevadas taxas de conversão entre as tensões de entrada e saída, visto que a operação em valores extremamente baixos ou altos da razão cíclica pode ser necessária.

Em atenção às premissas anteriores, deve-se observar que a escolha de uma dada topologia de conversor CC-CC deve considerar a natureza específica de aplicação e, ainda, fatores como custo e complexidade da estrutura.

O conversor *buck* é utilizado para obter uma tensão média de saída menor que a tensão de entrada, sendo chamado simplesmente de conversor abaixador. Em geral, é usado em fontes de alimentação chaveada e para controle de velocidade de motores de corrente contínua [6]. Tem-se como vantagem a característica de fonte de corrente na saída, já que o indutor se encontra conectado em série com o estágio de saída composto pelo capacitor de filtro e a

carga. Como desvantagem, existe uma corrente de entrada descontínua, sendo que geralmente é necessário um filtro passa-baixa de entrada [1], [7], [2].

A Figura 2.1 apresenta a configuração básica do conversor *buck*, a qual é composta por uma fonte de tensão contínua na entrada V_i , um interruptor controlado S , um indutor de filtro L , um diodo de roda livre D , um capacitor de filtro de saída C_o e uma carga representada por um resistor R_o , à qual está aplicada uma tensão de saída V_o .

O conversor *buck*, assim como todas as demais topologias de conversores CC-CC não isolados, é capaz de operar em três modos de operação distintos em termos do comportamento da corrente no indutor: modo de condução contínua (MCC), quando a corrente pelo indutor não se anula ao longo do período de comutação; modo de condução descontínua (MCD), em que a corrente no indutor se anula ao longo do período de comutação; e modo de condução crítica (MCR), que ocorre quando a corrente no indutor atinge zero exatamente ao final do período de comutação [6].

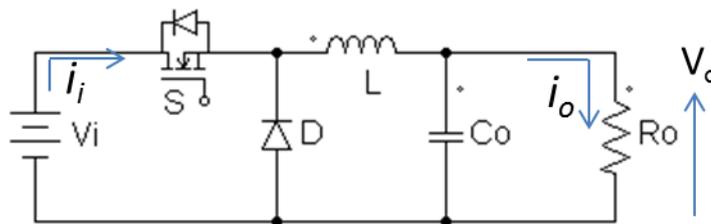


Figura 2.1 – Conversor CC-CC *buck*.

Tendo em vista o modo de operação em MCC, verifica-se que o ganho estático depende somente da razão cíclica D adotada, a qual é definida como a relação entre o intervalo de condução do interruptor e o período de comutação, bem como também a relação entre as tensões de entrada e saída.

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (2.1)$$

Ao contrário do conversor *buck*, a topologia *boost* é uma estrutura elevadora, em que a tensão média de saída V_o é maior que a tensão de entrada V_i , sendo muito utilizada em circuitos de correção de fator de potência [8]. O que o diferencia do conversor *buck* em termos de estrutura é a mudança na posição dos componentes, como mostra a Figura 2.2 [9], [10].

O ganho estático do conversor *boost* é dado pela seguinte expressão [6], [11]:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.2)$$

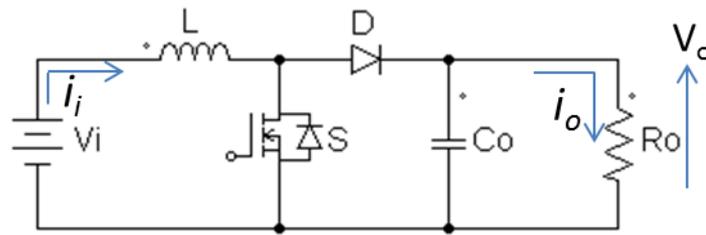


Figura 2.2 – Conversor CC-CC boost.

O conversor *buck-boost* mostrado na Figura 2.3 consiste em uma variação topológica dos conversores *buck* e *boost* e seu princípio de funcionamento pode ser encontrado em [2] [12]. Essa topologia pode ser abaixadora ou elevadora, em que a tensão de saída V_o pode ser menor ou maior que a tensão de entrada V_i dependendo da aplicação e do valor razão cíclica. O ganho estático em MCC dado por (2.3) mostra que, se $D < 0,5$, o conversor opera em modo abaixador ($V_o < V_i$); porém, para $D > 0,5$ o conversor opera em modo elevador ($V_o > V_i$).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{1-D} \quad (2.3)$$

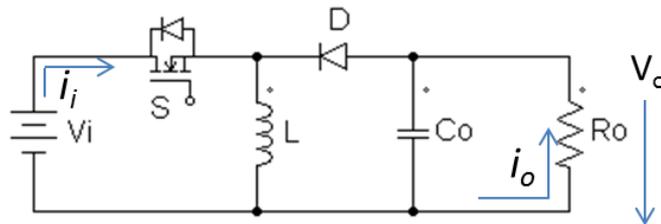


Figura 2.3 – Conversor CC-CC *buck-boost*.

O conversor *Ćuk* mostrado na Figura 2.4, também conhecido como conversor de acumulação capacitiva, possui uma estrutura mais complexa que os conversores anteriores, visto que utiliza um indutor e um capacitor adicionais. Esta topologia pode operar tanto em modo elevador e abaixador de tensão [6] [13], [14]. Como vantagens, tanto a corrente de entrada quanto a corrente do estágio de saída são contínuas quando o conversor opera em MCC.

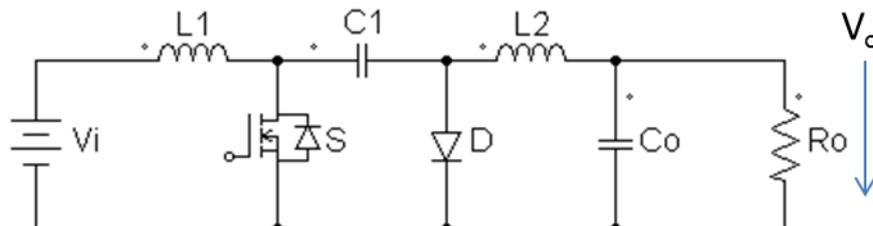


Figura 2.4 – Conversor CC-CC *Ćuk*.

O conversor SEPIC é apresentado na Figura 2.5 e consiste em uma variação topológica do conversor Ćuk que também emprega dois indutores e dois capacitores. Sua topologia tem a característica de operar em modos elevador e abaixador, possuindo na entrada uma característica de fonte de corrente e na saída uma característica de fonte de tensão. A corrente de saída é pulsada e não existe inversão na polaridade da tensão de saída, diferenciando-o do conversor Ćuk. Assim como nos demais conversores abaixadores e elevadores, os interruptores estão sujeitos a uma tensão que é a soma das tensões de entrada e de saída e o capacitor é responsável pela transferência de energia da entrada para a saída [15] [16] [17] [18].

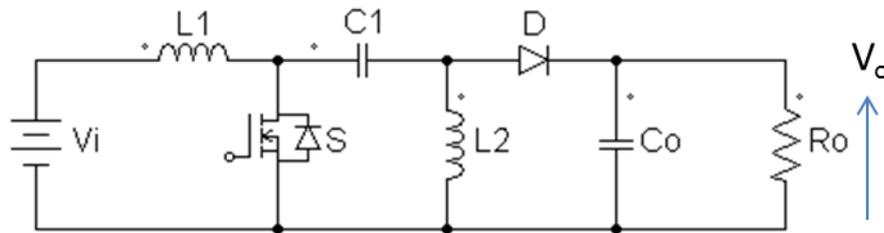


Figura 2.5 – Conversor CC-CC SEPIC.

O conversor Zeta é apresentado na Figura 2.6, na qual se observa uma topologia bastante semelhante aos conversores SEPIC e Ćuk, diferenciando-se na posição relativa dos componentes. Essa topologia também possui uma característica abaixadora e elevadora de tensão. Nesse caso, a corrente de entrada é descontínua e a corrente do estágio de saída é contínua, de modo que a transferência de energia ocorre por meio do capacitor. A indutância L_1 pode ser a própria indutância de magnetização na versão isolada.

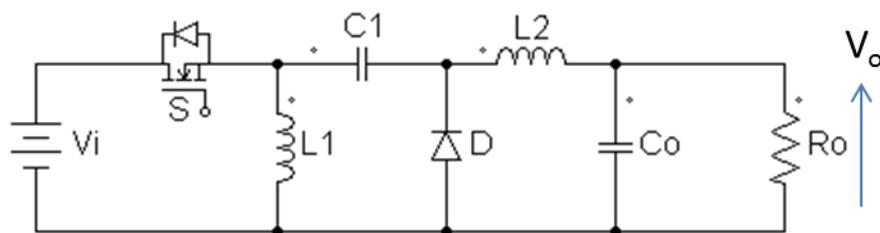


Figura 2.6 – Conversor CC-CC Zeta.

2.3 - CONVERSORES ENTRELAÇADOS

Conversores entrelaçados ou intercalados são constituídos por vários ramos ou células em paralelo, sendo que a Figura 2.7 mostra um conversor *buck* entrelaçado de três fases. Há muitas vantagens associadas à utilização de estruturas entrelaçadas. Em primeiro lugar, aumentando o número de fases, o deslocamento multifásico pode alcançar altas frequências de

comutação, conforme visto pela entrada e pela saída do circuito. Isso permite uma resposta transiente mais rápida e menores capacitores de filtros na entrada e na saída [3]. Além disso, circulará uma corrente menor em cada indutor devido à divisão da corrente, o que se reflete em termos de redução das perdas especialmente em aplicações de altas correntes, uma vez que as perdas por condução são proporcionais ao quadrado da corrente. Isso também implica uma maior densidade de potência, obtendo-se uma melhor dissipação de potência ao mesmo tempo em que se reduzem os requisitos de dissipação de calor.

Sabe-se que à medida que o número de fases aumenta no conversor entrelaçado multifásico, a eficiência aumentará e a resposta transitória melhorará. O estudo desenvolvido em [19] mostra que os valores da ondulação na saída são significativamente menores com o aumento do número de fases de dois até seis, mas aumentam a complexidade do conversor e a quantidade de componentes, o que se reflete no custo.

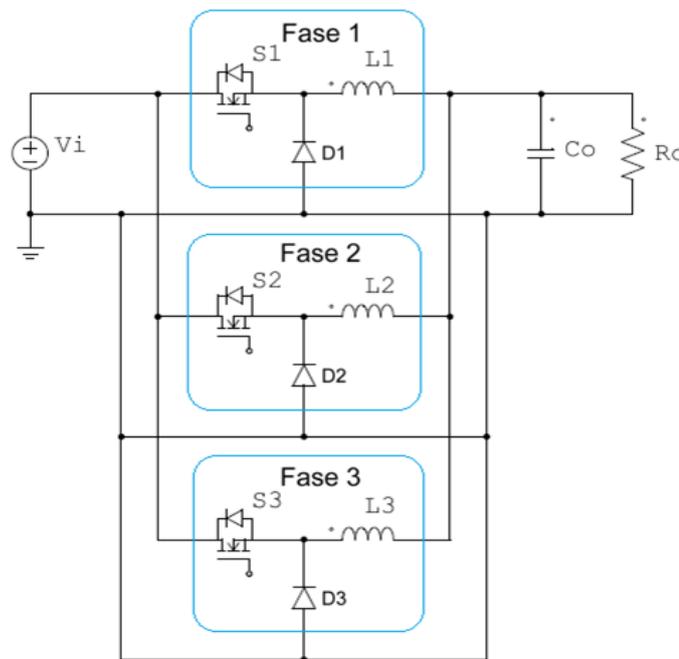


Figura 2.7 – Conversor *buck* entrelaçado de três fases.

Outro aspecto importante da topologia *buck* multifásica é o compartilhamento de corrente. Isto significa que cada fase do conversor *buck* multifásico terá a mesma corrente média em cada indutor e, no caso do conversor *buck* entrelaçado de três fases, o defasamento dos sinais de comando será de 120° , ou seja, um terço do período de comutação (comutação intercalada). Essa característica resulta em duas vantagens. Em primeiro lugar, a soma das correntes nas fases resulta em uma ondulação da corrente de saída três vezes menor do que um conversor *buck* individual para as mesmas especificações de projeto. Portanto, uma alta

corrente pode ser obtida com uma pequena ondulação. Em segundo lugar, a entrada e saída do conversor enxergarão uma frequência três vezes maior que a frequência de comutação aplicada a cada fase, o que ocorre uma vez que as fases estão defasadas entre si em 120° .

O aumento na frequência efetiva na ondulação na carga permite o emprego de uma menor capacitância de saída. Além disso, uma maior frequência significa aumentar a largura de banda e, portanto, melhorar a resposta transitória. Para a entrada, a maior frequência significa menores requisitos de filtragem que podem se traduzir em custo e dimensões reduzidos. A Figura 2.8 mostra as correntes nos indutores nas três fases e a corrente de saída total.

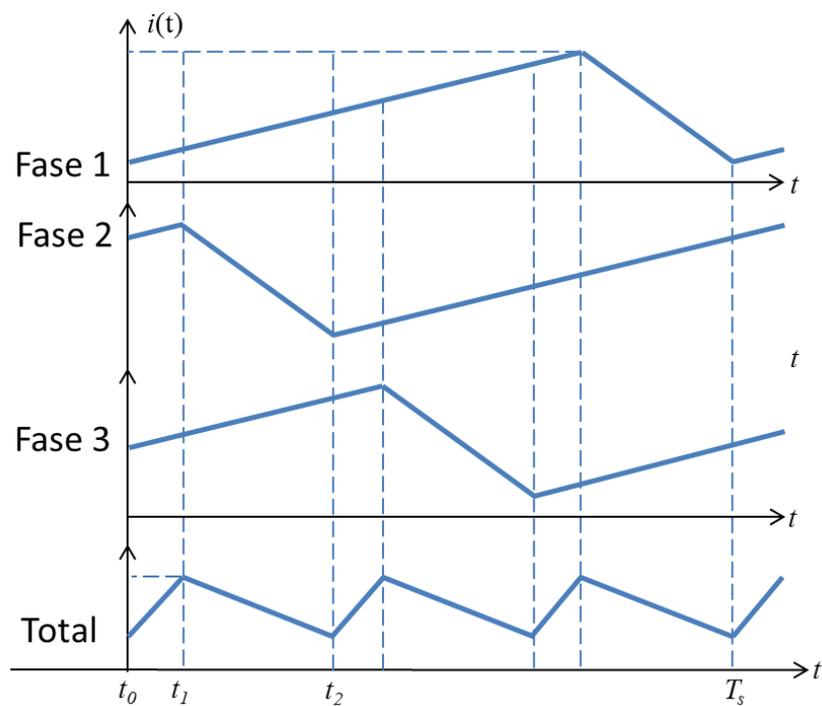


Figura 2.8 – Formas de onda das correntes nos indutores e corrente resultante total.

Conversores *buck* multifásicos foram desenvolvidos e estudados em [3]. Efetivamente demonstra-se que, dependendo do valor assumido pela razão cíclica, pode-se obter uma ondulação nula associada à corrente de saída total [20], o que também depende do número de fases adotadas.

2.4 - CONVERSORES BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS

De modo semelhante aos conversores multifásicos, a célula de comutação de múltiplos estados surge como alternativa interessante para aplicações em altas potências e altas

correntes. Em [5], foi proposto o conceito da célula de comutação de três estados, sendo que diversas topologias de conversores CC-CC são descritas. Dentre os arranjos possíveis em [5], destaca-se a célula de comutação de três estados do tipo B, que é composta de dois interruptores, dois diodos e um autotransformador, como mostra a Figura 2.9. De acordo com [5], as principais vantagens de conversores utilizando esta célula de comutação são: baixas perdas em condução; ondulação reduzida nos elementos de filtro de entrada e de saída; conseqüente redução de peso e volume.

Conversores utilizando as células de comutação de múltiplos estados têm sido o foco de diversos trabalhos na literatura. Em [21], é proposta uma família de conversores CC-CC não isolados, sendo que em [22] é descrita a operação de um conversor *buck* derivado, que é representado na Figura 2.10.

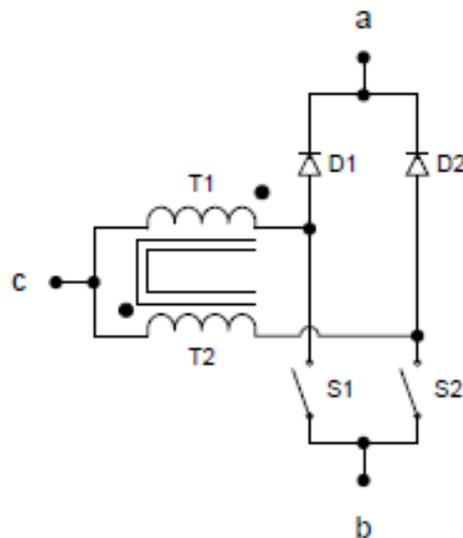


Figura 2.9 – Célula de comutação de três estados [22].

Uma característica desse conversor é possuir o ganho estático no modo de condução contínuo igual àquele do conversor *buck* clássico.

Além disso, de acordo com [22], tem-se:

- ✓ redução do tamanho, volume e peso dos elementos de filtro e do indutor, os quais são projetados para o dobro da frequência de comutação;
- ✓ o esforço de corrente em cada interruptor é igual à metade de corrente total de saída, permitindo o uso de semicondutores com níveis de corrente menores;
- ✓ as perdas são distribuídas entre os semicondutores, resultando em uma melhor distribuição de calor e conseqüentemente um uso mais eficiente dos dissipadores;

- ✓ parte da potência de entrada, ou seja, 50%, é transferida diretamente para a carga através dos diodos e indutores acoplados (autotransformadores), e não através dos interruptores principais. Como consequência, as perdas de condução e comutação são reduzidas;
- ✓ o uso da célula de comutação de três estados permite a conexão em paralelo de interruptores e, conseqüentemente, dispositivos de potência e *drivers* de menor custo podem ser utilizados;
- ✓ a energia é transferida da fonte para a carga durante a maior parte do período de comutação, que é uma característica distinta da célula de comutação, já que nos outros conversores do tipo *buck* isso ocorre somente durante metade do período de comutação. Como consequência, a redução dos picos de corrente e também das perdas de condução é esperada;
- ✓ o circuito comando dos interruptores principais torna-se menos complexo porque esses elementos conectados no mesmo ponto de referência, o que não ocorre no conversor *buck* entrelaçado.

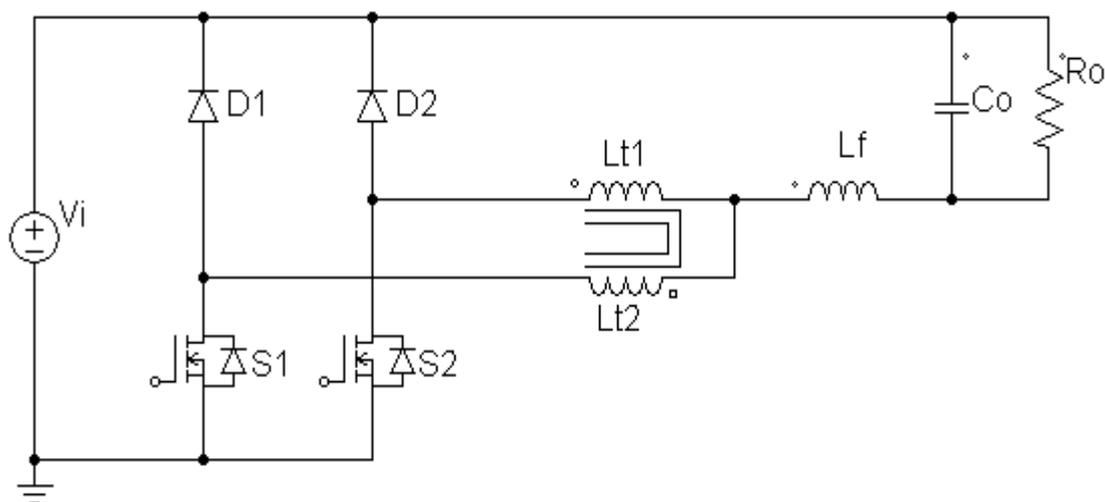


Figura 2.10 – Conversor *buck* com a célula de comutação de três estados [22].

Porém, deve-se ressaltar que os níveis de potência que podem ser alcançados pelos conversores baseados na Figura 2.9 são limitados em virtude da existência de apenas dois ramos compostos pelos enrolamentos do autotransformador associados a diodos e interruptores. Assim, surge o conceito da célula de comutação de múltiplos estados em [23] e [24]. Como exemplo, tem-se a célula de comutação de quatro estados apresentada na Figura 2.11, sendo esta uma estrutura modular que permite aumentar os níveis de potência obtidos pelas topologias derivadas acrescentando-se mais enrolamentos acoplados ao autotransformador, interruptores e diodos.

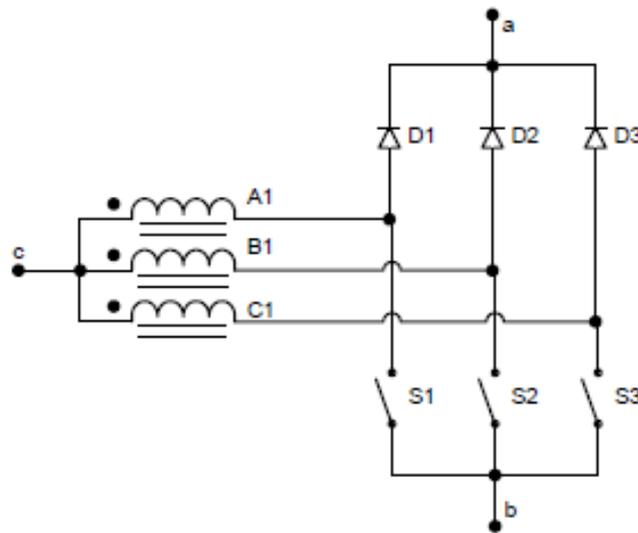


Figura 2.11 – Célula de comutação de quatro estados [23].

A célula de comutação de quatro estados é composta de três interruptores, três diodos e um transformador. Tem-se que entre os terminais ‘a’ e ‘b’, sempre haverá uma fonte de tensão ou um ramo capacitivo. Já o terminal ‘c’ estará sempre conectado a uma fonte de corrente ou a um ramo indutivo.

A célula de comutação de quatro estados apresenta nove combinações possíveis em termos da condução dos interruptores controlados e dos diodos. Essas combinações são descritas sumariamente na Tabela 2.1 e mostradas na Figura 2.12, sendo que “0” e “1” indicam o bloqueio e a condução de um dado semicondutor, respectivamente.

Quando se utiliza a célula de comutação de quatro estados em conversores estáticos, deve-se adotar uma estratégia de modulação adequada. Nesse caso, o comando dos interruptores controlados da célula de quatro estados deve empregar sinais defasados em 120° , ou seja, um terço do período de comutação. Além disso, o tempo de condução para todos os interruptores deve ser o mesmo.

Desse modo, há três regiões de operação dependendo da razão cíclica, definidas do seguinte modo:

- ✓ $0 < D \leq 1/3$ – nenhum ou apenas um interruptor estará em condução em uma dada etapa;
- ✓ $1/3 \leq D \leq 2/3$ – apenas um ou dois interruptores estarão em condução simultaneamente em uma dada etapa;
- ✓ $2/3 \leq D < 1$: dois ou três interruptores estarão em condução simultaneamente em uma dada etapa.

Tabela 2.1 – Estados e etapas de operação para estruturas derivadas da célula de comutação de quatro estados [23].

| Estados | S_1 | S_2 | S_3 | D_1 | D_2 | D_3 |
|------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1º Estado | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 2º Estado | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 2º Estado | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 2º Estado | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 3º Estado | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 3º Estado | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 3º Estado | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 4º Estado | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| Neutro | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Deve-se ressaltar que este trabalho apresenta a análise detalhada de um conversor *buck* operando em $2/3 \leq D < 1$ segundo a descrição apresentada em [23] e [24], em virtude de um ponto de operação específico.

A estrutura do conversor *buck* utilizando a célula de comutação de quatro estados é apresentada na Figura 2.13. Essa topologia é composta por três interruptores, três diodos, um autotransformador, um indutor de filtro, uma fonte de tensão de entrada, um capacitor de filtro e a carga. Neste caso, devido à presença do autotransformador com relação de espiras unitária, mantém-se um equilíbrio adequado da corrente entre os ramos sem o uso de esquemas de controle específicos, o que não ocorre nos conversores entrelaçados. Porém, uma característica comum aos conversores entrelaçados e baseados na célula de comutação de múltiplos estados reside no fato que os sinais de comando dos interruptores devem ser defasados de acordo com o número de fases ou número de enrolamentos associados ao autotransformador, respectivamente. Assim, tem-se uma conseqüente redução das dimensões dos elementos de filtro.

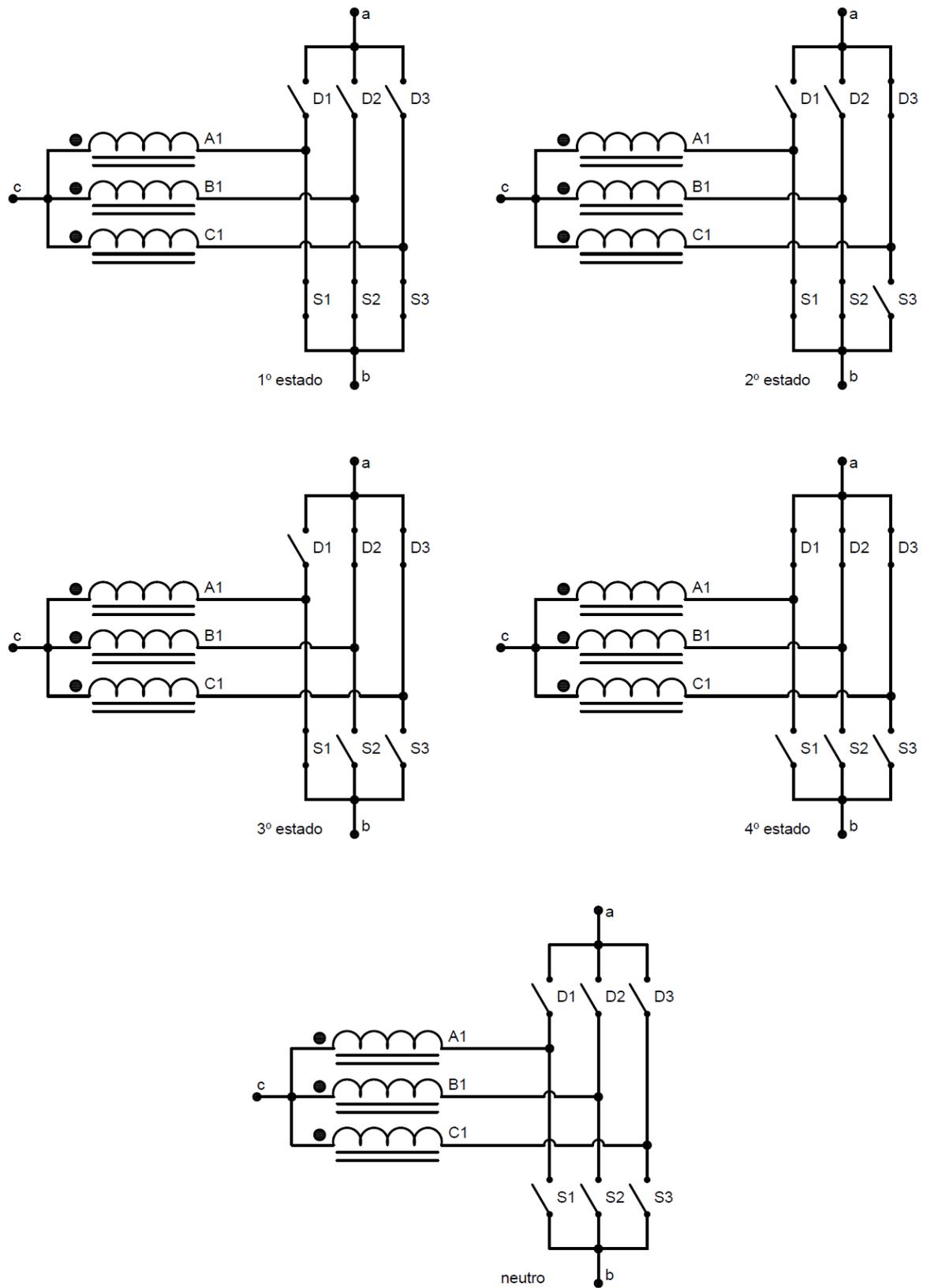


Figura 2.12 – Estados da célula de comutação de quatro estados [23].

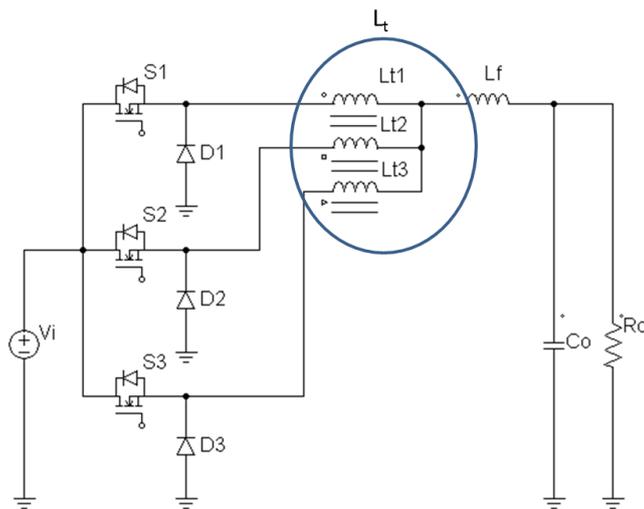


Figura 2.13 – Conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados.

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou breve análise dos conversores CC-CC clássicos, os quais por sua vez apresentam limitações no que tange a aplicações em potências maiores, sobretudo devido à utilização de apenas dois semicondutores nos estágios de potência.

Como soluções interessantes para tais aplicações, surgem os conversores entrelaçados multifásicos e baseados nas células de comutação de múltiplos estados. Embora o acionamento dos interruptores em ambos os tipos de estruturas empreguem sinais de comando simétricos e devidamente defasados, há diferenças significativas associadas aos princípios de funcionamento. Por exemplo, no caso das topologias entrelaçadas, pequenas diferenças construtivas nos elementos que constituem as diversas fases podem levar à distribuição desigual da corrente entre os diversos ramos, o que pode provocar o aquecimento excessivo de uma fase em relação aos demais. Entretanto, no conversor com a célula de comutação de quatro estados, o uso do autotransformador, desde que seja adequadamente construído na prática, garante o balanço natural da corrente mesmo diante de tais diferenças, considerando que todos os enrolamentos possuem a mesma impedância diante da relação de espiras unitária.

CAPÍTULO 3
ANÁLISES QUALITATIVA E QUANTITATIVA DOS CONVERSORES *BUCK*
ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES E *BUCK* COM A CÉLULA DE COMUTAÇÃO
DE QUATRO ESTADOS.

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta as análises qualitativa e quantitativa dos conversores *buck* entrelaçado de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados. Inicialmente, por meio da análise qualitativa, descrevem-se os circuitos com as etapas de funcionamentos dos conversores e suas respectivas formas de onda teóricas, a partir das quais é possível a obtenção das expressões matemáticas que definem os respectivos roteiros de projeto.

3.2 - CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES

O conversor *buck* entrelaçado de três fases é reapresentado na Figura 3.1.

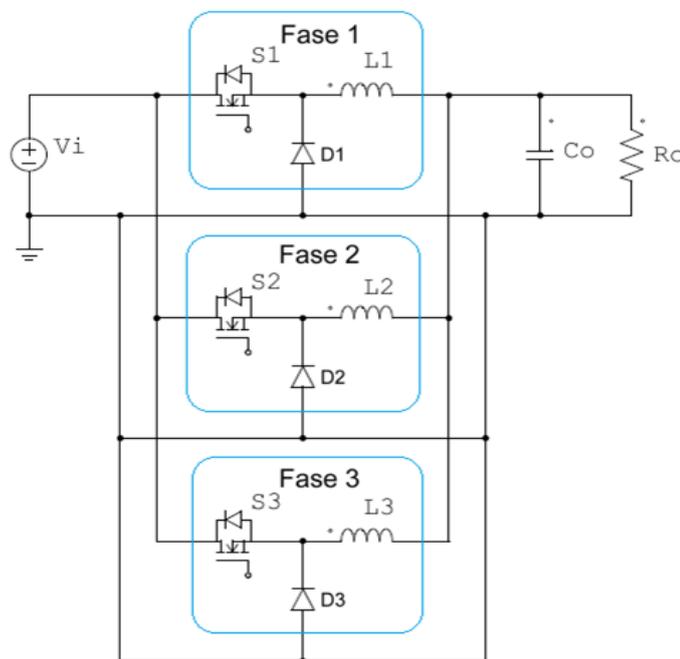


Figura 3.1 – Conversor *buck* entrelaçado de três fases.

A estrutura é formada por três diodos D_1 , D_2 , D_3 ; três interruptores S_1 , S_2 , S_3 ; três indutores L_1 , L_2 , L_3 ; uma fonte de tensão de entrada CC representada por V_i ; um capacitor de filtro C_o ; e a carga R_o , à qual está aplicada a tensão de saída V_o . As fases operam de forma

independente, assim como no conversor *buck* convencional, porém com a vantagem de que cada uma das mesmas processa um terço da potência total da carga.

O que caracteriza o conversor entrelaçado são os comandos dos interruptores sincronizados e defasados igualmente entre si por 360° divididos pelo número de fases, resultando em menores ondulações das correntes de entrada e saída [3]. Além de reduzir e distribuir melhor as perdas por condução entre os diversos ramos que empregam semicondutores controlados e não controlados, facilita-se a dissipação térmica [22], [5], [19]. Assim, a topologia da Figura 3.1 é analisada detalhadamente na sequência.

3.2.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor *buck* entrelaçado de três fases envolve o estudo das etapas de operação e do comportamento das principais grandezas. Assim, é possível verificar as principais formas de onda resultantes de sua operação.

Para este trabalho, tendo como base que o conversor opera em MCC, há seis estágios ao longo de um período de comutação, os quais estão relacionados à região $2/3 \leq D < 1$. A análise é realizada considerando que todos os elementos são ideais e que o conversor encontra-se em regime permanente.

No conversor *buck* entrelaçado de três fases, o defasamento dos sinais de comando é de 120° , ou um terço do período de comutação. Assim, dependendo da razão cíclica, o conversor operará em três situações:

- ✓ $0 < D \leq 1/3$ – nenhum ou apenas um interruptor estará em condução em uma dada etapa;
- ✓ $1/3 \leq D \leq 2/3$ – apenas um ou dois interruptores estarão em condução simultaneamente em uma dada etapa;
- ✓ $2/3 \leq D < 1$: dois ou três interruptores estarão em condução simultaneamente em uma dada etapa.

Deve-se ressaltar que este trabalho analisa os conversores em um ponto de operação compreendido entre $2/3 \leq D < 1$. Na Figura 3.2, pode-se observar que, em qualquer intervalo de tempo, sempre estarão conduzindo dois ou três interruptores.

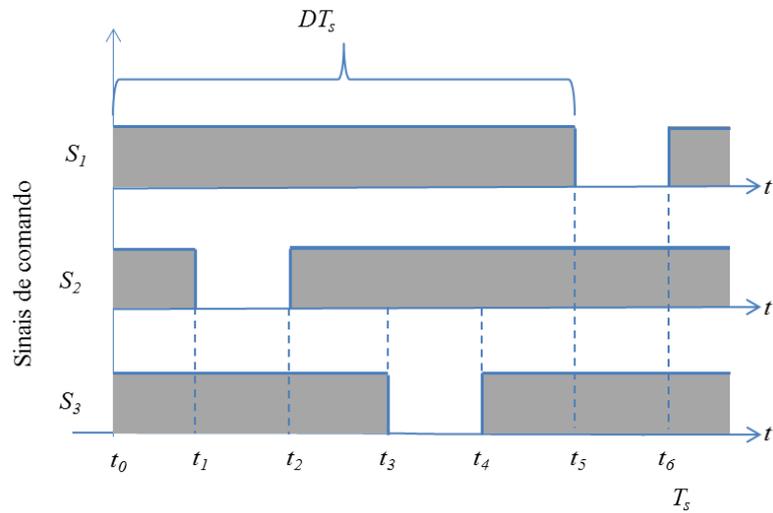


Figura 3.2 – Sinais de comando dos interruptores S_1, S_2, S_3 do conversor *buck* entrelaçado de três fases para $2/3 \leq D < 1$.

A Tabela 3.1 apresenta os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação dos conversores na região $2/3 \leq D < 1$, sendo que “0” e “1” indicam o bloqueio e a condução de um dado semicondutor, respectivamente.

Tabela 3.1 – Etapas de operação no MCC para $2/3 \leq D < 1$.

| Intervalo | S_1 | S_2 | S_3 | D_1 | D_2 | D_3 |
|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| t_0 a t_1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_1 a t_2 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| t_2 a t_3 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_3 a t_4 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| t_4 a t_5 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_5 a t_6 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |

A operação do conversor *buck* entrelaçado de três fases para $2/3 \leq D < 1$ pode ser definida a partir de seis etapas de funcionamento, conforme mostram a Figura 3.3 à Figura 3.6, sendo que o caminho da corrente é representado pela linha tracejada. As formas de onda para essa situação são apresentadas na Figura 3.7.

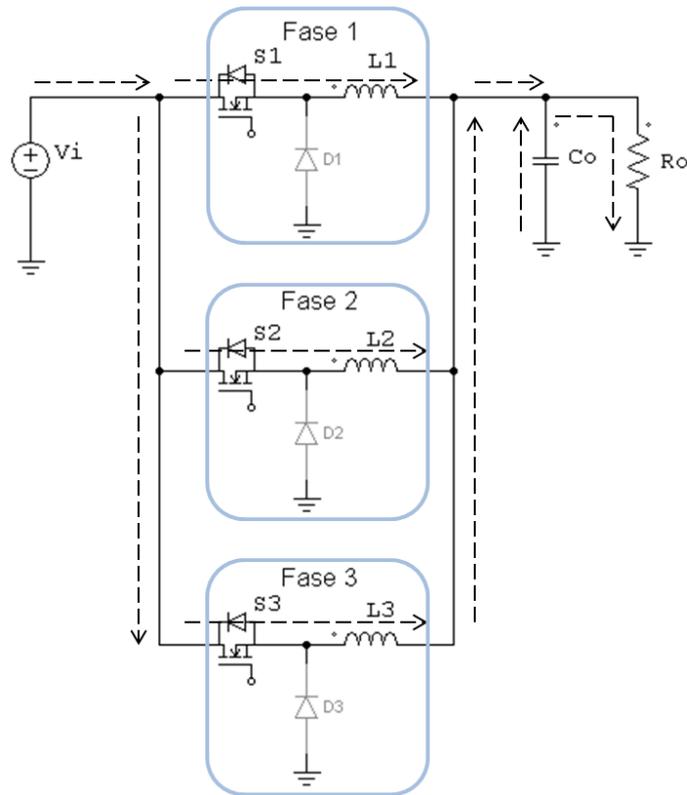


Figura 3.3 – Primeira, terceira e quinta etapas de operação para o conversor *buck* entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$.

1^a, 3^a e 5^a etapas $[t_0, t_1]$, $[t_2, t_3]$ e $[t_4, t_5]$: Inicialmente, os interruptores S_1 , S_2 , S_3 são comandados a conduzir, resultando no carregamento dos três indutores. Assim, considerando que uma tensão CC aproximadamente constante (desprezando a ondulação da tensão de saída) e igual a $V_i - V_o$ é aplicada aos indutores L_1 , L_2 , L_3 , as correntes em L_1 , L_2 , L_3 crescem linearmente. Além disso, tanto a fonte de alimentação quanto o capacitor de filtro de saída fornecem energia à carga R_o . Deve-se ainda ressaltar que os diodos D_1 , D_2 , D_3 permanecem bloqueados ao longo de todas essas etapas de operação, visto que a tensão do catodo é mais positiva que a tensão no anodo.

2^a etapa $[t_1, t_2]$: Nesta etapa, o interruptor S_2 é bloqueado, enquanto S_1 e S_3 continuam conduzindo, sendo que as correntes em suas respectivas fases continuam a crescer. Na fase 2, uma vez que S_2 é bloqueado, encerra-se o processo de armazenamento de energia no campo magnético do indutor L_2 . Desta forma, a polaridade da tensão nos terminais do indutor L_2 é invertida, o que por sua vez resulta em uma corrente decrescente nessa fase. Assim, esse elemento passa a se descarregar por meio da corrente que circula no diodo D_2 , o qual se encontra diretamente polarizado ao longo de toda essa etapa. Logo, a tensão aplicada em L_2 torna-se $-V_o$. Observa-se que D_1 e D_3 continuam bloqueados nesse caso.

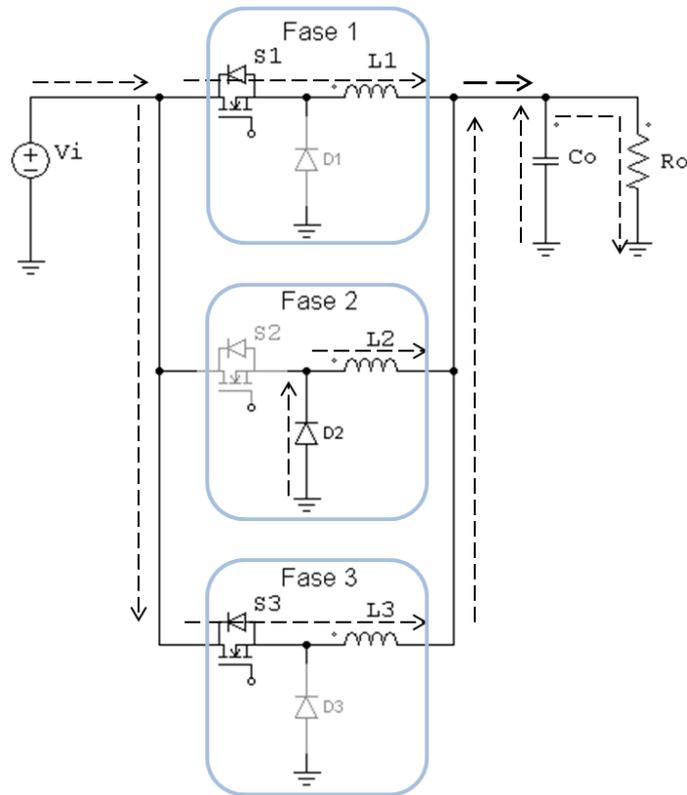


Figura 3.4 – Segunda etapa de operação para o conversor *buck* entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$.

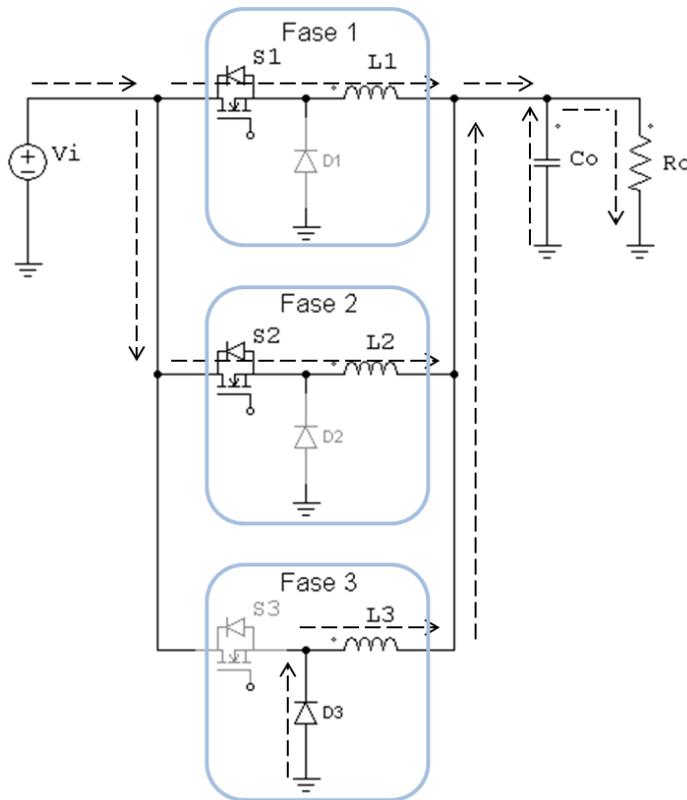


Figura 3.5 – Quarta etapa de operação para o conversor *buck* entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$.

4ª etapa $[t_3, t_4]$: Nesta etapa, o interruptor S_3 é bloqueado, enquanto S_1, S_2 estão conduzindo. Visto que S_3 é bloqueado, de forma análoga à 2ª etapa, encerra-se o processo de armazenamento de energia no campo magnético do indutor L_3 , invertendo a polaridade da tensão nos seus terminais. Esse elemento passa a se descarregar por meio da corrente que circula no diodo D_3 , o qual se encontra diretamente polarizado nessa etapa. A tensão aplicada em L_3 é igual a $-V_o$. Ao longo dessa etapa, os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados.

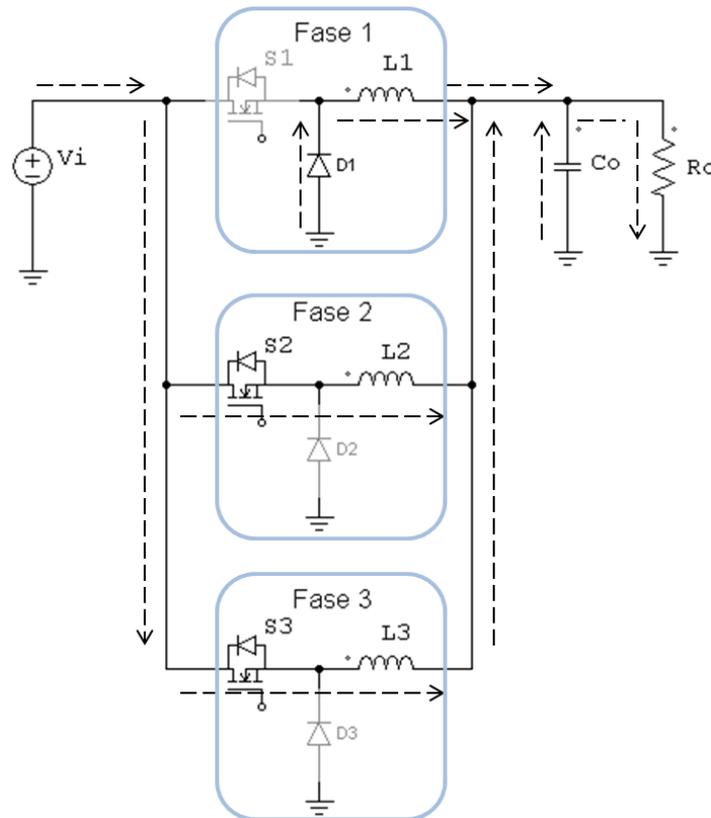


Figura 3.6 – Sexta etapa de operação para o conversor *buck* entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$.

6ª etapa $[t_5, t_6]$: Finalmente, o interruptor S_1 é bloqueado, ao passo que S_2 e S_3 estão conduzindo. Também de forma análoga a 4ª etapa, encerra-se o processo de armazenamento de energia em L_1 , invertendo-se a polaridade da tensão nos seus terminais. Esse elemento passa a se descarregar por meio da corrente que circula em D_1 , o qual se encontra polarizado nessa etapa. A tensão aplicada em L_1 é igual a $-V_o$. Desta vez, os diodos D_2 e D_3 estão bloqueados nessa etapa de operação.

Diante da análise dos circuitos equivalentes anteriores, é possível obter as formas de onda teóricas que representa o funcionamento do conversor *buck* entrelaçado de três fases em MCC na região de operação $2/3 \leq D < 1$. Na Figura 3.7, pode-se definir as variáveis $i_T(t)$ como

sendo a corrente total entregue ao estágio de saída; $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$, $i_{S3}(t)$ são as correntes nos interruptores; $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$, $i_{D3}(t)$ são as correntes nos diodos; e $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$, $i_{L3}(t)$ são as correntes nos indutores.

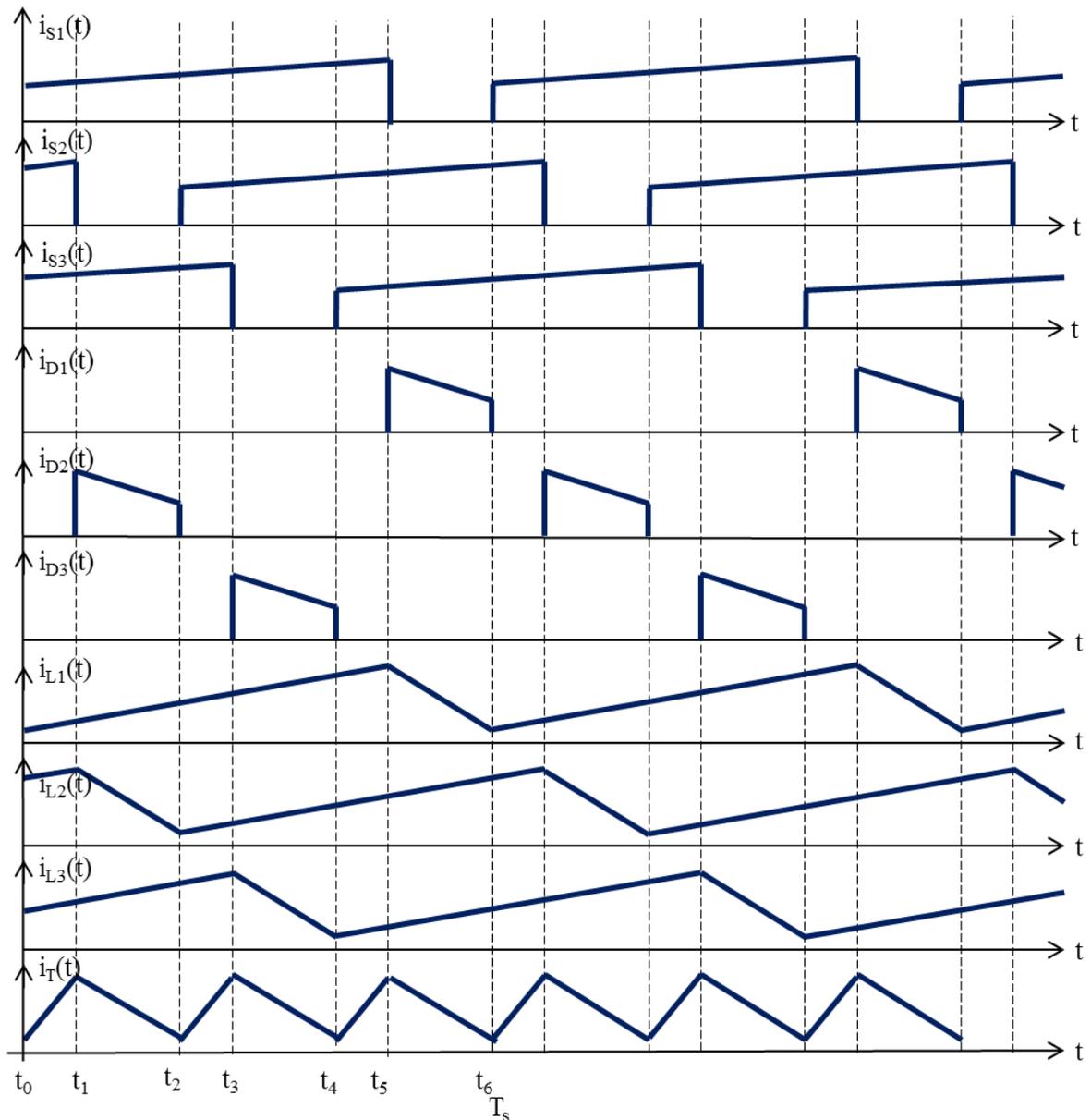


Figura 3.7 – Formas de onda teóricas do conversor *buck* entrelaçado de três fases na região $2/3 \leq D < 1$ em MCC.

3.2.2 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Na análise quantitativa, desenvolvem-se as expressões que permitem dimensionar os componentes do estágio de potência. Para o conversor *buck* entrelaçado de três fases, o equacionamento é realizado por fase, sendo que os três ramos são considerados equilibrados,

as três fases iguais em módulo, mudando somente o defasamento da comutação. Além disso, os três interruptores, os três diodos e os três indutores são iguais. Para simplificar os cálculos durante o equacionamento, considera-se $L=L_1=L_2=L_3$. Assim, adota-se a fase 1 na análise que se segue, sendo que o equacionamento é análogo àquele do conversor *buck* convencional. Assim, para cada fase tem-se $P_1 = P_2 = P_3$, representando as potências ativas nas fases 1, 2 e 3 respectivamente.

Como o conversor é considerado ideal, tem-se:

$$P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (3.1)$$

sendo que P_i , V_i , I_i , são a potência, tensão e corrente de entrada, respectivamente; P_o , V_o e I_o , são a potência, tensão e corrente de saída, respectivamente.

Logo, a corrente de entrada pode ser calculada como:

$$I_i = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i} \quad (3.2)$$

Além disso, tem-se:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.3)$$

$$I_{L(méd.)} = \frac{P_1}{V_o} \quad (3.4)$$

sendo que $I_{L(méd.)}$ é a corrente média do indutor.

A frequência de comutação f_s é um parâmetro de projeto comumente empregado, sendo:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (3.5)$$

em que T_s é o período de comutação.

A resistência de carga R_o é dada por:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (3.6)$$

3.2.2.1 - DETERMINAÇÃO DO GANHO ESTÁTICO

A razão cíclica de um conversor corresponde à fração de tempo em que o interruptor está conduzindo ao longo do período de comutação. Na Figura 3.8, têm-se as formas de onda de tensões e correntes do conversor *buck* convencional operando em MCC [2].

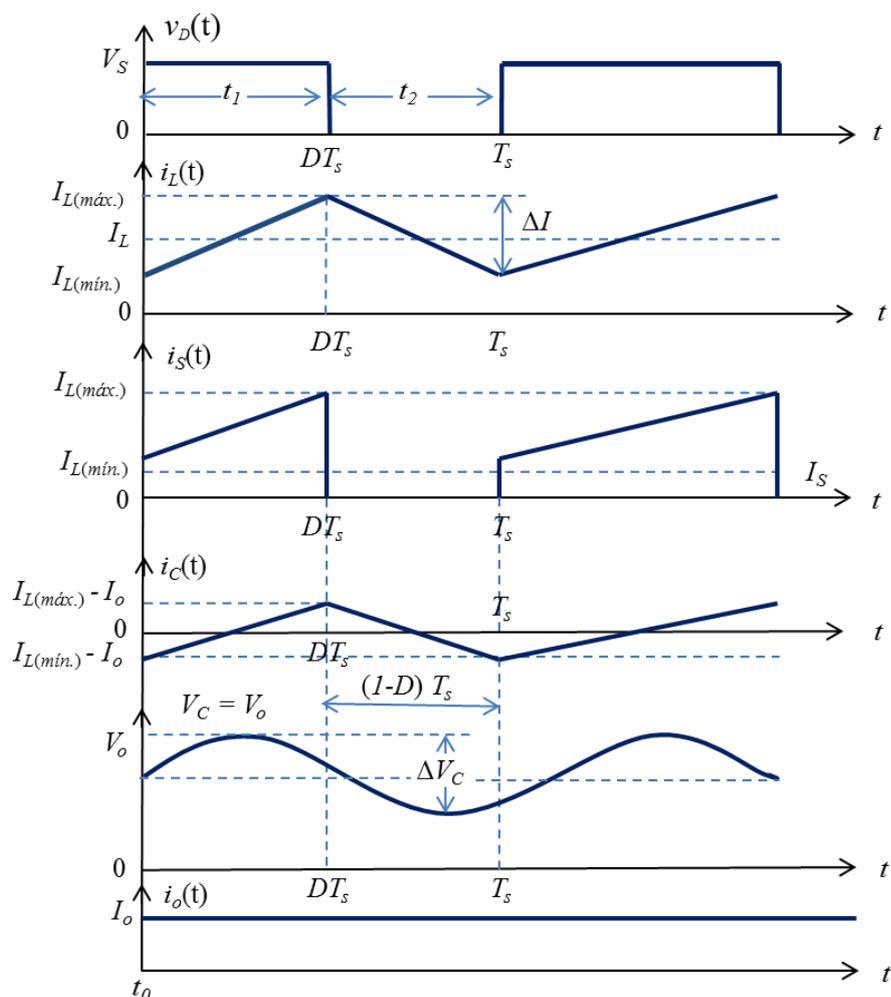


Figura 3.8 – Forma de onda do conversor *buck* convencional em MCC.

Por meio da análise de malhas aplicada aos circuitos da Figura 3.3 e da Figura 3.8 no intervalo $[t_0, DT_s]$, verifica-se que o interruptor conduz, o diodo está bloqueado e a corrente no indutor é crescente, resultando em:

$$V_i - V_o = V_L \quad (3.7)$$

de modo que V_L é a tensão no indutor, sendo $V_{L1} = V_{L2} = V_{L3}$.

Além disso, a tensão instantânea em um indutor $v_L(t)$ é definida por:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.8)$$

sendo que $i_L(t)$ é a corrente instantânea no indutor.

Desconsiderando a ondulação na tensão de saída e assumindo que o intervalo de condução do interruptor é finito e igual a DT_s , pode-se definir a ondulação da corrente no indutor como um valor finito representado por ΔI_L , em que $\Delta I_L = \Delta I_{L1} = \Delta I_{L2} = \Delta I_{L3}$. Assim, as

seguintes expressões podem ser obtidas para a 1ª, 3ª e 5ª etapa, sendo que $I_{L(máx.)}$ e $I_{L(mín.)}$ são as correntes máxima e mínima respectivamente no indutor:

$$di_L(t) = \Delta I_L = I_{L(máx.)} - I_{L(mín.)} \quad (3.9)$$

$$dt = DT_s \quad (3.10)$$

Substituindo (3.9), (3.10) em (3.8), tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{V_L \cdot DT_s}{L} \quad (3.11)$$

Substituindo (3.7) em (3.11), obtém-se a ondulação da corrente no indutor:

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_o) DT_s}{L} \quad (3.12)$$

Por sua vez, a análise do circuito da Figura 3.6 e da Figura 3.8 entre os instantes de tempo DT_s e T_s permite concluir que o interruptor S_I está bloqueado, D_I conduz e a corrente em L_I é decrescente, resultando em:

$$-V_o = V_{L_I} = V_L \quad (3.13)$$

Segundo as etapas de funcionamento anteriormente apresentadas e a Figura 3.8, o indutor se carrega e descarrega a cada ciclo de comutação em regime permanente. Novamente, desconsiderando-se a ondulação da tensão de saída no período de tempo de DT_s e T_s , é possível constatar que a variação da corrente no indutor é $-\Delta I_L$, de modo que se pode escrever:

$$di_{L(t)} = -\Delta I_L = -(I_{L(máx.)} - I_{L(mín.)}) \quad (3.14)$$

$$dt = (1 - D)T_s \quad (3.15)$$

Substituindo (3.13), (3.14) e (3.15) em (3.8), tem-se:

$$V_o = L \frac{\Delta I_L}{(1 - D) \cdot T_s} \quad (3.16)$$

Isolando-se ΔI_L , obtém-se:

$$\Delta I_L = V_o \frac{(1 - D) \cdot T_s}{L} \quad (3.17)$$

As expressões (3.12) e (3.17) representam a ondulação da corrente no indutor em função da razão cíclica, sendo que ao igualá-las obtém-se:

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (3.18)$$

A relação entre as tensões de entrada e saída define o ganho estático do conversor. No caso do conversor *buck* entrelaçado de três fases em MCC, assim como no conversor *buck*

convencional, constata-se que o ganho estático depende exclusivamente da razão cíclica adotada.

3.2.2.2 - CÁLCULO DA ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES

Analisando a Figura 3.9 e sabendo que as inclinações das retas crescente e decrescente da corrente no indutor são, respectivamente, $\Delta I_L / (DT_s)$ e $-\Delta I_L / (1-D)T_s$, pode-se calcular as ondulações das correntes nos indutores.

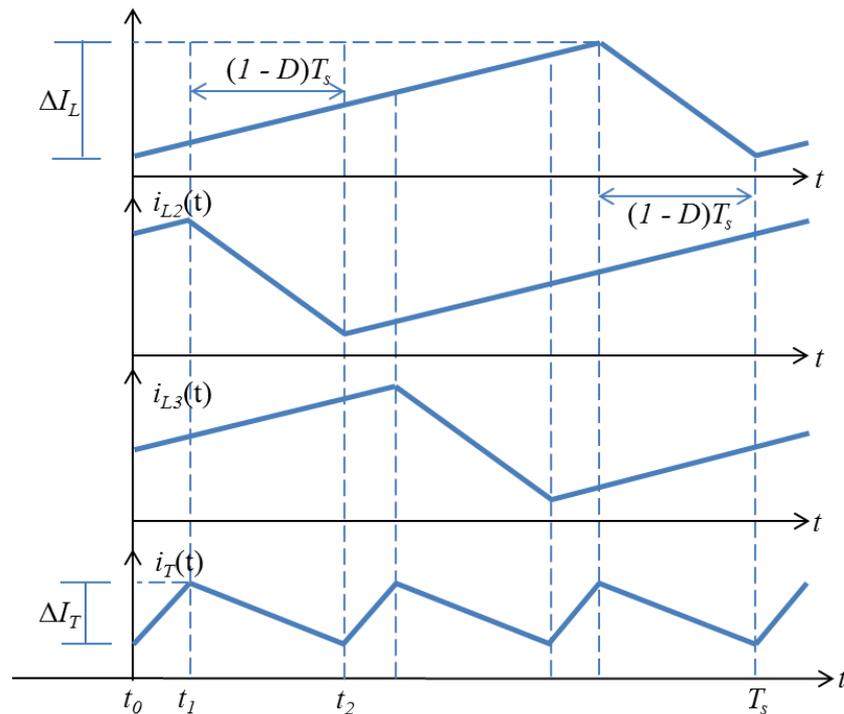


Figura 3.9 – Formas de onda das correntes nos indutores e corrente resultante total.

Para determinar a ondulação total da corrente nos indutores ΔI_L , somam-se as três inclinações das correntes nos indutores, resultando na inclinação da corrente entregue ao estágio de saída, isto é:

$$\frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} + \frac{\Delta I_L}{D \cdot T_s} - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} = \frac{-\Delta I_T}{(1-D)T_s} \quad (3.19)$$

Resolvendo a equação (3.19), obtém-se:

$$\Delta I_L = \frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)} \quad (3.20)$$

Além das correntes nos indutores e a corrente total se relacionarem pela expressão (3.20), destaca-se que, como as correntes nos indutores estão defasadas de 120° entre si, a

soma resultante fornece uma corrente cuja frequência da ondulação é três vezes maior que a frequência de comutação.

3.2.2.3 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA

Analisando os circuitos anteriores que descrevem a operação do conversor *buck* entrelaçado de três fases, consta-se que as correntes dos indutores de cada fase são iguais a um terço da corrente média na carga, isto é:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{L(méd.)} = \frac{I_o}{3} \quad (3.21)$$

O valor da indutância de filtro pode ser obtido a partir de (3.12) ou (3.17), isto é:

$$L = \frac{(V_i - V_o) D \cdot T_s}{\Delta I_L} \quad (3.22)$$

$$L = \frac{(1-D) \cdot V_o \cdot T_s}{\Delta I_L} \quad (3.23)$$

Substituindo-se (3.5) em (3.22) e (3.23), tem-se:

$$L = \frac{(V_i - V_o) D}{\Delta I_L f_s} \quad (3.24)$$

Substituindo (3.20) em (3.24), tem-se:

$$L = \frac{(1-D) \cdot (3D-2) \cdot V_o}{f_s \cdot \Delta I_T \cdot D} \quad (3.25)$$

A análise das equações (3.24) e (3.25) permite concluir que a ondulação de pico a pico da corrente no indutor é inversamente proporcional à indutância de filtro. Observa-se que o tamanho do indutor pode ser reduzido aumentando-se a frequência de comutação. Isto justifica a operação de conversores estáticos em altas frequências visando ao aumento da densidade de potência, que é definida como a razão entre a potência processada pelo conversor e seu respectivo volume.

De outra forma, pode-se substituir (3.18) em (3.25), resultando em:

$$L = \frac{(1-D) \cdot (3D-2) \cdot V_i}{f_s \cdot \Delta I_T} \quad (3.26)$$

Dada a representação gráfica da corrente nos indutores na Figura 3.10, definem-se as correntes máxima e mínima em função da ondulação da corrente.

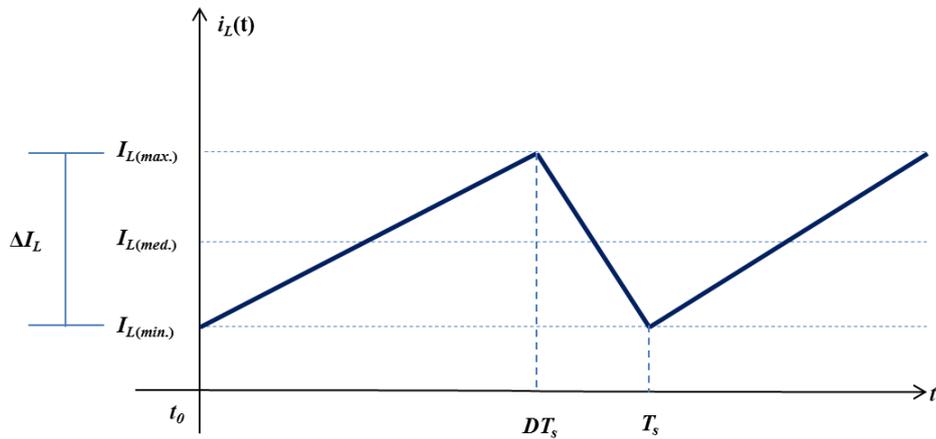


Figura 3.10 – Forma de onda da corrente no indutor

Assim, têm-se:

$$I_{L(\text{mín.})} = I_{L(\text{máx.})} - \Delta I_L \quad (3.27)$$

$$I_{L(\text{méd.})} = \frac{I_{L(\text{máx.})} + I_{L(\text{mín.})}}{2} \quad (3.28)$$

Isolando-se a corrente mínima em (3.28), pode-se obter:

$$I_{L(\text{mín.})} = 2 \cdot I_{L(\text{méd.})} - I_{L(\text{máx.})} \quad (3.29)$$

Igualando-se (3.27) e (3.29), tem-se:

$$I_{L(\text{máx.})} = I_{L(\text{méd.})} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.30)$$

De forma alternativa, substituindo (3.17), (3.21) em (3.30), pode-se escrever:

$$I_{L(\text{máx.})} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] \quad (3.31)$$

Utilizando um procedimento análogo, a corrente mínima é determinada como sendo:

$$I_{L(\text{mín.})} = I_{L(\text{méd.})} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.32)$$

De forma alternativa, substitui-se (3.17) em (3.32), o que resulta em:

$$I_{L(\text{mín.})} = \frac{I_o}{3} - \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] \quad (3.33)$$

Por sua vez, a análise do circuito permite constatar que a corrente média nos indutores é dada por:

$$I_{L(\text{méd.})} = I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = \frac{I_o}{3} \quad (3.34)$$

Como a ondulação da corrente no indutor é considerável, deve-se analisar a forma de onda de $i_L(t)$ mostrada na Figura 3.10 e calcular seu valor eficaz segundo a expressão a seguir:

$$I_{L(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [i_{La}(t)]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} [i_{Lb}(t)]^2 dt} \quad (3.35)$$

sendo $i_{La}(t)$ e $i_{Lb}(t)$ as expressões que definem a corrente instantânea nos indutores, no instante de tempo em que t é de t_0 a DT_s (corrente crescente) e t é de DT_s a T_s (corrente decrescente).

Analisando a Figura 3.10 e considerando os pontos $[0, I_{L(mín.)}]$ e $[DT_s, I_{L(máx.)}]$ associados às expressões (3.32) e (3.30), tem-se a corrente instantânea $i_{La}(t)$:

$$i_{La}(t) = \frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t + I_{L(méd.)} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.36)$$

Uma vez que o cálculo de uma integral corresponde à determinação da área de uma determinada curva ao longo de um dado eixo de coordenadas, pode-se adotar uma nova origem dos eixos, Figura 3.10, sem que haja alterações nesse cálculo para determinar $i_{Lb}(t)$ de forma mais simples.

$$I_{L(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [i_{La}(t)]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [i_{Lb}(t)]^2 dt} \quad (3.37)$$

Diante da premissa anterior e considerando os pontos e $[t_0, I_{L(máx.)}]$ e $[DT_s, I_{L(mín.)}]$, pode-se representar $i_{Lb}(t)$ como:

$$i_{Lb}(t) = -\frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} t + I_{L(méd.)} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.38)$$

Substituindo as equações (3.36) e (3.38) na equação (3.37), tem-se:

$$I_{L(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \underbrace{\left(\frac{\Delta I_L}{DT_s} \cdot t + I_{L(méd.)} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)}_{f_a}^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \underbrace{\left(-\frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} \cdot t + I_{L(méd.)} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}_{f_b}^2 dt} \quad (3.39)$$

Resolvendo (3.39), e considerado (3.21), finalmente obtém-se a corrente eficaz em cada indutor:

$$I_{L(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)} \right)^2 + \left(\frac{I_o}{3} \right)^2} \quad (3.40)$$

sendo que ΔI_T é um valor previamente especificado em projeto.

3.2.2.4 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA

Diante das premissas anteriores, a corrente total entregue ao estágio de saída é dada por:

$$i_T(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) \quad (3.41)$$

A máxima tensão no capacitor é igual à tensão de saída, isto é:

$$V_{C_o} = V_o \quad (3.42)$$

Desprezando a ondulação da corrente de saída, tem-se que a ondulação da corrente no capacitor (ΔI_{C_o}) é a ondulação da corrente total, isto é:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_T \quad (3.43)$$

Como se trata de um conversor *buck* entrelaçado de três fases, tem-se:

$$f_C = 3 \cdot f_s \quad (3.44)$$

Sendo f_C a frequência da ondulação da tensão no capacitor de saída.

Inicialmente, apresenta-se a forma de onda na Figura 3.11, que mostra a área (S) no intervalo em que o interruptor está em condução. Observa-se que, quando a corrente é positiva, o capacitor se carrega e a tensão aumenta; quando é negativa, o capacitor se descarrega e a tensão diminui.

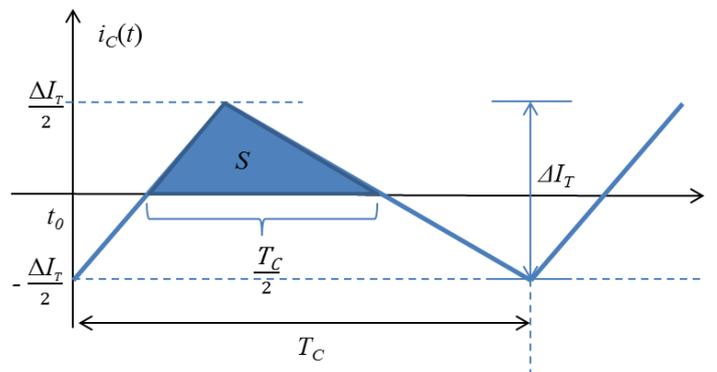


Figura 3.11 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.

Para determinar a expressão que permite o cálculo do capacitor, deve-se considerar a quantidade de carga armazenada nesse elemento, a qual pode ser determinada segundo o cálculo da área S representada na Figura 3.11, sendo T_C o período completo de carga e descarga do capacitor, que é três vezes menor que o período de comutação.

$$\Delta Q = \frac{\frac{T_C}{2} \cdot \frac{\Delta I_T}{2}}{2} = \frac{T_C}{2} \cdot \frac{\Delta I_T}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{T_C \cdot \Delta I_T}{8} \quad (3.45)$$

De forma genérica, a capacitância pode ser determinada como:

$$C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} \quad (3.46)$$

Substituindo (3.44), (3.45) e (3.5) em (3.46), tem-se:

$$C_o = \frac{\Delta I_T}{24 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} \quad (3.47)$$

Na equação (3.47), verifica-se que a ondulação de pico a pico da tensão no capacitor é inversamente proporcional à capacitância e vice-versa. Além disso, pode-se afirmar que a operação em altas frequências permite a redução do valor da capacitância de filtro, considerando que todos os demais parâmetros permaneçam constantes.

Seguindo-se o procedimento definido em [25], o qual não será reproduzido nesta seção, é possível obter a expressão que permite determinar a resistência em série do capacitor R_{SE} .

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_T} \quad (3.48)$$

Com base na Figura 3.11 e na Figura 3.12, é possível determinar a corrente de pico no capacitor.

$$I_{Co(pico)} = \frac{\Delta I_T}{2} \quad (3.49)$$

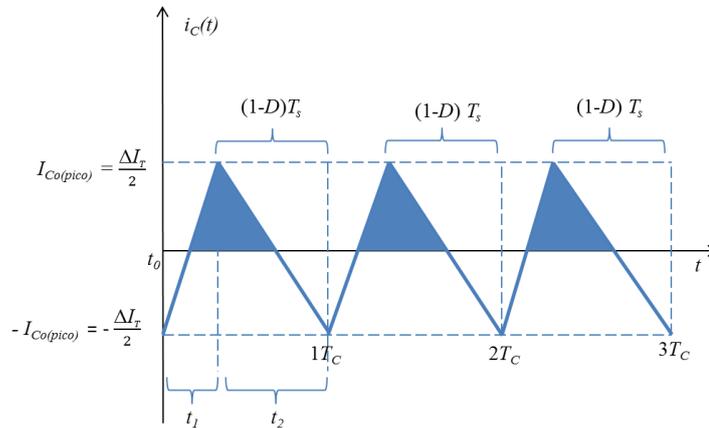


Figura 3.12 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.

Ao escolher um capacitor, esse elemento deve ser classificado para atender a uma corrente eficaz. A corrente do capacitor é uma corrente triangular centralizada em zero, como mostra Figura 3.12, sendo seu valor eficaz definido por:

$$I_{Co(ef.)} = \frac{I_{Co(pico)}}{\sqrt{3}} \quad (3.50)$$

De forma alternativa, representa-se a corrente eficaz no capacitor substituindo (3.49) em (3.50), obtém-se:

$$I_{Co(ef.)} = \frac{\Delta I_T}{2\sqrt{3}} \quad (3.51)$$

3.2.2.5 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Para o projeto adequado de um conversor estático, devem-se determinar os esforços de correntes e tensão aos quais seus elementos semicondutores estão submetidos, que se traduzem nas tensões máximas e nas correntes médias e eficazes.

Considera-se a forma de onda que representa a operação dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 mostrada na Figura 3.13. Assim, pode-se calcular a corrente média e a corrente eficaz da seguinte forma:

$$I_{S(méd.)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{La}(t) dt \quad (3.52)$$

$$I_{S(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [i_{La}(t)]^2 dt} \quad (3.53)$$

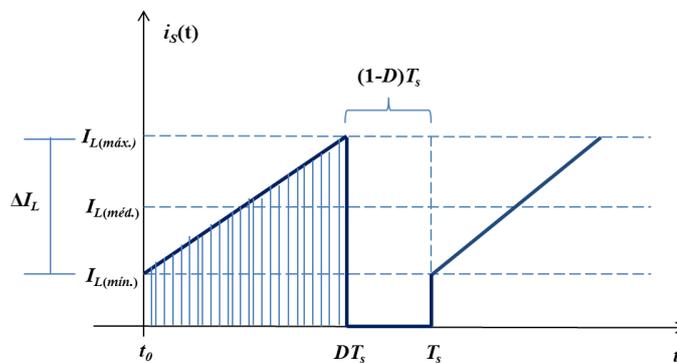


Figura 3.13 – Forma de onda da corrente nos Interruptores.

Substituindo (3.36) em (3.52), tem-se:

$$I_{S(méd.)} = I_{L(méd.)} \cdot D \quad (3.54)$$

Substituindo (3.21) em (3.54), tem-se:

$$I_{S(méd.)} = \frac{I_o}{3} \cdot D \quad (3.55)$$

De forma análoga, substituindo (3.36) em (3.53), a corrente eficaz é dada por:

$$I_{S1(ef.)} = \sqrt{\left(\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)}\right)^2 + \left(\frac{I_o}{3}\right)^2\right) D} \quad (3.56)$$

A máxima corrente no interruptor é representada pela corrente máxima no indutor em (3.31). Assim, tem-se:

$$I_{S1(pico)} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] \quad (3.57)$$

Por sua vez, a máxima tensão $V_{S(máx.)}$ à qual os interruptores são submetidos pode ser definida nas etapas 2^a, 4^a e 6^a. Assim tem-se:

$$V_{S(máx.)} = V_i \quad (3.58)$$

De forma análoga na Figura 3.14, a corrente média e a corrente eficaz nos diodos podem ser obtidas a partir de:

$$I_{D(méd.)} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} i_{Lb}(t) dt \quad (3.59)$$

$$I_{D1(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} [i_{Lb}(t)]^2 dt} \quad (3.60)$$

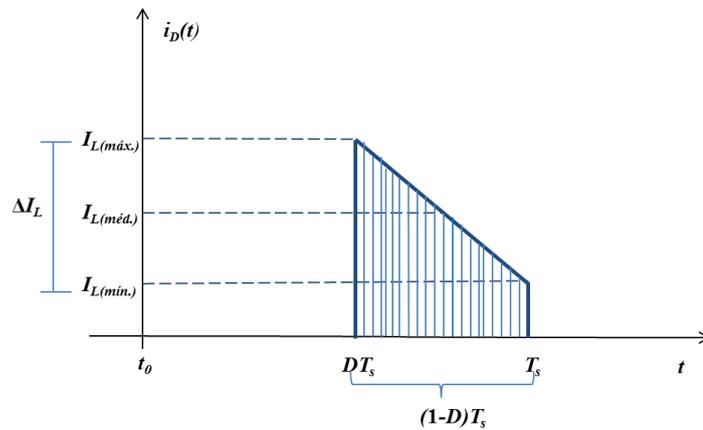


Figura 3.14 – Forma de onda da corrente nos diodos.

Substituindo (3.21), (3.38) em (3.59), tem-se:

$$i_{D(méd.)} = \frac{I_o}{3} \cdot (1-D) \quad (3.61)$$

Substituindo (3.21), (3.38) em (3.60), obtém-se:

$$I_{D(ef.)} = \sqrt{\left(\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)}\right)^2 + \left(\frac{I_o}{3}\right)^2\right) \cdot (1-D)} \quad (3.62)$$

A máxima corrente $I_{D1(pico)}$ no diodo é representada pela corrente máxima no indutor em (3.31), isto é:

$$I_{D1(pico)} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] \quad (3.63)$$

A máxima tensão $V_{D(máx.)}$ à qual os diodos D_1, D_2, D_3 , são submetidos é:

$$V_{D(máx.)} = -V_i \quad (3.64)$$

3.3 - CONVERSOR *BUCK* BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

A topologia do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados é reapresentada na Figura 3.15, sendo composta por três interruptores S_1, S_2, S_3 ; três diodos D_1, D_2, D_3 ; um autotransformador L_t , sendo que seus enrolamentos são L_{t1}, L_{t2}, L_{t3} ; um indutor de filtro L_f ; uma fonte de tensão de entrada CC representada por V_i ; um capacitor de filtro C_o ; e a carga R_o , à qual está aplicada a tensão de saída V_o .

As características gerais dos conversores baseados na célula de comutação de quatro estados, são semelhantes as já descritas para o conversor *buck* entrelaçado de três fases, ressaltando-se a substituição dos três indutores pelo transformador e o indutor de filtro.

Outra característica importante dessa topologia é propiciar que os componentes externos à célula de comutação operem em uma frequência três vezes maior que a frequência de comutação dos interruptores [23]. Esse conversor foi apresentado em [23], sendo mostrado na Figura 3.15 e analisado detalhadamente na sequência.

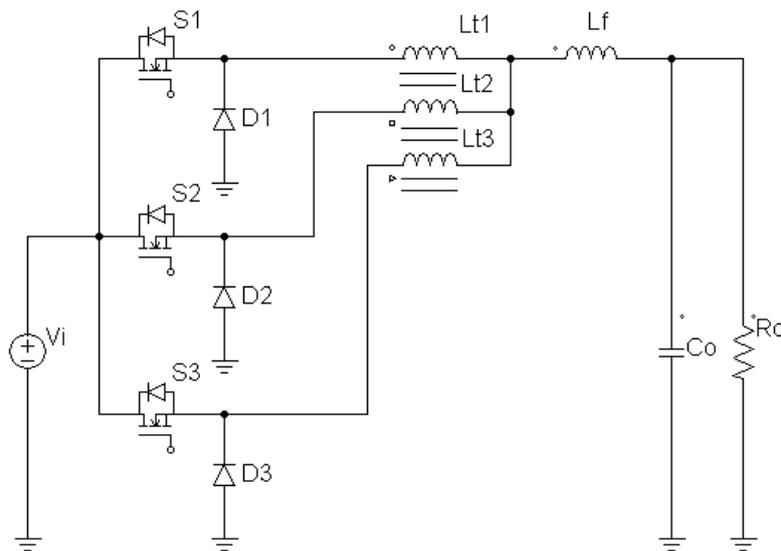


Figura 3.15 – Conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados para $2/3 \leq D < 1$.

3.3.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

Na análise qualitativa, são apresentadas as etapas de operação do conversor e o comportamento das principais grandezas, bem como as principais formas de onda resultantes de sua operação.

A análise de funcionamento da célula de comutação de quatro estados é análoga àquela descrita anteriormente para o conversor *buck* entrelaçado de três fases, considerando as mesmas características de operação em termos do valor assumido para a razão cíclica. Salienta-se que o conversor opera em MCC, com seis estágios ao longo de um período de comutação, os quais estão relacionados à região em que $2/3 < D < 1$.

Na Figura 3.16, apresentam-se os sinais de comando dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 . Nesta região de operação, em qualquer intervalo de tempo, sempre estarão conduzindo dois ou três interruptores.

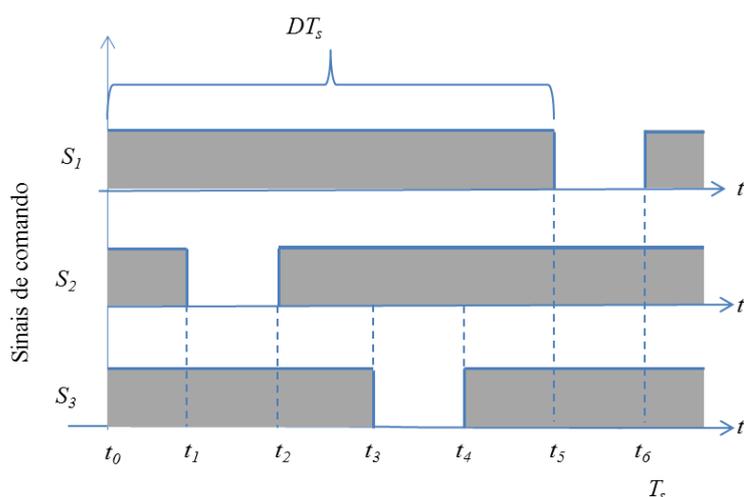


Figura 3.16 – Sinais de comando dos interruptores S_1, S_2, S_3 do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados para $2/3 \leq D < 1$.

A Tabela 3.2 apresenta de maneira simplificada os estados dos interruptores e diodos para cada etapa de operação na região em que $2/3 \leq D < 1$, sendo que “0” e “1” indicam o bloqueio e a condução de um dado semiconductor, respectivamente. Ressalta-se que tanto a Figura 3.16 como a Tabela 3.2 representam condições idênticas àquelas do conversor entrelaçado com três fases.

As etapas de operação do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados em MCC são análogas às etapas do conversor entrelaçado de três fases, conforme é demonstrado na Tabela 3.1 e Tabela 3.2. Assim, há seis etapas de funcionamento, as quais estão ilustradas na Figura 3.17 a Figura 3.20. O caminho da corrente é representado pela linha

tracejada e pela parte em negrito do circuito. As principais formas de onda para essa situação são apresentadas na Figura 3.21.

Tabela 3.2 – Etapas de operação no MCC para $2/3 \leq D < 1$ do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados

| Intervalo | S_1 | S_2 | S_3 | D_1 | D_2 | D_3 |
|---------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| t_0 a t_1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_1 a t_2 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| t_2 a t_3 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_3 a t_4 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| t_4 a t_5 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| t_5 a t_6 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |

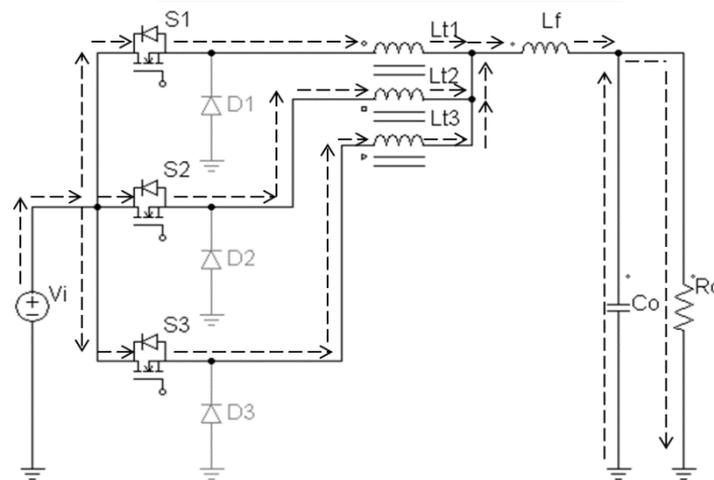


Figura 3.17 – Primeira, terceira e quinta etapas de operação para o conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$.

1ª, 3ª e 5ª etapas $[t_0, t_1]$, $[t_2, t_3]$ e $[t_4, t_5]$: Inicialmente, os interruptores S_1 , S_2 , S_3 são comandados a conduzir. Como todos os enrolamentos do autotransformador possuem a mesma impedância em virtude da relação de espiras unitária, as correntes nos três enrolamentos são idênticas. Assim, a corrente no indutor de filtro L_f é a soma das correntes que passam pelos interruptores e enrolamentos do transformador. Pode-se observar que os enrolamentos estão em curto-circuito devido aos estados dos interruptores, resultando em uma tensão nula aplicada aos mesmos. Com isso, considerando que uma tensão CC aproximadamente constante e igual a $V_i - V_o$ é aplicada ao indutor L_f , a corrente nesse elemento cresce linearmente. Além disso, tanto a fonte de alimentação quanto o capacitor de filtro de saída fornecem energia à carga R_o . Deve-se ainda ressaltar que os diodos D_1 , D_2 , D_3 permanecem bloqueados ao longo dessas etapas.

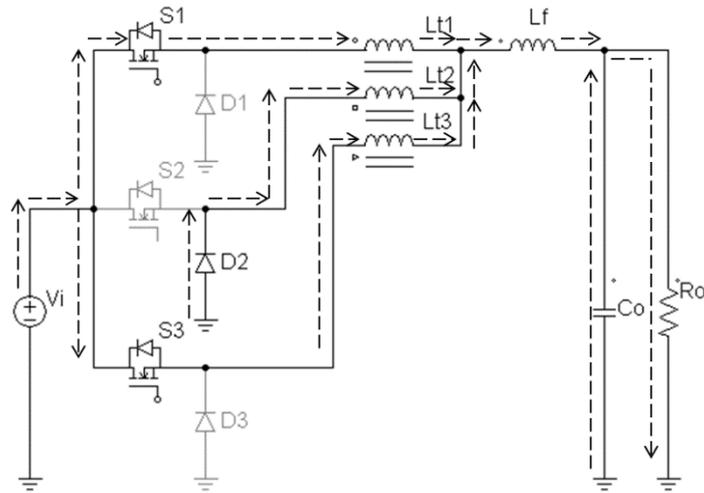


Figura 3.18 – Segunda etapa de operação para o conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$.

2ª etapa $[t_1, t_2]$: Nesta etapa, o interruptor S_2 é bloqueado, enquanto S_1 e S_3 continuam conduzindo e o diodo D_2 está em condução. Dessa forma, o enrolamento L_{t2} está conectado ao terminal negativo da fonte V_i . Pode-se observar que a tensão aplicada no enrolamento L_{t1} durante essa etapa é $(1/3) \cdot V_i$. Logo, a tensão aplicada em L_f torna-se $2 \cdot V_i - V_o$. Observa-se que D_1 e D_3 continuam bloqueados nesse caso. O final dessa etapa ocorre no instante de tempo t_2 com a entrada em condução do interruptor S_2 .

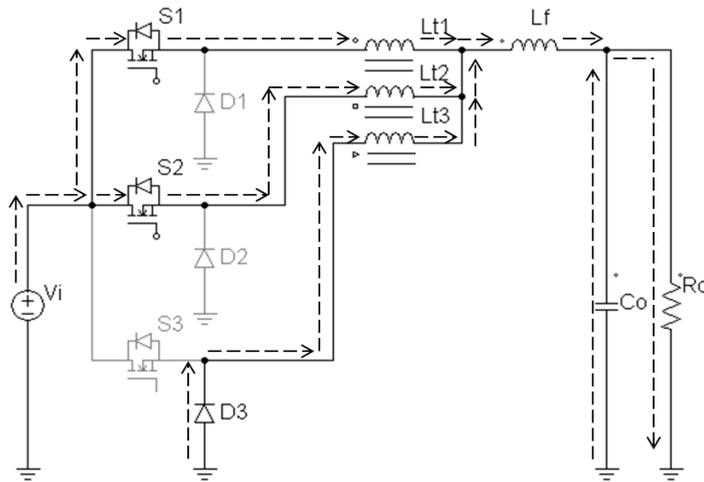


Figura 3.19 – Quarta etapa de operação para o conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$.

4ª etapa $[t_3, t_4]$: Nesta etapa, o interruptor S_3 é bloqueado no instante de tempo t_3 , enquanto S_1 , S_2 estão conduzindo e o diodo D_3 entra em condução. Em t_4 , ocorre o final dessa etapa com a entrada em condução do interruptor S_3 . O comportamento do circuito é similar à segunda etapa, diferindo apenas com relação aos interruptores que estão em condução. Dessa forma, a

tensão aplicada em L_f torna-se $(2/3) \cdot V_i - V_o$. Ao longo dessa etapa, os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados.

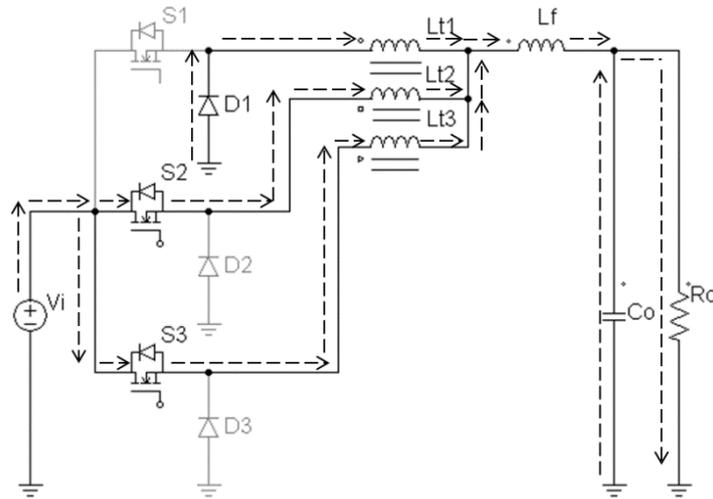


Figura 3.20 – Sexta etapa de operação para o conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 < D < 1$.

6ª etapa $[t_5, t_6]$: No instante t_5 , o interruptor S_1 é bloqueado, ao passo que S_2 e S_3 estão conduzindo e o diodo D_1 entra em condução. O final dessa etapa ocorre em t_6 , com a entrada em condução do próprio interruptor S_1 . Também de forma análoga a 2ª etapa, diferindo apenas aos interruptores em condução, a tensão aplicada em L_f torna-se $(2/3) \cdot V_i - V_o$. Neste caso, os diodos D_2 e D_3 estão bloqueados.

Por meio da análise dos circuitos equivalentes anteriores, é possível obter as formas de onda teóricas, que representa o funcionamento do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados em MCC na região de operação $2/3 < D < 1$. Na Figura 3.21, definem-se as seguintes variáveis: $i_{S1}(t)$, $i_{S2}(t)$, $i_{S3}(t)$ são as correntes nos interruptores; $i_{D1}(t)$, $i_{D2}(t)$, $i_{D3}(t)$ são as correntes nos diodos; e $i_{L_f}(t)$ corrente no indutor de filtro; $i_{L1}(t)$, $i_{L2}(t)$, $i_{L3}(t)$ são as correntes nos enrolamentos do autotransformador.

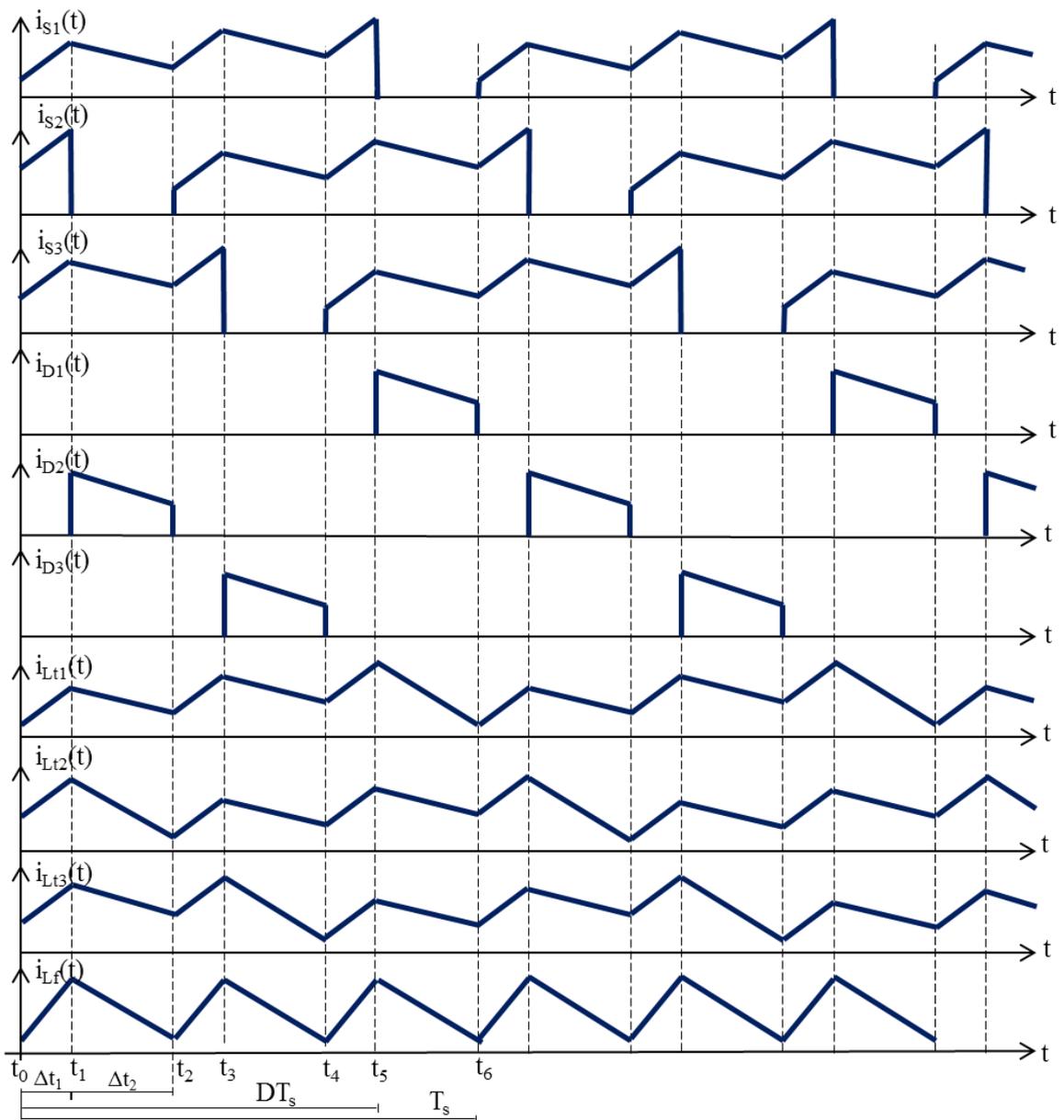


Figura 3.21 – Formas de onda teóricas do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados na região $2/3 \leq D < 1$ em MCC.

3.3.2 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Na análise quantitativa, desenvolvem-se as expressões que permitem dimensionar os componentes do estágio de potência, bem como o equacionamento para obtenção do ganho estático do conversor.

Ressalta-se que as correntes que passam pelos três interruptores e pelos três diodos são equilibradas e defasadas em 120° , sendo que os três interruptores e os três diodos são iguais. Como o conversor é considerado ideal, utilizam-se as premissas do conversor *buck* entrelaçado de 3 fases, conforme equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.5) e (3.6).

$$I_{L_f(méd.)} = \frac{P_o}{V_o} = I_o \quad (3.65)$$

sendo que $I_{L_f(méd.)}$ é a corrente média do indutor.

3.3.2.1 - DETERMINAÇÃO DO GANHO ESTÁTICO

Diante das premissas anteriores, do ponto de vista da transferência de energia, as etapas de operação repetem-se a cada um terço de período segundo a Figura 3.21. Dessa forma, a análise para esse conversor será realizada considerando um terço do período de comutação.

Por meio da análise de malhas aplicada aos circuitos da Figura 3.17 e da Figura 3.21, no intervalo de $[0, t_1]$, verifica-se que o interruptor conduz, o diodo está bloqueado e a corrente no indutor é crescente, resultando em:

$$V_i - V_o = V_{L_f} \quad (3.66)$$

sendo que V_{L_f} é a tensão no indutor.

Além disso, a tensão instantânea no indutor $v_{L_f}(t)$ é definida por:

$$v_{L_f}(t) = L_f \frac{di_{L_f}(t)}{dt} \quad (3.67)$$

sendo que $i_{L_f}(t)$ é a corrente instantânea no indutor.

Desconsiderando a ondulação na tensão de saída, pode-se definir a ondulação da corrente no indutor de filtro como um valor finito representado por ΔI_{L_f} . Assim, as seguintes expressões podem ser obtidas, sendo que $I_{L_f(máx.)}$ e $I_{L_f(mín.)}$ são as correntes máxima e mínima no indutor, respectivamente.

$$di_{L_f}(t) = \Delta I_{L_f} = I_{L_f(máx.)} - I_{L_f(mín.)} \quad (3.68)$$

$$dt = \Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(D - \frac{2}{3} \right) T_s \quad (3.69)$$

Substituindo (3.68), (3.69) em (3.67), tem-se:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_{L_f} \cdot t_c}{L_f} \quad (3.70)$$

Substituindo (3.66), (3.69) em (3.70), tem-se:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{(V_i - V_o) \cdot \left(D - \frac{2}{3} \right) T_s}{L_f} \quad (3.71)$$

Por sua vez, a análise dos circuitos da Figura 3.18 e da Figura 3.21 mostra que o enrolamento L_{t2} está conectado ao terminal negativo da fonte V_i , além de que a tensão

aplicada no enrolamento L_{t1} durante essa etapa é $(1/3) \cdot V_i$. Logo, a tensão aplicada em L_f torna-se:

$$V_{L_f} = \frac{2}{3}V_i - V_o \quad (3.72)$$

Com base nas etapas de funcionamento anteriormente apresentadas e na Figura 3.21, desconsiderando-se a ondulação da tensão de saída no período de tempo de Δt_1 e Δt_2 , é possível constatar que a variação da corrente no indutor é $-\Delta I_{L_f}$, de modo que se pode escrever:

$$di_{L_f(t)} = -\Delta I_{L_f} = -(I_{L_f(\text{máx.})} - I_{L_f(\text{mín.})}) \quad (3.73)$$

$$dt = \Delta t_2 = t_2 - t_1 = (1-D)T_s \quad (3.74)$$

Substituindo (3.72), (3.73) e (3.74) em (3.67), tem-se:

$$V_o = \frac{2V_i}{3} + \frac{L_f \Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} \quad (3.75)$$

Isolando-se ΔI_{L_f} , obtém-se:

$$\Delta I_{L_f} = \frac{V_o(1-D)T_s}{L_f} - \frac{2}{3}V_i(1-D)T_s \quad (3.76)$$

As expressões (3.71) e (3.76) representam a ondulação da corrente no indutor em função da razão cíclica, sendo que ao igualá-las, obtém-se o ganho estático do conversor.

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (3.77)$$

Assim como no conversor *buck* entrelaçado de três fases, o ganho estático do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados depende exclusivamente da razão cíclica adotada. Pode-se observar que no MCC essa topologia apresenta ganho idêntico ao conversor *buck* clássico.

3.3.2.2 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE FILTRO

A indutância de filtro pode ser determinada através da reorganização das expressões (3.71) ou (3.76) como:

$$L_f = \frac{(V_i - V_o) \cdot \left(D - \frac{2}{3}\right) T_s}{\Delta I_{L_f}} \quad (3.78)$$

$$L_f = \frac{1}{\Delta I_{L_f}} \left[V_o(1-D)T_s - \frac{2}{3}V_i(1-D)T_s \right] \quad (3.79)$$

A partir de (3.77), tem-se:

$$V_o = DV_i \quad (3.80)$$

Assim, substituindo (3.5), (3.80) em (3.78) e (3.79), tem-se:

$$L_f = \frac{(1-D) \cdot (3D-2)V_i}{3f_s \Delta I_{L_f}} \quad (3.81)$$

Dada a representação gráfica da corrente nos indutores na Figura 3.22, definem-se as correntes máxima e mínima em função da ondulação da corrente.

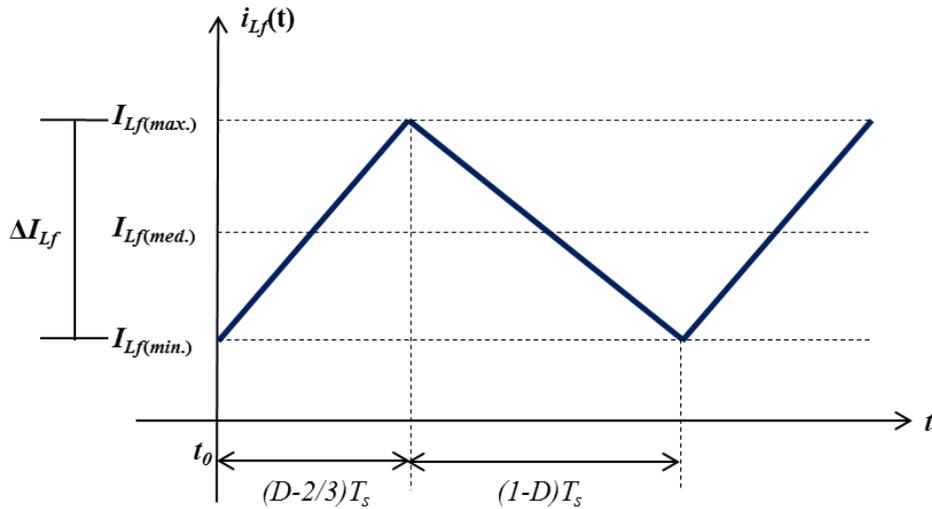


Figura 3.22 – Forma de onda da corrente no indutor.

Seguindo o mesmo procedimento utilizado para o conversor *buck* de três fases, tem-se:

$$I_{L_f(mín.)} = I_{L_f(máx.)} - \Delta I_{L_f} \quad (3.82)$$

$$I_{L_f(méd.)} = \frac{I_{L_f(máx.)} + I_{L_f(mín.)}}{2} \quad (3.83)$$

Isolando-se a corrente mínima em (3.83), tem-se:

$$I_{L_f(mín.)} = 2 \cdot I_{L_f(méd.)} - I_{L_f(máx.)} \quad (3.84)$$

Igualando-se (3.82) e (3.84), tem-se:

$$I_{L_f(máx.)} = I_{L_f(méd.)} + \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \quad (3.85)$$

De forma alternativa, considerando (3.65), isolando ΔI_{L_f} , da equação (3.81) e substituindo em (3.85), obtém-se:

$$I_{L_f(máx.)} = I_o + \frac{(1-D) \cdot (3D-2)V_i}{6f_s L_f} \quad (3.86)$$

De forma análoga, a corrente mínima é determinada como sendo:

$$I_{L_f(\text{mín.})} = I_{L_f(\text{méd.})} - \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \quad (3.87)$$

De forma alternativa, considerando (3.65), isolando ΔI_{L_f} , da equação (3.81) e substituindo em (3.87), obtém-se:

$$I_{L_f(\text{mín.})} = I_o - \frac{(1-D) \cdot (3D-2)V_i}{6f_s L_f} \quad (3.88)$$

Por sua vez, a análise do circuito permite constatar que a corrente média nos indutores é definida por (3.65).

$$I_{L_f(\text{méd.})} = I_o \quad (3.89)$$

Se a ondulação da corrente no indutor for consideravelmente grande, deve-se analisar a forma de onda de $i_{L_f}(t)$ mostrada na Figura 3.22 e determinar seu valor eficaz como:

$$I_{L_f(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(D-\frac{2}{3})T_s} [i_{L_{fa}}(t)]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_{(D-\frac{2}{3})T_s}^{\frac{T_s}{3}} [i_{L_{fb}}(t)]^2 dt} \quad (3.90)$$

sendo $i_{L_{fa}}(t)$ e $i_{L_{fb}}(t)$ as expressões que definem a corrente instantânea no indutor de filtro nos intervalos $[t_0, (D-2/3)T_s]$ (corrente crescente) e $[(D-2/3)T_s, T_s/3]$ (corrente decrescente).

Analisando a Figura 3.22 e considerando os pontos $[t_0, I_{L(\text{mín.})}]$ e $[(D-2/3)T_s, I_{L(\text{máx.})}]$ associados às expressões (3.85) e (3.87), tem-se a corrente instantânea $i_{L_{fa}}(t)$:

$$i_{L_{fa}}(t) = \frac{\Delta I_{L_f}}{\left(D - \frac{2}{3}\right)T_s} \cdot t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \quad (3.91)$$

Uma vez que o cálculo de uma integral corresponde à determinação da área de uma determinada curva ao longo de um dado eixo de coordenadas, pode-se adotar uma nova origem dos eixos na Figura 3.22, sem que haja alterações nesse cálculo para determinar $i_{L_{fb}}(t)$ de forma mais simples.

$$I_{L_f(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(D-\frac{2}{3})T_s} [i_{L_{fa}}(t)]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [i_{L_{fb}}(t)]^2 dt} \quad (3.92)$$

Diante da premissa anterior e considerando os pontos e $[0, I_{L(\text{máx.})}]$ e $[(1-D)T_s, I_{L(\text{mín.})}]$, pode-se representar $i_{L_{fb}}(t)$ como:

$$i_{L_{fb}}(t) = -\frac{\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \quad (3.93)$$

Substituindo as equações (3.91), (3.93) em (3.92), obtém-se:

$$I_{L_f(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T_s}{3}} \int_0^{\left(\frac{D-\frac{2}{3}}{3}\right)T_s} \left[\frac{\Delta I_{L_f}}{\left(\frac{D-\frac{2}{3}}{3}\right)T_s} t + I_o - \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \right]^2 dt + \frac{1}{\frac{T_s}{3}} \int_0^{(1-D)T_s} \left[\frac{\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o - \frac{\Delta I_{L_f}}{2} \right]^2 dt} \quad (3.94)$$

Resolvendo (3.94), obtém-se a corrente eficaz no indutor.

$$I_{L_f(ef.)} = \sqrt{\frac{\Delta I_{L_f}^2}{12} + I_o^2} \quad (3.95)$$

3.3.2.3 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE FILTRO

A máxima tensão no capacitor é igual à tensão de saída, isto é:

$$V_{C_o} = V_o \quad (3.96)$$

Desprezando a ondulação da corrente de saída, tem-se que a ondulação da corrente no capacitor (ΔI_{C_o}) é a ondulação da corrente no indutor L_f , ou seja:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_f} \quad (3.97)$$

Na célula de comutação de quatro estados, tem-se:

$$f_c = 3 \cdot f_s \quad (3.98)$$

sendo f_c a frequência da ondulação da tensão no capacitor de saída.

A forma de onda da Figura 3.23 apresenta a corrente no capacitor de saída. A área S_I mostra o intervalo em que o interruptor está em condução, a qual determina a quantidade de carga armazenada no capacitor. Salienta-se conforme premissas anteriores que a análise é realizada considerando um terço do período de comutação.

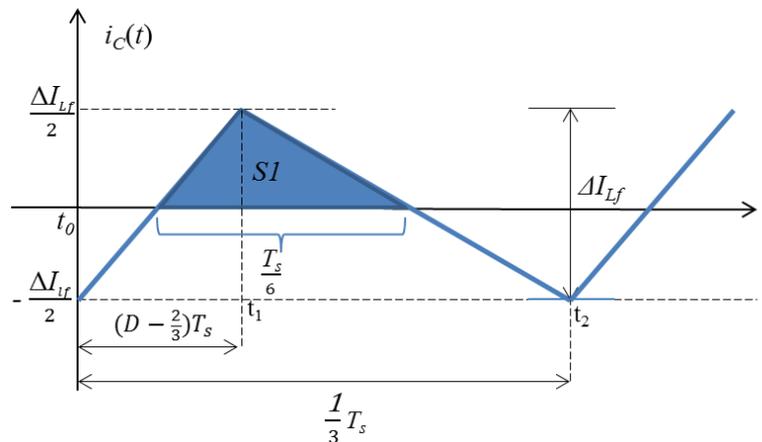


Figura 3.23 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.

De forma genérica, a ondulação da tensão de saída é dada em função da carga fornecida ao capacitor e a sua capacitância, isto é:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.99)$$

A quantidade de carga armazenada no capacitor é dada pela integral da corrente com relação ao tempo, que corresponde a área SI . Assim, tem-se:

$$\Delta Q = \frac{\frac{T_c}{6} \cdot \frac{\Delta I_T}{2}}{2} = \frac{T_c}{6} \cdot \frac{\Delta I_T}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{T_c \cdot \Delta I_T}{24} \quad (3.100)$$

Isolando C_o em (3.99), tem-se:

$$C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} \quad (3.101)$$

Substituindo (3.100) em (3.101), tem-se:

$$C_o = \frac{T_s \cdot \Delta I_{Lf}}{24 \cdot \Delta V_o} = \frac{\Delta I_{Lf}}{24 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} \quad (3.102)$$

De forma alternativa, isolando a ondulação de saída em (3.102), tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{T_s \cdot \Delta I_{Lf}}{24 C_o} \quad (3.103)$$

Com base no mesmo procedimento executado para o conversor *buck* entrelaçado de três fases, tem-se:

$$I_{Co(pico)} = \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \quad (3.104)$$

$$I_{Co(ef.)} = \frac{I_{Co(pico)}}{\sqrt{3}} \quad (3.105)$$

De forma alternativa, representa-se a corrente eficaz no capacitor substituindo (3.104) em (3.105).

$$I_{Co(ef.)} = \frac{\Delta I_{Lf}}{2\sqrt{3}} \quad (3.106)$$

3.3.2.4 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES.

Considerando as formas de onda Figura 3.21 e as análises realizadas da corrente no indutor, podem-se determinar as expressões para os esforços de corrente e tensão aos quais os semicondutores estão submetidos, que se traduzem nas tensões máximas e nas correntes médias e eficazes. Assim, tem-se:

$$I_{S(méd.)} = \frac{1}{T_s} \left[3 \cdot \int_0^{(D-\frac{2}{3})T_s} \frac{\frac{\Delta I_{L_f}}{(D-\frac{2}{3})T_s} t + I_o - \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} dt + 2 \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \frac{\frac{-\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} dt \right] \quad (3.107)$$

Resolvendo (3.107), tem-se:

$$I_{S(méd.)} = \frac{I_o}{3} D \quad (3.108)$$

$$I_{S(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[3 \cdot \int_0^{(D-\frac{2}{3})T_s} \left[\frac{\frac{\Delta I_{L_f}}{(D-\frac{2}{3})T_s} t + I_o - \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} \right]^2 dt + 2 \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left[\frac{\frac{-\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} \right]^2 dt \right]} \quad (3.109)$$

Resolvendo (3.109), a corrente eficaz $I_{S(ef.)}$, é dada por:

$$I_{S(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L_f}^2}{12} + I_o^2 \right) \cdot D} \quad (3.110)$$

Por sua vez, a máxima tensão $V_{S(máx.)}$ à qual os interruptores são submetidos pode ser definida em:

$$V_{S(máx.)} = V_i \quad (3.111)$$

De forma análoga a corrente média $I_{D(méd.)}$ e a corrente eficaz $I_{D(ef.)}$ em um diodo podem ser obtidas a partir de:

$$I_{D(méd.)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \frac{\frac{-\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} dt \quad (3.112)$$

Resolvendo (3.112), tem-se:

$$I_{D(méd.)} = \frac{I_o}{3} (1-D) \quad (3.113)$$

$$I_{D(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[\frac{\frac{-\Delta I_{L_f}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{L_f}}{2}}{3} \right]^2 dt} \quad (3.114)$$

Resolvendo (3.114), determina-se a corrente eficaz em cada diodo.

$$I_{D(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{L_f}^2}{12} + I_o^2 \right) \cdot (1-D)} \quad (3.115)$$

A máxima tensão $V_{D(máx.)}$ à qual os diodos D_1 , D_2 , D_3 são submetidos é:

$$V_{D(máx.)} = -V_i \quad (3.116)$$

3.3.2.5 - ESTUDO DO AUTOTRANSFORMADOR L_T

Partindo das mesmas expressões usadas no indutor, pode-se facilmente chegar ao dimensionamento físico do autotransformador, segundo a metodologia apresentada em [25]. Entretanto, devem-se considerar algumas características. A indutância própria em todos os enrolamentos L_{t1} , L_{t2} , L_{t3} é a mesma; a resistência dos enrolamentos é nula; a relação de transformação é unitária; o núcleo é simétrico, isto é, os caminhos magnéticos são iguais entre si; todo o fluxo é concatenado no núcleo. A Figura 3.24 apresenta a forma de onda da tensão e a intensidade do fluxo magnético sobre o enrolamento L_{t1} do transformador.

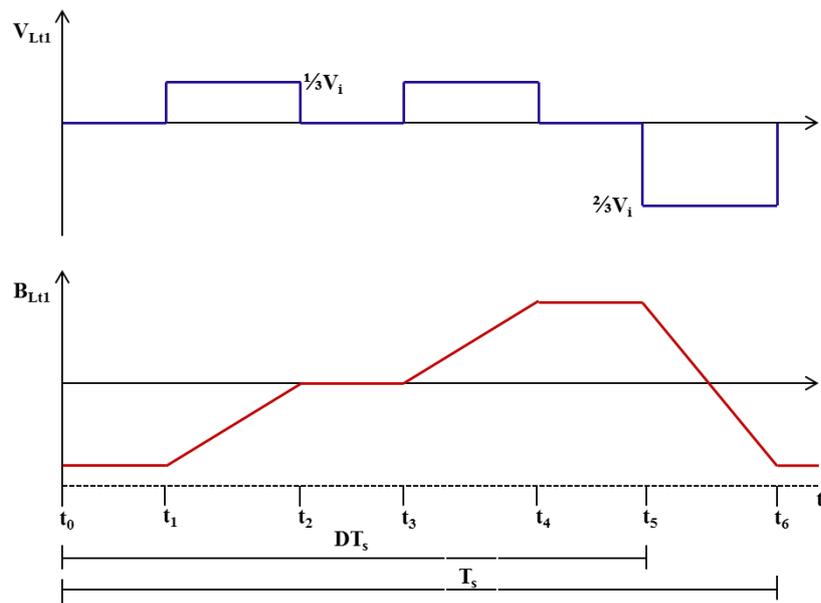


Figura 3.24 – Tensão e fluxo magnético no enrolamento L_{t1} do autotransformador

Considerando a lei de Faraday, tem-se:

$$V \cdot dt = N \cdot d\Phi \quad (3.117)$$

As tensões máxima $V_{L_{t1}(máx.)}$ e mínima $V_{L_{t1}(mín.)}$ sobre os enrolamentos são iguais e definidas como:

$$V_{L_{t1}(máx.)} = \frac{2}{3} \cdot V_i \quad (3.118)$$

Considerando a tensão no enrolamento L_{t1} e o tempo em que o enrolamento permanece sob esta tensão durante o intervalo de t_5 a t_6 , tem-se:

$$\frac{2}{3} V_i \cdot (1 - D) \cdot T_s = N_{L_{t1}} \cdot \Delta B_{T(máx.)} \cdot A_e \quad (3.119)$$

em que $N_{L_{t1}}$, $\Delta B_{T(máx.)}$ e A_e , são o número de espiras, a variação da densidade do fluxo magnético e a área do núcleo, respectivamente.

Reorganizando (3.119), e substituindo o período de comutação (3.5) determina A_e :

$$A_e = \frac{\frac{2}{3}V_i(1-D)}{N_{L1} \cdot \Delta B_{T(máx.)} \cdot f_s} \quad (3.120)$$

Considerando-se as relações:

$$N_{L1} \cdot I_{L1(ef.)} = K_{W(T)} \cdot A_{W(T)} \cdot J_{T(máx.)} \quad (3.121)$$

Sendo que $I_{L1(ef.)}$, $K_{W(T)}$, A_w , são corrente eficaz no transformador, fator de ocupação do enrolamento e área da janela do núcleo, respectivamente.

Considerando as premissas anteriores e desprezando a ondulação de corrente no indutor de filtro, a corrente em cada enrolamento é igual a um terço da corrente de saída. Sendo assim, tem-se:

$$A_w = \frac{N_{L1} \cdot \frac{1}{3} I_o}{K_{W(T)} \cdot J_{T(máx.)}} \quad (3.122)$$

O produto das áreas do núcleo A_e e A_w , é dado pelo produto das equações (3.120) e (3.122), associando também as expressões (3.65) e (3.77), resultando em (3.123), que por sua vez define o tamanho do núcleo a ser utilizado.

$$A_e A_w = \frac{2(1-D)}{9 \cdot D} \cdot \frac{P_o \cdot 10^4}{\Delta B_{T(máx.)} \cdot K_{W(T)} \cdot K_{P(T)} \cdot J_{T(máx.)} f_s} \quad (3.123)$$

As correntes eficazes nos enrolamentos do autotransformador são calculadas, sabendo-se que a corrente em cada ramo é igual a um terço da corrente do indutor dada por (3.94). Assim, tem-se:

$$I_{L1(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{3} \left[\int_0^{\left(\frac{D-2}{3}\right)T_s} \left[\frac{\Delta I_{Lf}}{\left(\frac{D-2}{3}\right)T_s} t + I_o - \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \right]^2 dt + \int_0^{(1-D)T_s} \left[\frac{-\Delta I_{Lf}}{(1-D)T_s} t + I_o + \frac{\Delta I_{Lf}}{2} \right]^2 dt \right]} \quad (3.124)$$

Resolvendo (3.124), encontra-se a corrente eficaz:

$$I_{L1(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{\Delta I_{Lf}^2}{12} + I_o^2} \quad (3.125)$$

De forma análoga a corrente máxima em cada enrolamento do autotransformador é igual a um terço da corrente máxima do indutor (3.86) associando a (3.89). Assim tem-se:

$$I_{L1(máx.)} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D) \cdot (3D-2) V_i}{18 f_s L_f} \right] \quad (3.126)$$

3.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram abordadas as análises qualitativas e quantitativas dos conversores *buck* entrelaçados de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados. Foram apresentadas as topologias, as etapas de funcionamento, as principais expressões que determinam seus componentes, os esforços de corrente e tensão nos elementos semicondutores, bem como as formas de onda resultantes de sua operação.

As análises permitiram verificar o funcionamento dos circuitos de potência dos conversores, apresentando os modos de operação, os quais são primordiais para definir as características da topologia de cada conversor. Verificou-se que, dentro da região escolhida $2/3 \leq D < 1$ em MCC, as duas topologias operam segundo seis estágios definidos em um período de comutação.

Dentre as expressões determinadas, salienta-se que, para as duas topologias em questão, a relação entre as tensões de saída e entrada, a qual define o ganho estático dos conversores, depende exclusivamente da razão cíclica adotada, sendo este parâmetro idêntico àquele do conversor *buck* clássico.

De forma genérica, as duas topologias possuem características semelhantes com relação ao princípio de funcionamento, ganho estático, esforços nos elementos semicondutores, e formas de onda resultantes, demonstrando vantagens significativas em comparação ao conversor *buck* clássico. Oportunamente entre essas vantagens, ao analisar a Figura 3.1 e Figura 3.15, pode-se salientar que a frequência da ondulação do filtro de saída é o triplo da frequência de comutação, de modo que, dada uma mesma amplitude de ondulação da corrente, o filtro de saída será consideravelmente menor do que seria no conversor *buck* clássico. Especificamente para o conversor com a célula de quatro estados, para obter a mesma ondulação de corrente na saída, o indutor de filtro pode ser até nove vezes menores que o indutor utilizado no conversor clássico [6], [9].

CAPÍTULO 4

ROTEIRO DE PROJETO DOS CONVERSORES *BUCK* ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES E *BUCK* COM A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta o procedimento do roteiro de projeto, que visa à comparação de desempenho dos conversores *buck* entrelaçados de três fases e *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados, operando em MCC na região em que $2/3 < D < 1$. Os cálculos são desenvolvidos detalhadamente, objetivando dimensionar de forma adequada os elementos do estágio de potência dos conversores, bem como o projeto físico do autotransformador e indutor, também incluindo as perdas nos semicondutores e a escolha dos componentes.

4.2 - CONVERSOR *BUCK* ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES

4.2.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

O ponto de operação é definido de acordo com a aplicabilidade dos conversores propostos e especificação dos parâmetros importantes como tensão de entrada, frequência de comutação, tensão de saída CC, potência na carga, entre outros. De posse destes valores, é possível projetar todos os elementos que compõem os estágios de potência da topologia supracitada e escolher os interruptores, diodos e demais componentes do circuito de potência. Assim, a Tabela 4.1 apresenta os parâmetros iniciais tomados como base para o desenvolvimento do circuito e simulação.

Inicialmente, devem-se calcular alguns parâmetros preliminares empregados posteriormente. Assim, para os conversores supracitados, os componentes são calculados considerando as definições apresentadas no capítulo 3. Ressalta-se que o equacionamento é realizado por fase, sendo as três fases iguais em módulo, mudando somente o defasamento da comutação.

Para cada fase tem-se $P_1 = P_2 = P_3$, representando as potências ativas nas fases 1, 2 e 3 respectivamente. Dessa forma tem-se:

$$P_1 = 333,33 \text{ W} = P_2 = P_3 \quad (4.1)$$

Como o conversor é considerado ideal, tem-se:

$$P_i = P_o \Rightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (4.2)$$

Tabela 4.1 – Especificações de projetos dos conversores *buck* entrelaçado e *buck* com a célula de comutação de quatro estados em MCC.

| Parâmetros | Símbolos | Valores |
|----------------------------------|--------------|---------------|
| Tensão de entrada | V_i | 200 V |
| Tensão de saída | V_o | 150 V |
| Potência do circuito | P_o | 1000 W |
| Frequência de comutação | f_s | 30 kHz |
| Ondulação da corrente no indutor | ΔI_T | 20% I_o |
| Ondulação da tensão no capacitor | ΔV_o | 1% V_o |
| Resistência de saída | R_o | 22,5 Ω |
| Razão cíclica nominal | D | 0,75 |

A corrente média total de saída é:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{1000}{150} = 6,667 \text{ A} \quad (4.3)$$

Assim, a corrente média para uma fase é:

$$I_{L(\text{méd.})} = \frac{P_1}{V_o} = \frac{333,333}{150} = 2,222 \text{ A} \quad (4.4)$$

Logo, a corrente de entrada pode ser calculada como:

$$I_i = \frac{V_o \cdot I_o}{V_i} = \frac{150 \cdot 6,667}{200} = 5 \text{ A} \quad (4.5)$$

A resistência de carga R_o é dada por:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{150^2}{1000} = 22,5 \Omega \quad (4.6)$$

4.2.2 - ELEMENTOS DE FILTRO

A relação entre as tensões de entrada e saída define o ganho estático do conversor. Constata-se pela equação (3.18) que o ganho estático depende exclusivamente da razão cíclica adotada.

$$D = \frac{V_o}{V_i} = \frac{150}{200} = 0,75 \quad (4.7)$$

Conforme definido na Tabela 4.1, o valor da ondulação da corrente total será:

$$\Delta I_T = 20\% \cdot I_o = 1,333 \text{ A} \quad (4.8)$$

A ondulação da corrente no indutor é calculada pela expressão (3.20).

$$\Delta I_L = \frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)} = \frac{1,333 \cdot 0,75}{(3 \cdot 0,75 - 2)} = 4 \text{ A} \quad (4.9)$$

As indutâncias são calculadas pela expressão (3.24) ou (3.25), sendo $L_1=L_2=L_3$.

$$L = \frac{(1-D) \cdot (3D-2) \cdot V_o}{f_s \cdot \Delta I_T \cdot D} = \frac{(1-0,75) \cdot (3 \cdot 0,75 - 2) \cdot 150}{30 \times 10^3 \cdot 1,333 \cdot 0,75} = 312,5 \mu\text{H} \quad (4.10)$$

As correntes máxima, mínima, média e eficaz nos indutores são dadas pelas equações (3.31), (3.33), (3.34) e (3.40), respectivamente.

$$I_{L(\text{máx.})} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] = \frac{6,667}{3} + \left[\frac{(1-0,75) \cdot 150}{2 \cdot 312,5 \times 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3} \right] = 4,2223 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$I_{L(\text{mín.})} = \frac{I_o}{3} - \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right] = \frac{6,667}{3} - \left[\frac{(1-0,75) \cdot 150}{2 \cdot 312,5 \times 10^{-6} \cdot 30 \cdot 10^3} \right] = 0,2223 \text{ A} \quad (4.12)$$

$$I_{L(\text{méd.})} = I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = \frac{I_o}{3} = \frac{6,667}{3} = 2,222 \text{ A} \quad (4.13)$$

$$I_{L(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_T \cdot D}{(3D-2)} \right)^2 + \left(\frac{I_o}{3} \right)^2} = \sqrt{\frac{1}{12} \left(\frac{1,333 \cdot 0,75}{(3 \cdot 0,75 - 2)} \right)^2 + \left(\frac{6,667}{3} \right)^2} = 2,504 \text{ A} \quad (4.14)$$

A capacitância é calculada pela equação (3.47) e deve-se considerar a equação (3.44):

$$C_o = \frac{\Delta I_T}{24 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} = \frac{1,333}{24 \cdot 1,5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 1,235 \mu\text{F} \quad (4.15)$$

Com base no procedimento definido em [25], a resistência em série do capacitor R_{SE} é dada pela equação (3.48).

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_T} = \frac{1,5}{1,333} = 1,125 \Omega \quad (4.16)$$

Pela equação (3.51), calcula-se a corrente eficaz do capacitor, a qual é um requisito importante para a escolha do capacitor. Assim, tem-se:

$$I_{Co(\text{ef.})} = \frac{\Delta I_T}{2\sqrt{3}} = \frac{1,333}{2\sqrt{3}} = 0,385 \text{ A} \quad (4.17)$$

O capacitor de saída escolhido possui os seguintes dados técnicos: fabricante TDK, capacitor de filme de polipropileno metalizado (MKP B32674D4155), 450 VDC, com capacitância de 1,5 μF e resistência $ESR= 22,1 \text{ m}\Omega$ a 70 °C.

4.2.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Para o projeto adequado de um conversor estático, devem-se determinar os esforços de correntes e tensão aos quais seus elementos semicondutores estão submetidos, que se traduzem nas tensões máximas e nas correntes médias e eficazes nos interruptores e diodos.

Os esforços de corrente e tensão em cada interruptor são dados pelas expressões (3.55), (3.56) e (3.58).

$$I_{S(méd.)} = \frac{I_o}{3} \cdot D = \frac{6,667}{3} \cdot 0,75 = 1,667 \text{ A} \quad (4.18)$$

$$I_{S1(ef.)} = \sqrt{\left(\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I_T \cdot D}{3D-2}\right)^2 + \left(\frac{I_o}{3}\right)^2\right) D} = \sqrt{\left(\frac{1}{12} \left(\frac{1,333 \cdot 0,75}{3 \cdot 0,75 - 2}\right)^2 + \left(\frac{6,667}{3}\right)^2\right) 0,75} = 2,169 \text{ A} \quad (4.19)$$

$$V_{S(máx.)} = V_i = 200 \text{ V} \quad (4.20)$$

O interruptor escolhido que atende ao projeto é o MOSFET FPQF 17N40 N – Channel QFET[®] MOSFET, fabricado por FAIRCHILD Semiconductor.

As principais características desse componente são:

| | |
|-----------------------------------|---|
| $V_{DS}=400 \text{ V}$ | tensão entre dreno e fonte |
| $I_D=9,5 \text{ A}$ | corrente de dreno |
| $R_{DS(on)}= 0,21 \Omega$ | resistência de condução entre dreno e fonte |
| $V_{SD}=1,5 \text{ V}$ | tensão direta do diodo dreno-fonte |
| $t_r=185 \cdot 10^{-9} \text{ s}$ | tempo de subida da corrente |
| $t_f=105 \cdot 10^{-9} \text{ s}$ | tempo de descida da corrente |

As perdas no MOSFET consistem nas perdas em condução e comutação, dadas por [25] como:

$$P_{S(cond.)} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1(ef.)}^2 = 0,21 \cdot (2,169)^2 = 0,988 \text{ W} \quad (4.21)$$

$$P_{S(comut.)} = \frac{f_S}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{S1(ef.)} \cdot V_{S(máx.)} = \frac{30 \cdot 10^3}{2} \cdot (185 \cdot 10^{-9} + 105 \cdot 10^{-9}) \cdot 2,169 \cdot 200 = 1,887 \text{ W} \quad (4.22)$$

$$P_{S(total)} = P_{S(cond.)} + P_{S(comut.)} = 0,988 + 1,887 = 2,875 \text{ W} \quad (4.23)$$

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante. Quanto maior for a temperatura de trabalho da junção, menor será o MTBF (tempo médio entre falhas). Geralmente, a máxima temperatura de junção para um transistor é igual a 150 °C, enquanto um diodo pode alcançar 175 °C. A rigor, pode-se afirmar que todo semiconductor tem uma

vida útil limitada, ou seja, falhará em algum instante. Assim, a máxima temperatura de junção é um compromisso em relação a uma vida útil aceitável [25].

Com base na referência [25] e considerando o MOSFET escolhido FPQF 17N40, foram considerados os seguintes parâmetros para o cálculo da resistência térmica:

| | |
|---|--|
| $T_a=40\text{ }^\circ\text{C}$ | temperatura ambiente |
| $T_j=100\text{ }^\circ\text{C}$ | temperatura de junção |
| $R_{th_jc}=2,23\text{ }^\circ\text{C/W}$ | resistividade térmica da junção da cápsula |
| $R_{th_cd}=0,25\text{ }^\circ\text{C/W}$ | resistividade térmica entre cápsula e dissipador |

Assim, a resistência térmica do dissipador é dada por:

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a - (P_S(\text{cond.}) + P_S(\text{comut.})) (T_{th_jc} + T_{th_cd})}{3(P_S(\text{cond.}) + P_S(\text{comut.}))} = \frac{100 - 40 - (2,875) \cdot (2,23 + 0,25)}{3 \cdot (2,875)} = 6,13\text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.24)$$

Os esforços de corrente e tensão em cada diodo são dados pelas expressões (3.61), (3.62) e (3.64).

$$i_{D(\text{méd.})} = \frac{I_o}{3} \cdot (1 - D) = \frac{6,667}{3} \cdot (1 - 0,75) = 0,556\text{ A} \quad (4.25)$$

$$I_{D(\text{ef.})} = \sqrt{\left[\frac{1}{12} \left(\frac{\Delta T \cdot D}{3D - 2} \right)^2 + \left(\frac{I_o}{3} \right)^2 \right] \cdot (1 - D)} = \sqrt{\left[\frac{1}{12} \left(\frac{1,333 \cdot 0,75}{3 \cdot 0,75 - 2} \right)^2 + \left(\frac{6,667}{3} \right)^2 \right] \cdot (1 - 0,75)} = 1,252\text{ A} \quad (4.26)$$

$$V_{D(\text{máx.})} = -V_i = -200\text{ V} \quad (4.27)$$

O diodo escolhido que atende ao projeto é o RHRD440, Fornecedor FAIRCHILD Semiconductor.

As principais características desse componente são:

| | |
|--|--|
| $V_{R_rev}=400\text{ V}$ | tensão reversa |
| $V_{D_F}=1,7\text{ V}$ | queda de tensão em condução |
| $t_{rr}=35 \cdot 10^{-9}\text{ s}$ | tempo de recuperação reversa |
| $r_d=160 \cdot 10^{-3}\text{ } \Omega$ | resistência série do diodo |
| $I_f=4\text{ A}$ | corrente de condução direta |
| $V_{D_F(\text{máx.})}=2,1\text{ V}$ | queda de tensão em condução |
| $t_{r_D}=16 \cdot 10^{-9}\text{ s}$ | tempo de reação |
| $Q_{rr}=45 \cdot 10^{-9}\text{ C}$ | quantidade de carga armazenada na capacitância intrínseca do diodo |

As perdas em cada diodo são dadas por [25].

$$P_{D(\text{cond.})} = V_{D_F} \cdot I_{D1(\text{méd.})} + r_d \cdot I_{D1(\text{ef.})}^2 = 1,7 \cdot 0,556 + 160 \cdot 10^{-3} \cdot 1,252^2 = 1,196\text{ W} \quad (4.28)$$

$$P_{D(\text{comu.})} = \frac{1}{2} (V_{D-F(\text{máx.})} - V_{D-F}) \cdot I_{D1(\text{méd.})} \cdot t_{r_D} \cdot f_S + V_{D1(\text{máx.})} \cdot Q_{rr} \cdot f_S \quad (4.29)$$

$$P_{D(\text{comu.})} = \frac{1}{2} (2,1 - 1,7) \cdot 0,556 \cdot 16 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 + 200 \cdot 45 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 0,270 \text{ W}$$

$$P_{D(\text{total})} = P_{D(\text{cond.})} + P_{D(\text{comu.})} = 1,196 + 0,270 = 1,466 \text{ W} \quad (4.30)$$

4.2.4 - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

Para o projeto do indutor e seu núcleo, adota-se a metodologia apresentada em [6]. Primeiramente estima-se o produto das áreas ($A_e A_w$) necessário para o indutor. Em seguida escolhe-se um núcleo comercial que atenda às necessidades, e, por último, determinam-se os parâmetros do indutor.

Consideram-se os seguintes parâmetros:

| | |
|---|---|
| $A_{p_L} = A_{e_L} \cdot A_{w_L}$ | produto das áreas da seção do núcleo e da janela; |
| $I_{L(\text{pico})} = I_{L(\text{máx.})}$ | corrente de pico no indutor; |
| $L = L_1 = L_2 = L_3 = 312,5 \mu\text{H}$ | indutância do Indutor; |
| $I_{L(\text{ef.})} = 2,504 \text{ A}$ | corrente no indutor; |
| $K_{w_L} = 0,40$ | fator de utilização da área da janela; |
| $J_{\text{max_L}} = 400 \text{ A/cm}^2$ | máxima densidade de corrente nos condutores; |
| $B_{\text{max_L}} = 0,30 \text{ T}$ | máxima excursão de densidade do fluxo magnético. |

O produto das áreas é dado por:

$$A_{p_L} = \frac{L \cdot I_{L(\text{pico})} \cdot I_{L(\text{ef.})} \cdot 10^4}{K_{w_L} \cdot J_{\text{max_L}} \cdot B_{\text{max_L}}} = \frac{312,5 \cdot 10^{-6} \cdot 4,222 \cdot 2,501 \cdot 10^4}{0,40 \cdot 400 \cdot 0,3} = 0,6875, \text{ cm}^4 \quad (4.31)$$

A partir de (4.31), o núcleo de ferrite escolhido possui as seguintes especificações:

NEE-30/15/14 – IP 12E (Núcleo composto por duas peças de núcleo NEE);

| | |
|---|--|
| $A_{w_L} = 0,85 \text{ cm}^2$ | área da janela; |
| $A_{e_L} = 1,22 \text{ cm}^2$ | área da janela do carretel; |
| $l_t = 6,7 \text{ cm}$ | comprimento médio da espira; |
| $V_{e_L} = 16,35 \text{ cm}^3$ | volume do núcleo; |
| $A_{p_L} = A_{e_L} \cdot A_{w_L} = 1,037 \text{ cm}^4$ | (Valores da especificação do fabricante) |

Após o núcleo ser escolhido, determina-se o número de espiras:

$$N_L = \frac{L \cdot I_{L(\text{pico})} \cdot 10^4}{A_{e_L} \cdot B_{\text{max_L}}} = \frac{312,5 \cdot 10^{-6} \cdot 4,222 \cdot 10^4}{1,22 \cdot 0,30} = 36,049 \quad (4.32)$$

Assim para o projeto será assumido $N_L = 36$ espiras.

O entreferro é calculado pela equação (4.33), considerando-se a constante de permeabilidade magnética do vácuo $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m (SI).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_L^2 \cdot A_{e-L} \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (36)^2 \cdot 1,22 \cdot 10^{-2}}{312,5 \cdot 10^{-6}} = 0,0636 \text{ cm} \quad (4.33)$$

Para a densidade de corrente definida, é determinada a seção mínima do condutor para conduzir o nível de corrente desejado.

$$S_L = \frac{I_{L(pico)}}{J_{\max_L}} = \frac{4,222}{400} = 10,555 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.34)$$

A área máxima que o condutor pode possuir conforme a frequência de comutação é:

$$S_{s-L} = \pi \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{30000}} \right)^2 = 5,888 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.35)$$

Condutores com a seção transversal menor ou igual a 20 AWG atendem esse requisito. Sendo assim, para o projeto foi escolhido o fio esmaltado 22 AWG com os dados: área de cobre sem isolamento $S_{f-L} = 0,003255 \text{ cm}^2$, área com isolamento $S_{fiso-L} = 0,004013 \text{ cm}^2$, resistência linear de $0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$ a $100 \text{ } ^\circ\text{C}$.

O número de fios em paralelo é:

$$n_L = \frac{S_L}{S_{f-L}} = \frac{10,555 \cdot 10^{-3}}{3,255 \cdot 10^{-3}} = 3,243 \cong 3 \quad (4.36)$$

A resistência em série do indutor deverá ser utilizada para o cálculo das perdas no cobre sendo calculada, a partir dos seguintes dados:

$l_t = 6,7 \text{ cm}$ comprimento médio da espira;
 $S_{f-L} = 0,003255 \text{ cm}^2$ área de cobre sem isolamento
 $\rho_{cu,70} = 2,078 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$ resistividade do cobre a 70° C .

$$R_L = \frac{\rho_{u-70} \cdot l_t \cdot N_L}{n_L \cdot S_{f-L}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 6,7 \cdot 36}{3 \cdot 3,255 \cdot 10^{-3}} = 0,051 \text{ } \Omega \quad (4.37)$$

O fator de utilização da janela é calculado pela equação (4.38).

$$K_{u-L} = \frac{n_L \cdot N_L \cdot S_{f-L}}{A_{w-L}} = \frac{3 \cdot 36 \cdot 3,255 \cdot 10^{-3}}{0,85} = 0,414 \quad (4.38)$$

O valor calculado é o valor assumido de 0,4. Consequentemente, a implementação física não apresentará problema.

Para a operação com altas frequências, as perdas que ocorrem no núcleo devem ser consideradas quando se determinam suas dimensões, em termos das perdas magnéticas, perdas no cobre e perdas totais.

As perdas magnéticas do núcleo de ferrite são calculadas considerando a variação do fluxo magnético:

$$\Delta B = \frac{\Delta I_L}{I_{L(pico)}} \cdot B_{\max_L} = \frac{4}{4,222} \cdot 0,30 = 0,284 \text{ T} \quad (4.39)$$

Além disso, devem-se considerar os parâmetros a seguir:

| | |
|--|--|
| $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$ | coeficiente de perdas por histerese; |
| $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ | coeficiente de perdas por correntes parasitas; |
| $f_L = f_s = 30 \text{ kHz}$ | frequência de operação do indutor; |
| $V_{e_L} = 16,35 \text{ cm}^3$ | volume do núcleo magnético; |
| $\Delta B = 0,284 \text{ T}$ | variação do fluxo magnético; |
| $l_t = 6,7 \text{ cm}$ | comprimento médio da espira; |
| $\rho_{cu_70} = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ | resistividade do cobre a 70° C. |

Assim, para as perdas magnéticas, tem-se:

$$P_{L_core} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_L + K_E \cdot f_L^2) \cdot V_{e_L} \quad (4.40)$$

$$P_{L_core} = 0,284^{2,4} \cdot [4 \cdot 10^{-5} \cdot 30 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (30 \cdot 10^3)^2] \cdot 16,35 = 1,243 \text{ W}$$

As perdas no cobre são dadas por:

$$P_{L_cu} = \frac{\rho_{u_70} \cdot l_t \cdot N_L \cdot I_{L(ef.)}^2}{n_L \cdot S_{f_L}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 6,7 \cdot 36 \cdot 2,504^2}{3 \cdot 3,255 \cdot 10^{-3}} = 0,322 \text{ W} \quad (4.41)$$

As perdas totais são dadas por:

$$P_{L_total} = P_{L_core} + P_{L_cu} = 1,243 + 0,322 = 1,565 \text{ W} \quad (4.42)$$

A resistência térmica do núcleo é determinada por [25]:

$$R_{th_L} = 23 \cdot (A_{e_L} \cdot A_{w_L})^{-0,37} = 23 \cdot (1,22 \cdot 0,85)^{-0,37} = 22,693 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.43)$$

$$\Delta T_{LB} = R_{th_L} \cdot (P_{L_core} + P_{L_cu}) = 22,693 \cdot (1,243 + 0,322) = 35,515 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.44)$$

Assim a elevação de temperatura ambiente no núcleo é aceitável, considerando que a mesma será somada a temperatura ambiente de 40 °C.

4.2.5 - ESTIMATIVA DO RENDIMENTO

As perdas nos componentes do estágio de potência foram calculadas, sendo possível determinar as perdas totais no conversor em condição de plena carga. Assim, tem-se:

$$P_{(total)} = 3 \cdot P_{L(total)} + 3 \cdot P_{S(total)} + 3 \cdot P_{D(total)} = 3 \cdot 1,565 + 3 \cdot 2,875 + 3 \cdot 1,466 = 17,718 \text{ W} \quad (4.45)$$

O rendimento teórico do conversor em condição de plena carga é dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{(total)}} \cdot 100 = \frac{1000}{1000 + 17,718} \cdot 100 = 98,259 \% \quad (4.46)$$

A curva de rendimento do conversor em função da potência de saída é dada na Figura 4.1, obtendo-se um rendimento teórico superior a 95,5% em quase toda faixa de carga, à exceção de valores de carga leve.

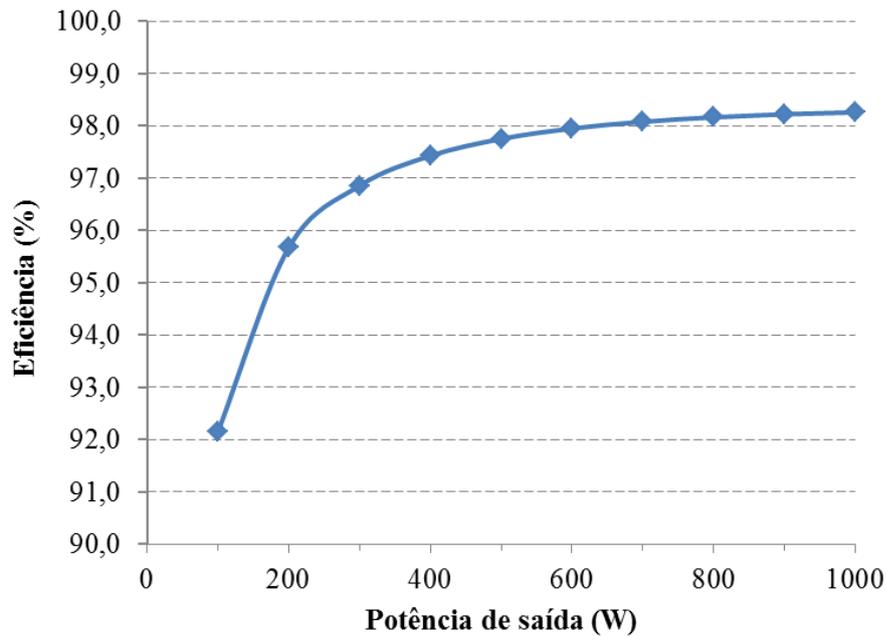


Figura 4.1 – Curva de rendimento teórico em função da potência de saída do conversor buck entrelaçado.

4.3 - CONVERSOR *BUCK* COM A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

O conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados, assim como o conversor *buck* entrelaçado, foi analisado no mesmo ponto de operação em que $2/3 \leq D < 1$.

4.3.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

Os parâmetros de projetos utilizados são praticamente os mesmos do conversor entrelaçado, diferenciando-se conforme demonstrado na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Especificações de projeto do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados em MCC.

| Parâmetros | Símbolos | Valores |
|-------------------------|------------------|---------------|
| Tensão de entrada | V_i | 200 V |
| Tensão de saída | V_o | 150 V |
| Potência do circuito | P_o | 1000 W |
| Frequência de comutação | f_s | 30 kHz |
| Ondulação da corrente | ΔI_{L_f} | 20% I_o |
| Ondulação da tensão | ΔV_o | 1% V_o |
| Resistência de saída | R_o | 22,5 Ω |
| Razão Cíclica nominal | D | 0,75 |

Como o conversor é considerado ideal, utilizam-se as premissas do conversor *buck* entrelaçado de três fases, conforme as equações(4.1), (4.2), (4.3), (4.5), (4.6). Os componentes são especificados com base nos valores comerciais mais próximos.

Dessa forma, tem-se a corrente média de saída, isto é a corrente de carga bem como a ondulação da corrente são dadas por (4.47) e (4.48) respectivamente.

$$I_{L_f(méd.)} = \frac{P_o}{V_o} = I_o = \frac{1000}{150} = 6,667 \text{ A} \quad (4.47)$$

$$\Delta I_{L_f} = 1,333 \text{ A} \quad (4.48)$$

4.3.2 - ELEMENTOS DE FILTRO

Assim como no conversor *buck* entrelaçado de três fases, o ganho estático do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados depende exclusivamente da razão cíclica adotada.

$$\frac{V_o}{V_i} = D = \frac{150}{200} = 0,75 \quad (4.49)$$

A indutância de filtro é dada por (3.81).

$$L_f = \frac{(1-D) \cdot (3D-2)V_i}{3f_s \Delta I_{L_f}} = \frac{(1-0,75) \cdot (3 \cdot 0,75 - 2) 200}{3 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 1,333} = 104,193 \mu\text{H} \quad (4.50)$$

As correntes, máxima, mínima, média e eficaz nos indutores são dadas pelas equações (3.86), (3.88), (3.89) e (3.95), respectivamente.

$$I_{L_f(\text{máx.})} = I_{L_f(\text{méd.})} + \frac{(1-D)(3D-2)V_i}{6f_s L_f} = 6,667 + \frac{(1-0,75)(3 \cdot 0,75 - 2)200}{6 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 104,193 \cdot 10^{-6}} = 7.334 \text{ A} \quad (4.51)$$

$$I_{L_f(\text{mín.})} = I_{L_f(\text{méd.})} - \frac{(1-D) \cdot (3D-2)V_i}{6f_s L_f} = 6,667 - \frac{(1-0,75)(3 \cdot 0,75 - 2)200}{6 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 104,193 \cdot 10^{-6}} = 6.001 \text{ A} \quad (4.52)$$

$$I_{L_f(\text{méd.})} = I_o = 6,667 \text{ A} \quad (4.53)$$

$$I_{L_f(\text{ef.})} = \sqrt{\frac{\Delta I_{L_f}^2}{12} + I_o^2} = \sqrt{\frac{1,333^2}{12} + 6,667^2} = 6,679 \text{ A} \quad (4.54)$$

A máxima tensão no capacitor é igual à tensão de saída, isto é:

$$V_{C_o} = V_o = 150 \text{ V} \quad (4.55)$$

Por definição tem-se:

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_{L_f} = 1,333 \text{ A} \quad (4.56)$$

Na célula de comutação de quatro estados, tem-se:

$$f_c = 3 \cdot f_s = 90 \text{ kHz} \quad (4.57)$$

Assim o valor da capacitância é dado por:

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_f}}{24 \cdot \Delta V_o \cdot f_s} = \frac{1,333}{24 \cdot 1,5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 1,234 \mu\text{F} \quad (4.58)$$

A resistência em série do capacitor R_{SE} é dada por:

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_{C_o}}{\Delta I_{C_o}} = \frac{1,5}{1,333} = 1,125 \Omega \quad (4.59)$$

O valor da corrente eficaz no capacitor pode ser calculado pela expressão (3.106).

$$I_{C_o(\text{ef.})} = \frac{\Delta I_{L_f}}{2\sqrt{3}} = \frac{1,333}{2\sqrt{3}} = 0,385 \text{ A} \quad (4.60)$$

O capacitor de saída escolhido possui os seguintes dados técnicos: fornecedor TDK, Capacitor de filme de polipropileno metalizado (MKP B32674D4151), com $V_{R,85^\circ} = 450 \text{ VDC}$, com capacitância de $1,5 \mu\text{F}$ e resistência ESR $22,1 \text{ m}\Omega$ a 70°C .

4.3.3 - ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Com base no capítulo 3, os esforços de corrente e tensão aos quais os semicondutores estão submetidos, se traduzem nas tensões máximas e nas correntes médias e eficazes.

Os esforços de corrente e tensão em cada interruptor são dados pelas expressões (3.108) (3.110) e (3.111).

$$I_{S(méd.)} = \frac{I_o}{3} D = \frac{6,667}{3} \cdot 0,75 = 1,667 \text{ A} \quad (4.61)$$

$$I_{S(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lf}^2}{12} + I_o^2\right)} \cdot D = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{1,333^2}{12} + 6,667^2\right)} \cdot 0,75 = 1,928 \text{ A} \quad (4.62)$$

$$V_{S(máx.)} = V_i = 200V \quad (4.63)$$

O interruptor escolhido que atende ao projeto é o MOSFET FPQF 17N40 N.

As principais características desse componente foram apresentadas em 4.2.3.

As perdas totais no MOSFET são compostas das perdas por condução e comutação (entrada em condução e bloqueio), conforme [25] [26].

$$P_{S(cond.)} = R_{DS(on)} \cdot I_{S1(ef.)}^2 = 0,21 \cdot (1,928)^2 = 0,781 \text{ W} \quad (4.64)$$

$$P_{S(comut.)} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{S1(ef.)} \cdot V_{S(máx.)} = \frac{30 \cdot 10^3}{2} \cdot (185 \cdot 10^{-9} + 105 \cdot 10^{-9}) \cdot 1,928 \cdot 200 = 1,677 \text{ W} \quad (4.65)$$

$$P_{Sf(total)} = P_{S(cond.)} + P_{S(comut.)} = 0,781 + 1,677 = 2,458 \text{ W} \quad (4.66)$$

Analogamente ao conversor *buck* entrelaçado de três fases, a resistência térmica do dissipador é dada por:

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a - (P_{S(cond.)} + P_{S(comut.)}) \cdot (T_{th_jc} + T_{th_cd})}{3 \cdot (P_{S(cond.)} + P_{S(comut.)})} = \frac{100 - 40 - (2,458) \cdot (2,23 + 0,25)}{3 \cdot (2,458)} = 7,312 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.67)$$

Os esforços de corrente e tensão em cada Diodo são dados pelas expressões (3.113), (3.115) e (3.116).

$$I_{D(méd.)} = \frac{I_o}{3} (1 - D) = \frac{6,667}{3} (1 - 0,75) = 0,556 \text{ A} \quad (4.68)$$

$$I_{D(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{Lf}^2}{12} + I_o^2\right)} \cdot (1 - D) = \frac{1}{3} \sqrt{\left(\frac{1,333^2}{12} + 6,667^2\right)} \cdot (1 - 0,75) = 1,113 \text{ A} \quad (4.69)$$

$$V_{D(máx.)} = -V_i = -200 \text{ V} \quad (4.70)$$

O diodo escolhido que atende ao projeto é RHRD440, fabricado por Fairchild Semiconductor.

As principais características desse componente foram apresentadas na Seção 4.2.3.

As perdas nos diodos estão associadas à perda por condução e comutação (entrada em condução e bloqueio), conforme [25] e [26].

$$P_{D(cond.)} = V_{D_F} \cdot I_{D1(méd.)} + r_d \cdot I_{D1(ef.)}^2 = 1,7 \cdot 0,556 + 160 \cdot 10^{-3} \cdot 1,113^2 = 1,143 \text{ W} \quad (4.71)$$

$$P_{D(comu.)} = \frac{1}{2} (V_{D-F(máx.)} - V_{D-F}) \cdot I_{D1(méd.)} \cdot t_{r_D} \cdot f_s + V_{D1(máx.)} \cdot Q_{rr} \cdot f_s \quad (4.72)$$

$$P_{D(comu.)} = \frac{1}{2} (2,1 - 1,7) \cdot 0,556 \cdot 16 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 + 200 \cdot 45 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 10^3 = 0,270 \text{ W}$$

$$P_{Df(total)} = P_{D(cond.)} + P_{D(comu.)} = 1,143 + 0,270 = 1,413 \text{ W} \quad (4.73)$$

4.3.4 - PROJETO FÍSICO DO INDUTOR

O projeto dos elementos magnéticos do indutor é análogo ao do conversor entrelaçado de três fases.

Considere os seguintes parâmetros:

| | |
|--------------------------------------|--|
| $I_{Lf(pico)} = I_{Lf(máx.)}$ | corrente de pico no indutor; |
| $L_f = 104,193 \text{ } \mu\text{H}$ | indutância do Indutor; |
| $I_{Lf(ef.)} = 6,679 \text{ A}$ | corrente no indutor de filtro; |
| $K_{w_Lf} = 0,70$ | fator de utilização da área da janela; |
| $J_{max_Lf} = 400 \text{ A/cm}^2$ | máxima densidade de corrente nos condutores; |
| $B_{max_Lf} = 0,30 \text{ T}$ | máxima excursão de densidade do fluxo magnético. |

$$A_{p_Lf} = \frac{L_f \cdot I_{Lf(pico)} \cdot I_{Lf(ef.)} \cdot 10^4}{K_{w_Lf} \cdot J_{max_Lf} \cdot B_{max_Lf}} = \frac{104,193 \cdot 10^{-6} \cdot 7,334 \cdot 6,679 \cdot 10^4}{0,70 \cdot 400 \cdot 0,3} = 0,607 \text{ cm}^4 \quad (4.74)$$

O núcleo de ferrite escolhido possui as seguintes especificações: NEE-30/15/11; $A_{w_Lf} = 1,19 \text{ cm}^2$; $A_{e_Lf} = 0,935 \text{ cm}^2$; $A_{p_Lf} = A_{e_Lf} \cdot A_{w_Lf} = 1,113 \text{ cm}^4$ (valores da especificação do fabricante).

$$N_{Lf} = \frac{L_f \cdot I_{Lf(pico)} \cdot 10^4}{A_{e_Lf} \cdot B_{max_Lf}} = \frac{104,193 \cdot 10^{-6} \cdot 7,334 \cdot 10^4}{0,935 \cdot 0,30} = 27,233 = 27 \quad (4.75)$$

Para o cálculo do entreferro considera-se a constante de permeabilidade magnética do vácuo $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m (SI)}$.

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{Lf}^2 \cdot A_{e_Lf} \cdot 10^{-2}}{L_f} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (27)^2 \cdot 0,935 \cdot 10^{-2}}{104,193 \cdot 10^{-6}} = 0,082 \text{ cm} \quad (4.76)$$

$$S_{Lf} = \frac{I_{Lf(pico)}}{J_{max_Lf}} = \frac{7,334}{400} = 0,0183 \text{ cm}^2 \quad (4.77)$$

A máxima seção transversal do condutor é definida pela profundidade de penetração.

$$S_{S_Lf} = \pi \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{3} f_s} \right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{3} \cdot 30 \cdot 10^3} \right)^2 = 1,963 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.78)$$

O condutor escolhido com seção menor ou igual a 25 AWG atende esse requisito. Sendo assim, para o projeto foi escolhido o fio esmaltado de 25 AWG que possui a área da seção transversal de cobre sem isolamento $S_{f_L} = 0,0016238 \text{ cm}^2$.

O número de condutores em paralelo é dado por:

$$n_{Lf} = \frac{S_{Lf}}{S_{f_Lf}} = \frac{0,0183}{0,0016238} = 11,29 \cong 11 \quad (4.79)$$

A resistência em série do indutor deverá ser utilizada para o cálculo das perdas no cobre e é calculada, considerando os dados:

$l_t = 6,1 \text{ cm}$ comprimento médio da espira.
 $S_{f_L} = 0,0016238 \text{ cm}^2$ área de cobre sem isolamento
 $\rho_{cu_70} = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ resistividade do cobre a 70° C .

$$R_L = \frac{\rho_{u_70} \cdot l_t \cdot N_L}{n_L \cdot S_{f_L}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 6,1 \cdot 27}{11 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}} = 0,019 \Omega \quad (4.80)$$

$$K_{u_Lf} = \frac{n_{Lf} \cdot N_{Lf} \cdot S_{f_Lf}}{A_{w_Lf}} = \frac{11 \cdot 27 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}}{1,19} = 0,405 \quad (4.81)$$

$$\Delta B = \frac{\Delta I_{Lf}}{I_{Lf(\text{pico})}} \cdot B_{\max_Lf} = \frac{1,333}{7,334} \cdot 0,30 = 0,055 \text{ T} \quad (4.82)$$

Além da variação do fluxo, devem-se considerar os parâmetros a seguir:

$K_h = 4 \cdot 10^{-5}$ coeficiente de perdas por histerese;
 $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$ coeficiente de perdas por correntes parasitas;
 $f_{Lf} = 3, f_s = 90 \text{ kHz}$ frequência de operação do indutor;
 $V_{e_Lf} = 16,25 \text{ cm}^3$ volume do núcleo (página 50 do Thornton);
 $l_t = 6,1 \text{ cm}$ comprimento médio da espira (página 50 A - Thornton);
 $\rho_{cu_70} = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ resistividade do cobre a 70° C .

Assim para as perdas magnéticas, tem-se:

$$P_{Lf_core} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_{Lf} + K_E \cdot f_{Lf}^2) \cdot V_{e_L} \quad (4.83)$$

$$P_{Lf_core} = 0,055^{2,4} \cdot [4 \cdot 10^{-5} \cdot 90 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (90 \cdot 10^3)^2] \cdot 16,25 = 0,103 \text{ W}$$

As perdas no cobre são dadas por:

$$P_{Lf_cu} = \frac{\rho_{u_70} \cdot l_t \cdot N_{Lf} \cdot I_{Lf(ef.)}^2}{n_{Lf} \cdot S_{f_Lf}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 6,1 \cdot 27 \cdot 6,692^2}{11 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}} = 0,854 \text{ W} \quad (4.84)$$

As perdas totais são dadas por:

$$P_{Lf(\text{total})} = P_{L_core} + P_{L_cu} = 0,103 + 0,854 = 0,957 \text{ W} \quad (4.85)$$

E por sua vez a resistência térmica do núcleo analogamente é determinada por [25].

$$R_{th_Lf} = 23 \cdot (A_{e_Lf} \cdot A_{w_Lf})^{-0,37} = 23 \cdot (0,935 \cdot 1,19)^{-0,37} = 22,109 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.86)$$

$$\Delta T_{LB} = R_{th_Lf} \cdot (P_{Lf_core} + P_{Lf_cu}) = 22,109 \cdot (0,103 + 0,854) = 21,158 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.87)$$

Da mesma forma analisada no conversor *buck* de três fases, a elevação de temperatura ambiente no núcleo é aceitável, considerando que a mesma será somada a temperatura ambiente de 40° C.

4.3.5 - PROJETO FÍSICO DO AUTOTRANSFORMADOR

Com base nas expressões válidas para o autotransformador conforme o Capítulo 3, e segundo a metodologia apresentada em [25] [26], pode-se realizar seu projeto físico.

As tensões máxima $V_{Ll1(máx.)}$ e mínima $V_{Ll1(mín.)}$ sobre os enrolamentos são iguais, sendo definidas como:

$$V_{Ll1(máx.)} = \frac{2}{3} \cdot V_i = \frac{2}{3} 200 = 133,333 \text{ V} \quad (4.88)$$

A corrente eficaz é dada pela expressão (3.125).

$$I_{Ll1(ef.)} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{\Delta I_{Lf}^2}{12} + I_o^2} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1,333^2}{12} + 6,667^2} = 2,226 \text{ A} \quad (4.89)$$

A corrente máxima em cada enrolamento do autotransformador é igual a um terço da corrente máxima do indutor, e é dada pela expressão (3.126).

$$I_{Ll1(máx.)} = \frac{I_o}{3} + \left[\frac{(1-D)(3D-2)V_i}{18f_s L_f} \right] = \frac{6,667}{3} + \left[\frac{(1-0,75)(3 \cdot 0,75 - 2)200}{18 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 104,193 \cdot 10^{-6}} \right] = 2,446 \text{ A} \quad (4.90)$$

Consideram-se os seguintes parâmetros [25]:

| | |
|---------------------------------------|--|
| $\Delta B_{T(máx.)} = 0,16 \text{ T}$ | variação de fluxo eletromagnético; |
| $J_{T(max.)} = 400 \text{ A/cm}^2$ | máxima densidade de corrente nos condutores; |
| $K_{w(T)} = 0,40$ | fator de utilização da área do enrolamento; |
| $K_{p(T)} = 1/3$ | fator de utilização do primário |

$$AeAw = \frac{2(1-D)}{9 \cdot D} \cdot \frac{P_o \cdot 10^4}{\Delta B_{T(máx.)} \cdot K_{w(T)} \cdot K_{p(T)} \cdot J_{T(máx.)} f_s} \quad (4.91)$$

$$AeAw = \frac{2(1-0,75)}{9 \cdot 0,75} \cdot \frac{1000 \cdot 10^4}{0,16 \cdot 0,4 \cdot (1/3) \cdot 400 \cdot 30 \cdot 10^3} = 2,894 \text{ cm}^4$$

O núcleo de ferrite escolhido possui os parâmetros efetivos do núcleo, tais como:

$$E-42/21/15; A_{w(T)} = 1,57 \text{ cm}^2; A_{e(T)} = 1,81 \text{ cm}^2; A_{p(T)} = A_{e(T)} \cdot A_{w(T)} = 2,842 \text{ cm}^4.$$

$$N_T = \frac{\frac{2}{3} V_i \cdot (1-D) \cdot 10^4}{A_{e(T)} \cdot \Delta B_{T(\max)} \cdot f_s} = \frac{\frac{2}{3} \cdot 200 \cdot (1-0,75) \cdot 10^4}{1,81 \cdot 0,16 \cdot 30 \cdot 10^3} = 38,367 \cong 38 \quad (4.92)$$

A profundidade de penetração é dada por.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{3} f_s} = \frac{7,5}{\sqrt{3} \cdot 30 \cdot 10^3} = 0,025 \quad (4.93)$$

A área máxima permitida para o condutor é:

$$S_{f_T} = \pi \cdot \Delta^2 = \pi \cdot 0,025^2 = 1,963 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.94)$$

O condutor escolhido fio esmaltado 25 AWG com os dados: área da seção transversal de cobre sem isolamento $S_{f(T)} = 0,0016238 \text{ cm}^2$.

$$S_T = \frac{I_{L1(ef.)}}{J_{T(máx.)}} = \frac{2,231}{400} = 5,576 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.95)$$

O número de fios em paralelos é dado por:

$$n_T = \frac{S_T}{S_{f(T)}} = \frac{5,576 \cdot 10^{-3}}{0,0016238} = 3,434 \cong 3 \quad (4.96)$$

$$K_{u(T)} = \frac{3 \cdot n_T \cdot N_T \cdot S_{f(T)}}{A_{w(T)}} = \frac{3 \cdot 3 \cdot 38 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}}{1,57} = 0,354 \quad (4.97)$$

Consideram-se os seguintes parâmetros [25]:

| | |
|--|--|
| $K_{h(T)} = 4 \cdot 10^{-5}$ | coeficiente de perdas por histerese; |
| $K_{E(T)} = 4 \cdot 10^{-10}$ | coeficiente de perdas por correntes parasitas; |
| $f_{(T)} = 3 \cdot f_s$ | frequência no transformados; |
| $V_{e(T)} = 35,2 \text{ cm}^3$ | volume do núcleo; |
| $\Delta B_{T(máx.)} = 0,16 \text{ T}$ | variação de fluxo eletromagnético; |
| $l_{t(T)} = 8,7 \text{ cm}$ | comprimento médio da espira. |
| $\rho_{cu_70} = 2,078 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ | resistividade do cobre a 70° C. |

As perdas magnéticas são calculadas pela expressão (4.98).

$$P_{T_core} = \Delta B_T^{2,4} \cdot (K_{h(T)} \cdot f_{(T)} + K_{E(T)} \cdot f_{(T)}^2) \cdot V_{e(T)} \quad (4.98)$$

$$P_{T_core} = 0,16^{2,4} \cdot [4 \cdot 10^{-5} \cdot 90 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot (90 \cdot 10^3)^2] \cdot 35,2 = 2,961 \text{ W}$$

A resistência série e as perdas no cobre são dadas por (4.99) e (4.100), respectivamente.

$$R_T = \frac{\rho_{u_70} \cdot l_{t(T)} \cdot N_T}{n_T \cdot S_{f(T)}} = \frac{2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 8,7 \cdot 38}{3 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}} = 0,141 \Omega \quad (4.99)$$

$$P_{T_cu} = \frac{3 \cdot \rho_{u_70} \cdot l_{t(T)} \cdot N_T \cdot I_{L1(ef.)}^2}{n_T \cdot S_{f(T)}} = \frac{3 \cdot 2,078 \cdot 10^{-6} \cdot 8,7 \cdot 38 \cdot 2,226^2}{3 \cdot 1,6238 \cdot 10^{-3}} = 2,096 \text{ W} \quad (4.100)$$

As perdas totais no transformador, a resistência térmica e a elevação de temperatura, são calculadas respectivamente por (4.101), (4.102), (4.103), respectivamente:

$$P_{T(total)} = P_{T_core} + P_{T_cu} = 2,961 + 2,096 = 5,057 \text{ W} \quad (4.101)$$

$$R_{th_T} = 59,28 \cdot (V_{e(T)})^{-0,544} = 59,28 \cdot (35,2)^{-0,544} = 8,543 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} \quad (4.102)$$

$$\Delta T_T = R_{th_T} \cdot (P_{T_core} + P_{T_cu}) = 8,543 \cdot (2,961 + 2,096) = 43,202 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.103)$$

Salienta-se que conforme projetos anteriores dos indutores, a contribuição das perdas do núcleo na elevação de temperatura é significativa e não pode ser ignorada.

4.3.6 - ESTIMATIVA DO RENDIMENTO

Usando o mesmo procedimento do conversor *buck* entrelaçado, a perda total é expressa por:

$$\begin{aligned} P_{(total)} &= P_{Lf(total)} + P_{T(total)} + 3 \cdot P_{Sf(total)} + 3 \cdot P_{Df(total)} = \\ P_{(total)} &= 0,957 + 5,057 + 3 \cdot 2,458 + 3 \cdot 1,413 = 17,648 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.104)$$

O rendimento teórico do conversor em condição de plena carga é dado por:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{(total)}} \cdot 100 = \frac{1000}{1000 + 17,648} \cdot 100 = 98,266 \% \quad (4.105)$$

O rendimento esperado em carga é de 98,266%, sendo que a curva da Figura 4.2 representa o comportamento do rendimento teórico em função da potência de saída. Nesse caso, o rendimento é maior que 95% em toda a faixa de carga.

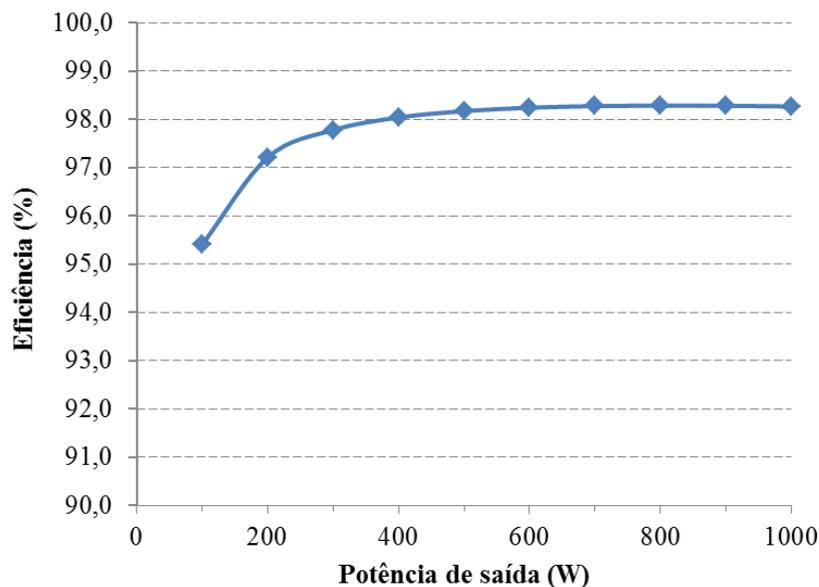


Figura 4.2 – Curva de rendimento teórico em função da potência de saída do conversor buck baseado na célula de quatro estados.

4.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi definido o roteiro de projeto considerando a operação dos conversores propostos em MCC na região de operação $2/3 \leq D < 1$. Assim, é possível definir os elementos que compõem os estágios de potência das topologias apresentadas.

Constata-se que os conversores *buck* entrelaçado e *buck* com a célula de comutação de quatro estados apresentam os mesmos valores de capacitâncias do capacitor de filtro, em virtude da determinação de ondulação da corrente ser igual para ambos.

Tendo em vista que os dois projetos utiliza um mesmo número de interruptores e diodos com mesmas especificações, salienta-se que a diferença de volume e peso dos conversores é pequena e se apresenta essencialmente pelos núcleos dos elementos magnéticos, e a presença do autotransformador do quatro estados. No conversor *buck* entrelaçado de três fases, o volume total dos núcleos magnéticos utilizados é de $49,05 \text{ cm}^3$, enquanto que no conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados o volume total é de $51,45 \text{ cm}^3$.

Ressalta-se que os conversores obtiveram perdas totais e rendimentos semelhantes, devido à similaridade das topologias, como o mesmo número de interruptores e diodos. Entretanto, as perdas nos interruptores do conversor *buck* entrelaçado de três fases será sempre maior que no conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados, devido ao perfil de corrente característico das topologias, sendo a corrente eficaz nos interruptores do conversor *buck* entrelaçado de três fases necessariamente maior comparado ao *buck* com a célula de comutação de quatro estados para uma mesma potência nominal. Também se pode constatar que as duas estruturas possuem rendimentos elevados ao longo de toda a faixa de carga.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS ESTUDADAS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados de simulações obtidos por meio do *software* PSIM® 9.0, considerando os parâmetros fornecidos na Tabela 4.1 e na Tabela 4.2, visando validar o princípio de operação e os roteiros de projeto realizados anteriormente.

A princípio, são realizadas simulações em condições nominais sem perdas, sendo apresentadas as principais formas de onda de tensão e de corrente do circuito. Em seguida, são realizadas as simulações considerando a utilização de componentes não ideais, analisando-se as perdas e o rendimento em função da potência de saída. Apresenta-se ainda a comparação entre os valores calculados e obtidos nas simulações.

5.2 - CONVERSOR *BUCK* ENTRELACADO DE TRÊS FASES

Na Figura 5.1 apresenta-se a topologia do conversor simulado no PSIM®, em que se considera uma fonte de tensão ideal na entrada e que todos os componentes utilizados apresentam os valores anteriormente calculados. Deve-se ressaltar que os resistores R_{L1} , R_{L2} e R_{L3} em série com os indutores são utilizados como artifício de simulação, com a finalidade de equilibrar a potência entre às três fases, o que não pode ser obtido na simulação por questões numéricas.

A Figura 5.2 apresenta a tensão de saída para o ponto de operação em que $D=0,75$, sendo que a ondulação da tensão pico a pico é de 1,5 V. Constata-se ainda que a frequência da ondulação é igual ao triplo da frequência de comutação.

As formas de onda da Figura 5.3 apresentam as ondulações das correntes nos indutores e da corrente total. Constata-se que os valores estão em conformidade com os cálculos conforme as expressões (4.8), (4.9) e (4.13), além do fato de que a ondulação total representa um terço do valor em cada indutor.

Na Figura 5.4, observam-se as correntes nos interruptores. Consta-se ainda que a corrente de entrada não é descontínua, ao contrário do conversor *buck* clássico, o que se deve à operação entrelaçada do circuito.

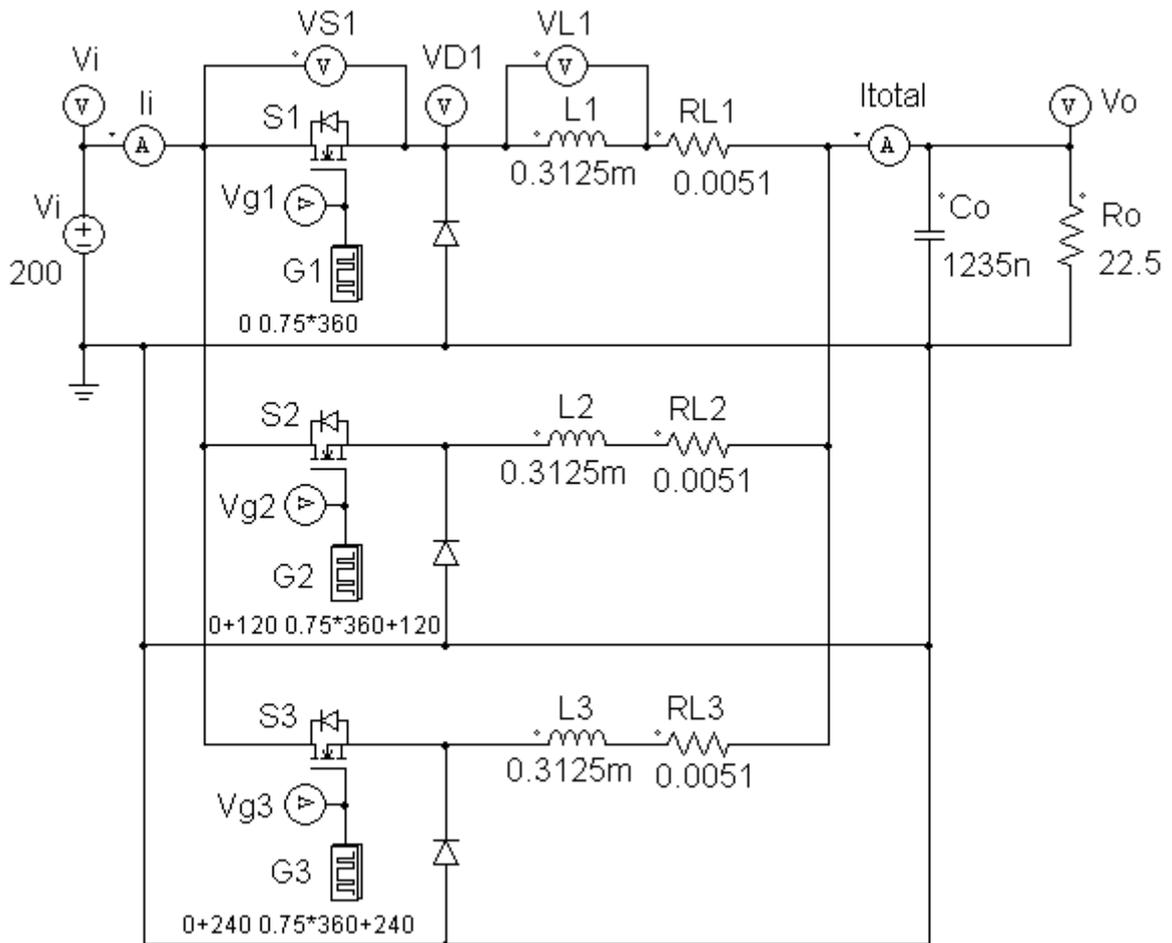


Figura 5.1 – Diagrama esquemático do conversor *buck* entrelaçado de três fases sem perdas simulado no PSIM®.

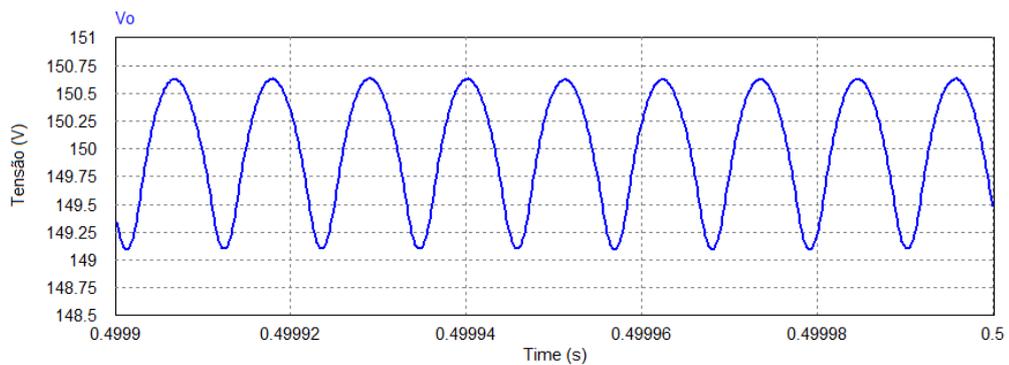


Figura 5.2 – Tensão de saída.

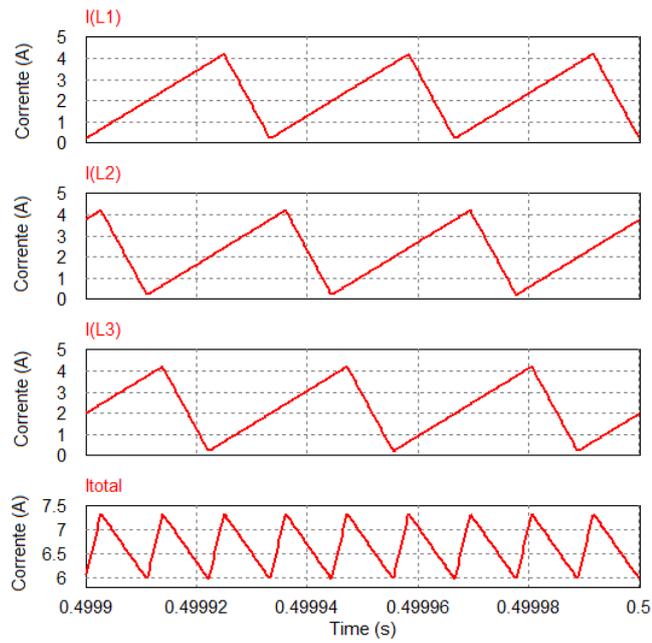


Figura 5.3 – Correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_3 e corrente total.

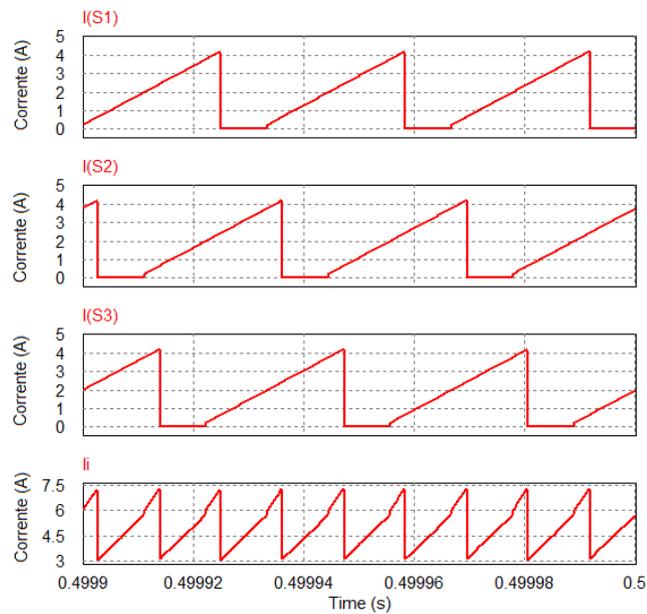


Figura 5.4 – Correntes nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e corrente de entrada.

Na Figura 5.5, têm-se as formas de corrente e tensão nos interruptores e diodos. Observa-se que todos os semicondutores estão submetidos à tensão de entrada durante a condição de bloqueio.

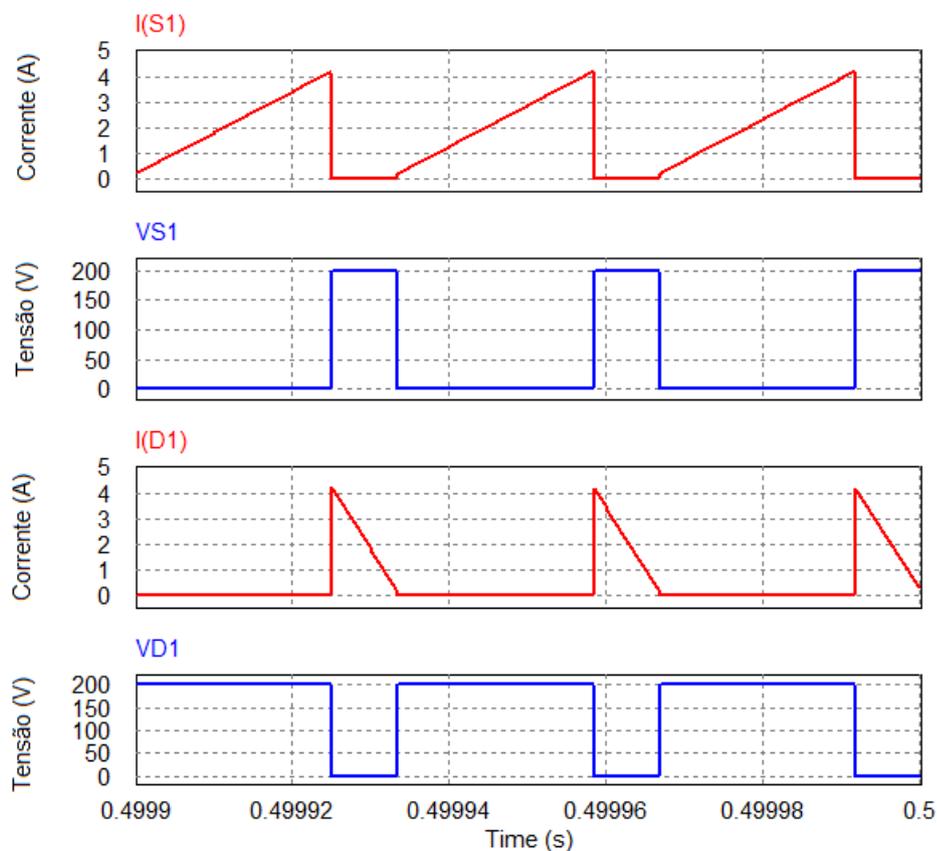


Figura 5.5 – Esforços de correntes e tensões nos interruptores e diodos.

A Figura 5.6 apresenta o conversor considerando a utilização de componentes não ideais, variando-se a potência de saída varia de 100 W a 1 kW, obtendo-se assim a curva de rendimento da Figura 5.7. O rendimento varia de 99,88% a 99,44% ao longo de toda a faixa de carga. Ressalta-se que a diferença em relação aos cálculos pode ser explicada pelo fato de o modelo do indutor não contemplar as perdas no núcleo magnético, levando a uma subestimativa nas perdas totais e consequente superestimativa do rendimento.

Além disso, têm-se na Figura 5.8 e na Figura 5.9 as perdas nos elementos semicondutores e nos indutores, que possuem característica de variação parabólica devido à dependência em relação ao quadrado do valor eficaz da corrente. As perdas nos interruptores variando de 0,17 W a 3,50 W. Por sua vez, as perdas nos diodos variam de 0,034 W a 2,29 W, enquanto as perdas no cobre dos indutores variam de 0,021 W a 0,96 W.

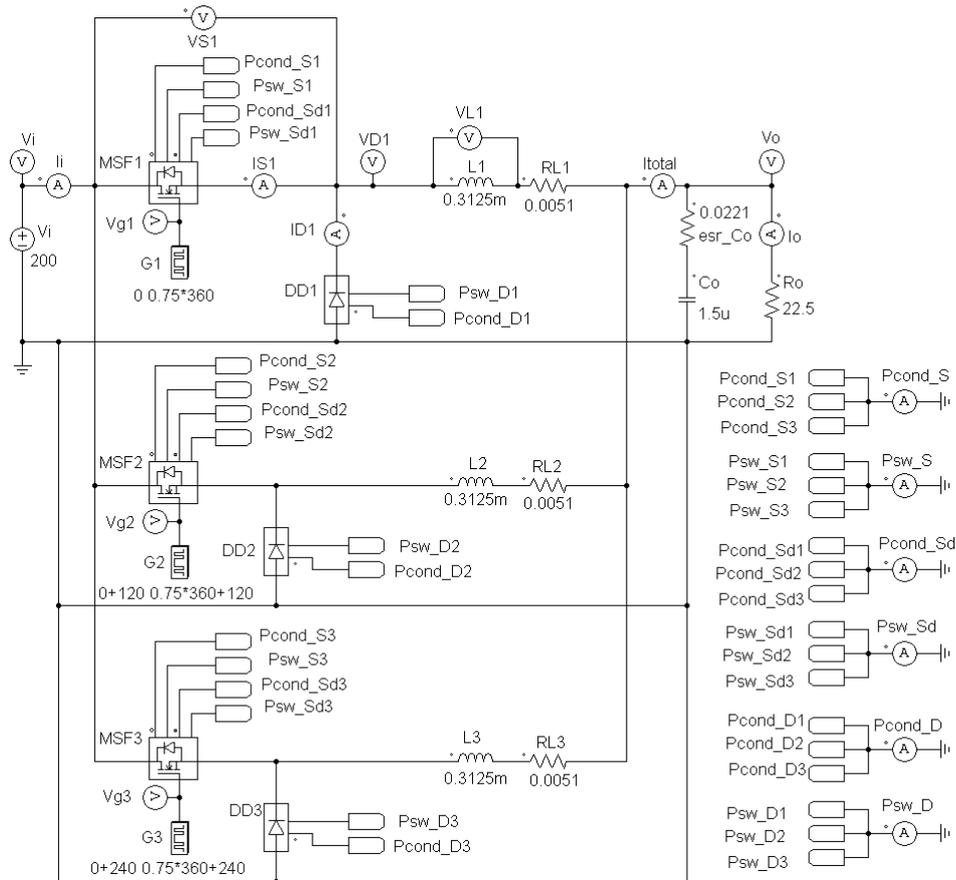


Figura 5.6 – Diagrama esquemático do conversor *buck* entrelaçado de três fases com elementos não ideais simulado no PSIM®.

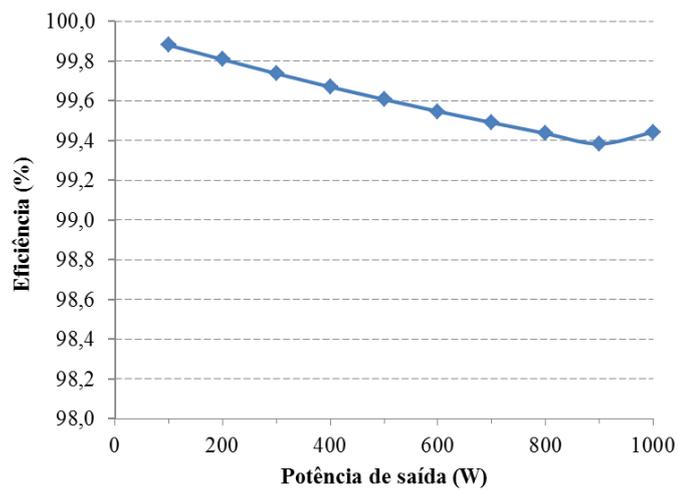


Figura 5.7 – Rendimento do conversor *buck* entrelaçado em função da potência de saída.

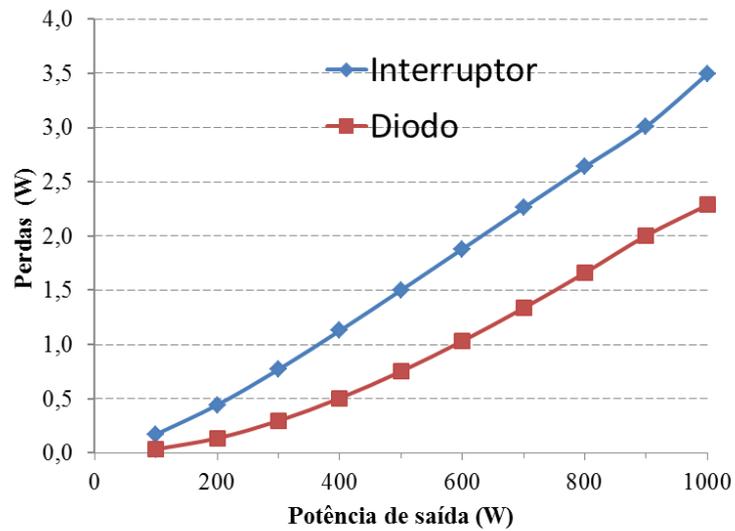


Figura 5.8 – Perdas totais nos interruptores e diodos.

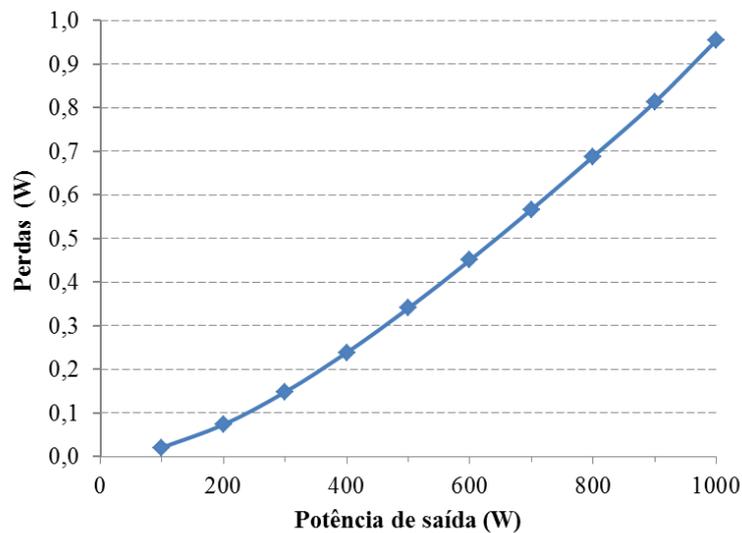


Figura 5.9 – Perdas totais no cobre nos três indutores de filtro.

5.3 - CONVERSOR *BUCK* COM A CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS

Na Figura 5.10, apresenta-se a topologia ideal do conversor *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados, considerando os valores anteriormente. Novamente, utilizam-se os resistores R_{t1} , R_{t2} e R_{t3} apenas como artifício de simulação.

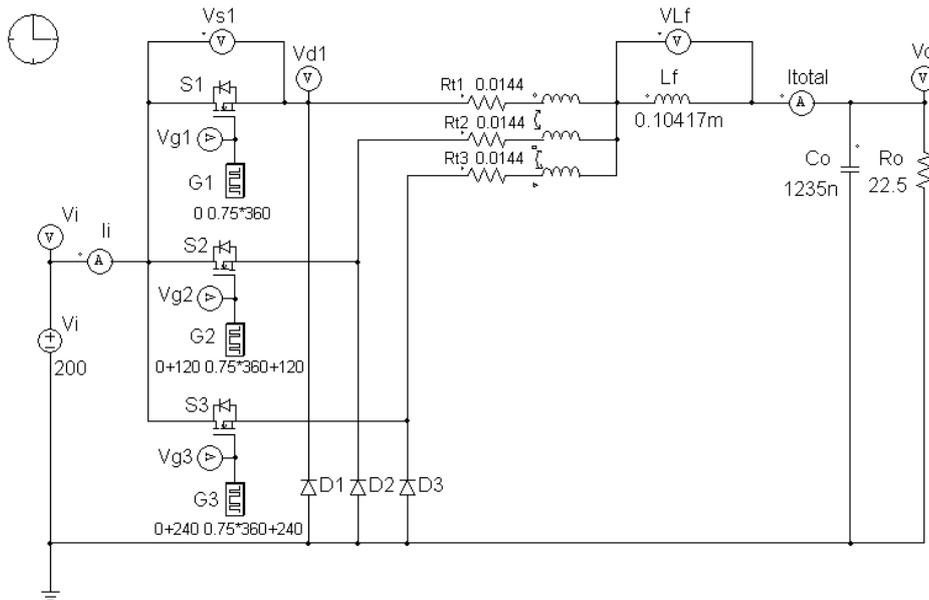


Figura 5.10 – Diagrama esquemático do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados ideal simulado no PSIM®.

A Figura 5.11 apresenta a ondulação da tensão de saída, que nesse caso é de 1,5 V conforme foi definido nas especificações de projeto. Observa-se novamente que a frequência de ondulação na saída é igual a três vezes maior que a frequência de comutação.

A Figura 5.12 apresenta as correntes nos enrolamentos do transformador e no indutor de filtro. A frequência de operação do indutor corresponde a três vezes a frequência de comutação, implicando menores dimensões desse elemento em comparação ao conversor clássico.

A Figura 5.13 mostra as correntes nos interruptores, que se encontram devidamente equilibradas e defasadas entre si de 120°. Além disso, a corrente de entrada não é descontínua, o que implica menores níveis de interferência eletromagnética, ao contrário do que ocorre no conversor *buck* clássico.

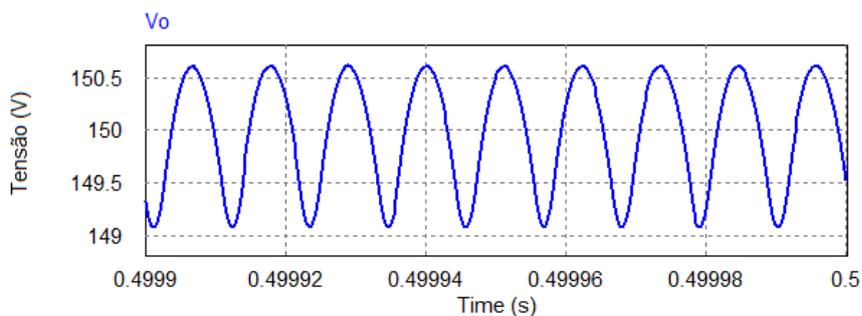


Figura 5.11 – Tensão de saída.

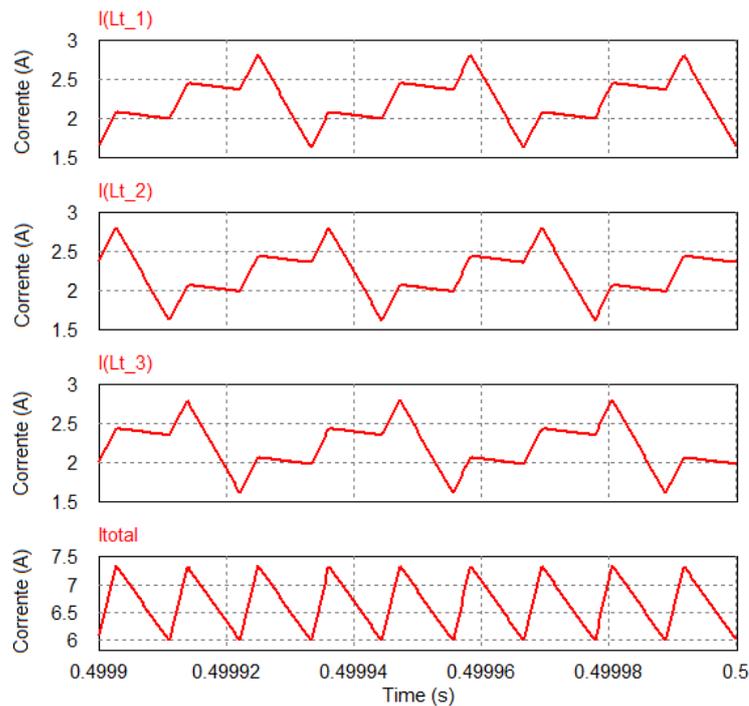


Figura 5.12 – Correntes nos enrolamentos do autotransformador e corrente no indutor de filtro.

Na Figura 5.14, apresentam-se as formas de onda da corrente e tensão em um interruptor e um diodo. Os elementos semicondutores encontram-se submetidos à tensão de saída durante o bloqueio, assim como ocorre nos conversores *buck* entrelaçado e clássico.

A Figura 5.15 apresenta a topologia do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados empregando elementos não ideais. De forma análoga ao conversor *buck* entrelaçado, a simulação é realizada no PSIM® obtendo-se a curva de rendimento na Figura 5.16, o qual varia de 99,78% a 99,24% entre 100 W e 1000 W, respectivamente. Devido à limitação do *software* de simulação, as perdas nos núcleos magnéticos não são consideradas, levando a valores de rendimento superestimados. Analogamente ao conversor *buck* entrelaçado, a Figura 5.17 e a Figura 5.18 apresentam as perdas nos elementos semicondutores e nos indutores. As perdas nos interruptores variam de 0,16 W a 2,89 W, ao passo que nos diodos aumentam de 0,10 W a 2,24 W. Por outro lado, as perdas no cobre do indutor de filtro variam de 0,063 W a 2,98 W.

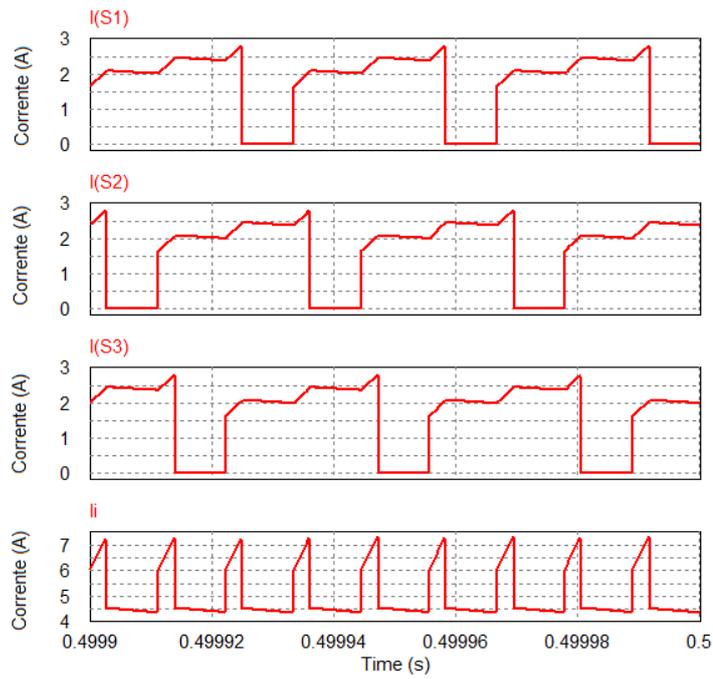


Figura 5.13 – Correntes nos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e corrente de entrada.

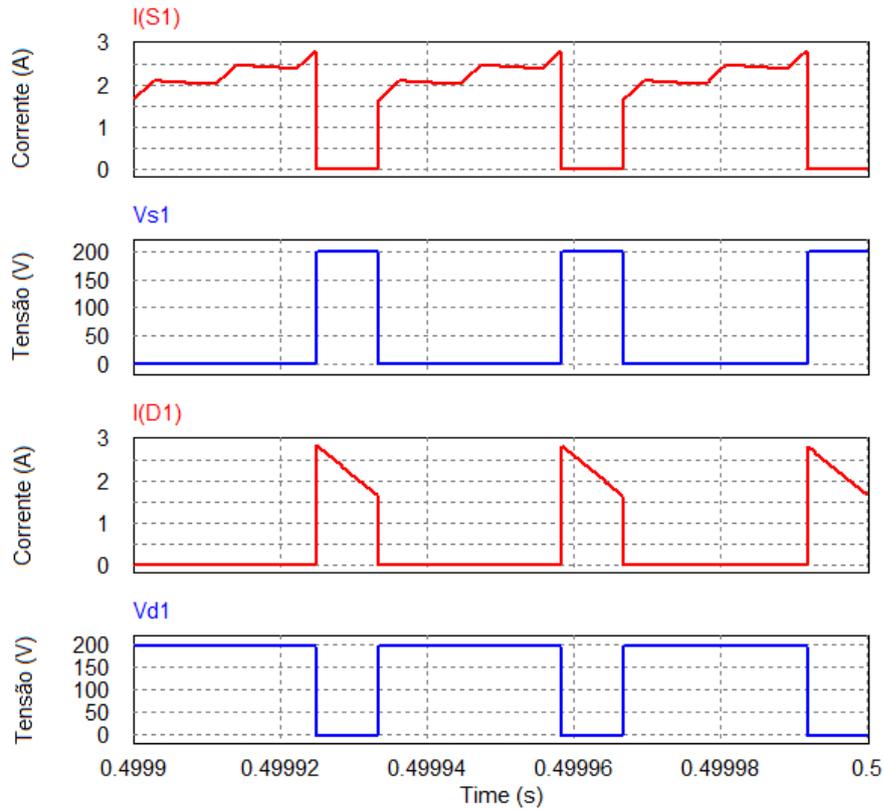


Figura 5.14 – Esforços de correntes e tensões nos interruptores e diodos respectivamente.

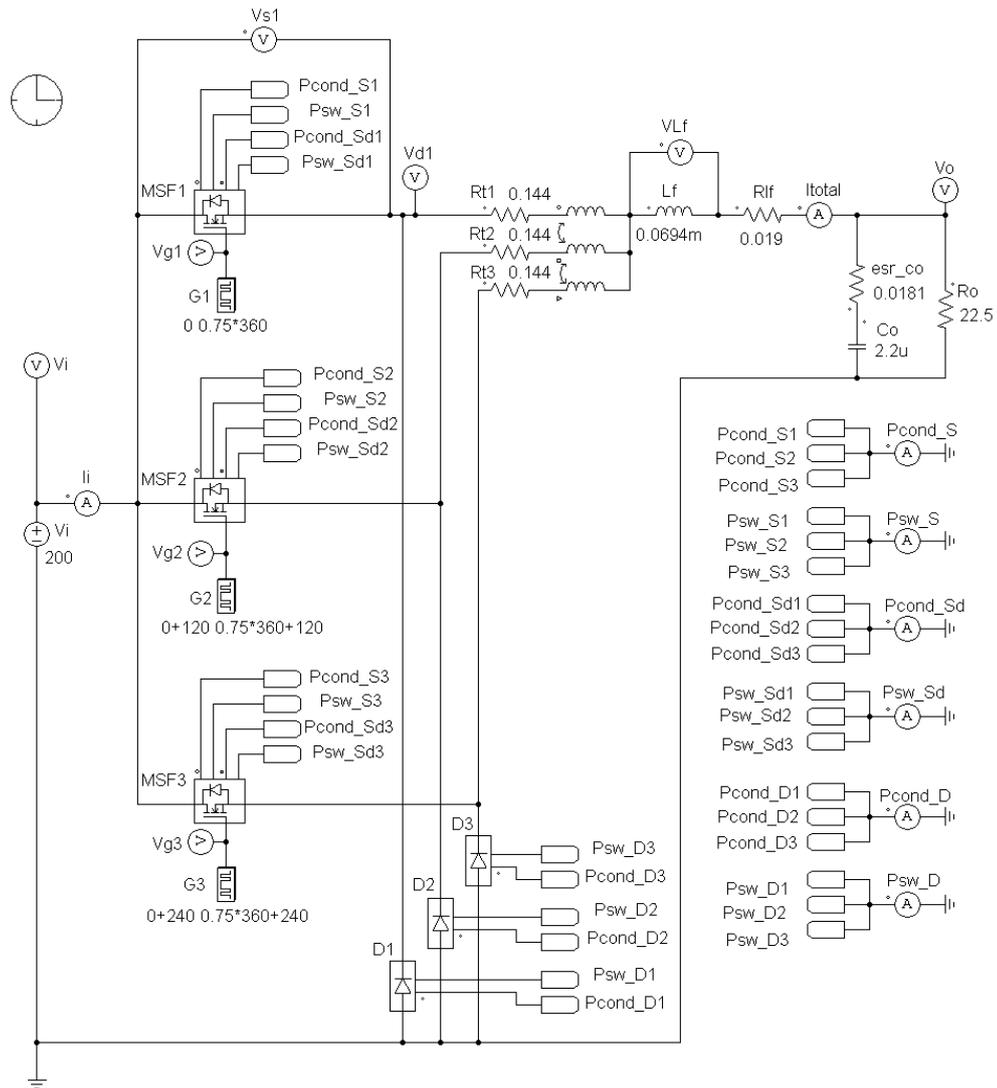


Figura 5.15 – Diagrama esquemático do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados empregando elementos não ideais no PSIM®.

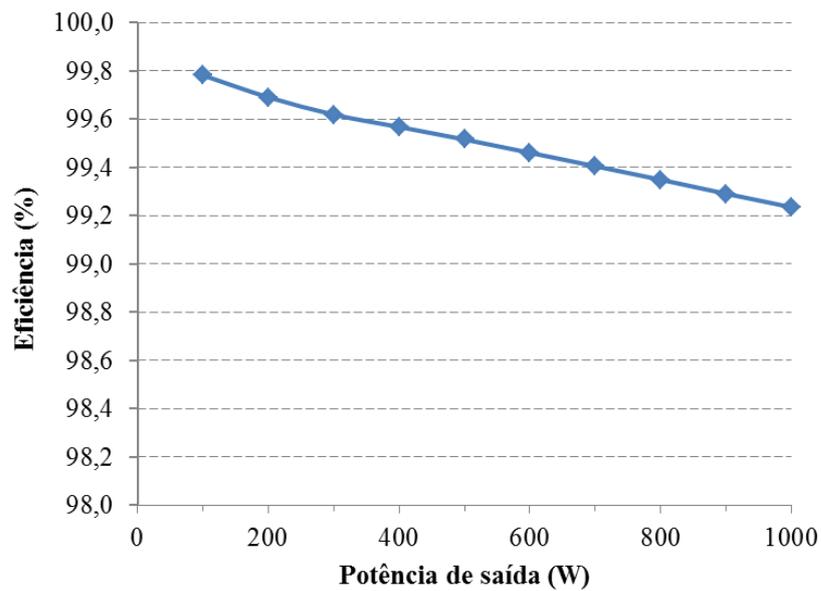


Figura 5.16 – Rendimento do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados.

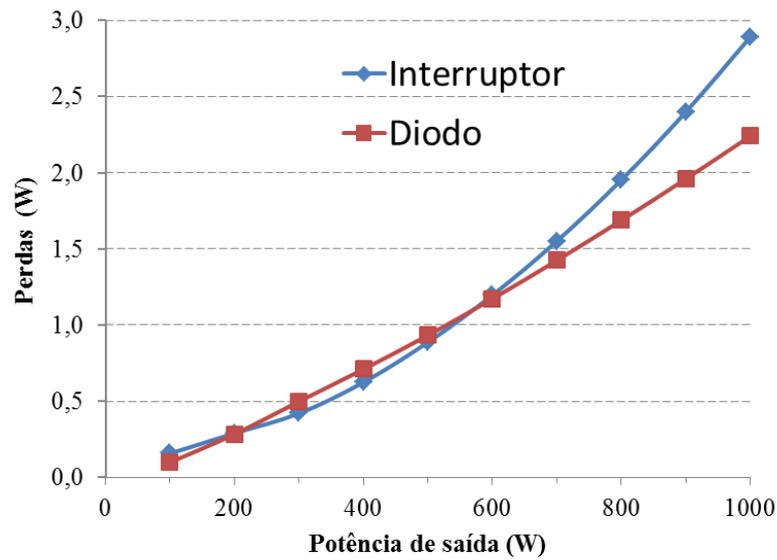


Figura 5.17 – Perdas totais nos interruptores e diodos.

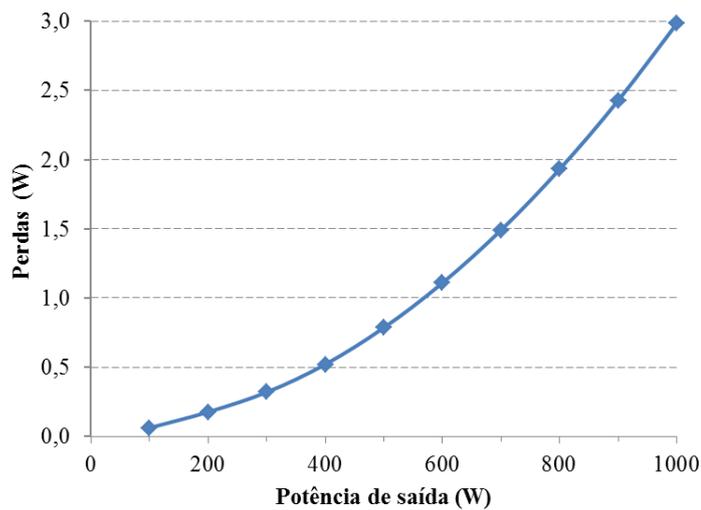


Figura 5.18 – Perdas no cobre no indutor de filtro.

5.4 - COMPARAÇÃO ENTRE AS TOPOLOGIAS

A principal diferença entre as duas topologias está na utilização dos elementos magnéticos. Enquanto que na topologia do *buck* entrelaçado de três fases são utilizados três indutores, sendo um em cada fase, a topologia do *buck* com a célula de comutação de quatro estados utiliza um autotransformador de três enrolamentos e um indutor na saída.

Como consequência, no *buck* entrelaçado de três fases, cada fase opera como se fosse um *buck* simples, em que todos os sinais possuem ondulação na frequência de comutação. O entrelaçamento aparece nos sinais de entrada e nos sinais após a junção das fases, resultando em grandezas cuja ondulação possui frequência três vezes maior que a frequência de

comutação. Na topologia *buck* com a célula de comutação de quatro estados, devido a presença do autotransformador, o defasamento da comutação aparece em todos os sinais do conversor, com uma componente alternada possuindo frequência igual ao triplo da frequência de comutação.

Também como consequência, no conversor *buck* entrelaçado de três fases, o fato dos indutores estarem dentro das fases e sujeitos a um terço da corrente nominal resulta em núcleos menores do que no caso do indutor do conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados.

Por meio das simulações, foi possível validar os roteiros de projeto dos conversores estudados. Assim, uma comparação mais detalhada entre os resultados obtidos pode ser vista na Tabela 5.1 e na Tabela 5.2.

Tabela 5.1 – Análise dos componentes do estágio de potência.

| Componentes | Conversor <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases | Conversor <i>Buck</i> Baseado na Célula de Comutação Quatro Estados |
|---------------------------------------|--|--|
| Elementos magnéticos | Três indutores: 312,5 μH ; núcleo NEE – 30/15/14 IP 12E – Thornton; $N_{Ll}=36$ espiras; $n_{Ll}=3$ condutores; 22 AWG; $l_g=0,0636$ cm | Um indutor: NEE –30/15/11IP 12E-THORNTON; 104,193 μH ; 25 AWG; $N_{Ll}=27$ espiras; $n_{Ll}=11$ fios; $l_g=0,082$ cm Um autotransformador: E-42/21/15, THORNTON com 3 enrolamentos; $N_T=38$ espiras; $n_T=3$ fios; 25 AWG |
| Volume total dos elementos magnéticos | 49,05 cm^3 | 51,45 cm^3 |
| Interruptores | Três interruptores: MOSFET FQPF 17N40-FAIRCHILD; $V_{DS}=400$ V; $I_D=9,5$ A | Três interruptores: MOSFET FQPF 17N40-FAIRCHILD; $V_{DS}=400$ V; $I_D=9,5$ A |
| Diodos | Três diodos: RHRD 440 – FAIRCHILD; $V_{R_{rev}}=400$ V; $I_f=4$ A | Três diodos: RHRD 440 – FAIRCHILD; $V_{R_{rev}}=400$ V; $I_f=4$ A |
| Capacitor | MKP B32674D4155; 1,5 μF ; 450 VDC; 22,1 $\text{m}\Omega$ a 70 °C | MKP B32674D4151; 1,5 μF ; 450VDC; 22,1 $\text{m}\Omega$ a 70 °C |
| Quantidade total de componentes | 10 | 9 |

Tabela 5.2 – Análise dos esforços de tensão e corrente, perdas nos elementos do estágio de potência e rendimento.

| Componentes e Parâmetros | Conversor <i>Buck</i> Entrelaçado de Três Fases | | Conversor <i>Buck</i> Baseado na Célula de Comutação Quatro Estados | |
|-----------------------------------|--|--|--|--|
| | Valor Calculado | Valor Simulado | Valor Calculado | Valor Simulado |
| Interruptores (S_1, S_2, S_3) | $I_{S(méd.)}=1,667$ A $I_{S(ef.)}=2,169$ A $V_{S(máx.)}=200$ V | $I_{S(méd.)}=1,667$ A $I_{S(ef.)}=2,164$ A $V_{S(máx.)}=200$ V | $I_{S(méd.)}=1,667$ A $I_{S(ef.)}=1,928$ A $V_{S(máx.)}=200$ V | $I_{S(méd.)}=1,667$ A $I_{S(ef.)}=1,941$ A $V_{S(máx.)}=200$ V |
| Diodo (D_1, D_2, D_3) | $I_{D1(méd.)}=0,556$ A $I_{D1(ef.)}=1,252$ A $V_{D1(máx.)}=-200$ V | $I_{D1(méd.)}=0,556$ A $I_{D1(ef.)}=1,260$ A $V_{D1(máx.)}=-200$ V | $I_{D1(méd.)}=0,556$ A $I_{D1(ef.)}=1,113$ A $V_{D1(máx.)}=-200$ V | $I_{D1(méd.)}=0,560$ A $I_{D1(ef.)}=1,131$ A $V_{D1(máx.)}=-200$ V |
| Perdas totais no cobre | 0,966 W | 0,955 W | 2,950 W | 2,982 W |
| Perdas totais nos núcleos | 3,729 W | — | 3,064 W | — |
| Perdas totais nos interruptores | 8,625 W | 3,495 W | 7,374 W | 2,891 W |
| Perdas totais nos diodos | 4,398 W | 2,287 W | 4,239 W | 2,241 W |
| Perda Total | 17,718 W | 6,737 W | 17,627 W | 8,114 W |
| Rendimento na potência nominal | 98,259% | 99,443% | 98,266% | 99,235% |

5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados resultados de simulação dos conversores *buck* entrelaçado de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados em MCC operando na região $2/3 \leq D < 1$. Neste caso, verifica-se que as correntes de entrada e saída são contínuas, o que implica a redução dos níveis de EMI.

A comparação dos valores calculados e obtidos por simulação possibilitou a validação do equacionamento previamente realizado e a definição da escolha da melhor topologia entre os conversores estudados. Constatam-se ainda os seguintes pontos importantes:

- ✓ os conversores *buck* entrelaçado de três fases e *buck* com a célula de comutação de quatro estados obtiveram perdas totais calculadas semelhantes e, por sua vez, rendimentos semelhantes, o que deve às semelhanças nas topologias com os mesmos números de interruptores e diodos.
- ✓ as duas topologias apresentam valores iguais de capacitâncias de filtro.

- ✓ O conversor *buck* com a célula de comutação de quatro estados apresenta o volume total de magnéticos de $51,45 \text{ cm}^3$, enquanto que no conversor *buck* entrelaçado de três fases essa soma totaliza $49,05 \text{ cm}^3$.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou um estudo comparativo dos conversores CC-CC não isolados *buck* entrelaçado de três fases e *buck* utilizando a célula de comutação de quatro estados operando na região de operação em que a razão cíclica varia entre $2/3$ e 1. As topologias foram analisadas completamente em termos de modo de operação, formas de onda teóricas e expressões matemáticas, elaboração dos projetos físicos dos indutores e autotransformador, e por fim, resultados de simulação com elementos ideais e reais.

A princípio ressalta-se que mesmo que os dois conversores possuam características construtivas distintas, os procedimentos para dimensionamento dos elementos que compõem os circuitos de potência são semelhantes.

Constata-se que a principal diferença entre as estruturas deve-se ao emprego de três indutores de filtro no conversor entrelaçado, pelos quais circula um terço da corrente total de saída. Por sua vez, o conversor baseado na célula de comutação de quatro estados emprega um único indutor, pelo qual circula a corrente de saída total, além de utilizar um autotransformador. A principal vantagem dessa última estrutura reside no fato de se obter um melhor equilíbrio da corrente nos ramos devido ao fato da relação de espiras entre os enrolamentos do autotransformador ser unitária, o que não ocorre em conversores entrelaçados.

A partir dos resultados, observam-se características importantes gerais das topologias, como menores esforços de corrente nos semicondutores; a ondulação da corrente de entrada das duas estruturas é menor se comparada aos conversores clássicos; a frequência da ondulação na entrada e saída é três vezes maior que a frequência de comutação, implicando o uso de menores elementos de filtro; melhor distribuição das perdas nos elementos do circuito; melhor resposta dinâmica.

Embora seja necessário um maior número de componentes em ambos os casos, o estudo demonstra que os conversores apresentam melhor desempenho quando comparados aos conversores convencionais clássicos para altas potências.

Como propostas para trabalhos futuros, têm-se:

- modelagem de pequenos sinais do conversor *buck* baseado na célula de comutação de quatro estados, o que a priori não foi apresentado na literatura;

- montagem de protótipos experimentais dos dois conversores analisados visando à validação dos resultados previamente obtidos;
- análise comparativa do desempenho dos conversores operando em MCD, bem como para $0 < D \leq 1/3$ e $1/3 \leq D \leq 2/3$ em MCC.
- análise comparativa do desempenho dos conversores projetados em níveis de potência variados visando verificar se a similaridade de rendimento entre as topologias se mantém para outras potências.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. H. Rashid, *Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e aplicações*, 4ª Edição ed., 2014.
- [2] A. Muhammad, A. Jusoh, and M. Salem, "A two switch topology with interleaved buck-boost converter for low stress PFC applications," in *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, 2014, pp. 101-105.
- [3] S. M. Zich, "Analysis and design of continuous input current multiphase Interleaved buck converter," Master of Science in Electrical Engineering, Faculty of the College of Engineering California Polytechnic State University, 2009.
- [4] G. H. Alcantara, F. L. Tofoli, R. P. T. Bascopé, C. T. Cruz, and F. J. M. Seixas, " Conversores CC-CC não isolados com elevada taxa de conversão de tensão baseados nas células de comutação de múltiplos estados," (UFC), 2016.
- [5] G. V. T. Bascope and I. Barbi, "Nova família de conversores CC -CC PWM, não isolados utilizando células de comutação de três estados.," Doutorado em Engenharia Elétrica Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina., Florianópolis, 2001.
- [6] I. Barbi and D. C. Martins, *Conversores CC-CC Básicos Não-Isolados*, 3ª ed.: Edição dos autores, 2006.
- [7] A. K. Mohamed A. Shrud, Ahmed. S. Ashur, Mustafar Shater and Ismail Benyoussef., "A Study of Modeling and Simulation for interleaved Buck Converter," in *1 st Power Eletronic & Drive Systems & Tecnologies Conference*, 2010, pp. 28-35.
- [8] Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Dynamic model of PWM zero-voltage-transition DC-DC boost converter," in *ISCAS'99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No.99CH36349)*, 1999, pp. 254-257
- [9] D. C. Martins and I. Barbi, *Eletrônica de Potência: conversores cc-cc básicos não isolados*: Edição dos Autores, 2006.
- [10] G. V. T. B. Bascope, I, "Novo conversor CC-CC PWM não isolado com célula de três estados de comutação. CBA " in *CBA - XII Congresso de Automática*, 2000, pp. p. 778 - 783.
- [11] Y. J. A. Alcazar, J. D. S. Oliveira, F. L. Tofoli, and R. P. Torrico-Bascopé, "DC-DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 4438-4449, 2013.

- [12] P. H. Feretti and F. L. Tofoli, "A DC-DC buck-boost converter based on the three-state switching cell," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1-6.
- [13] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, pp. 151-157, 1991.
- [14] J. O. Pacheco, R. G. A. Cacao, F. J. B. Brito, and R. P. Torrico-Bascopé, "AC-DC Cuk converter with PFC based on three-state switching cell," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, 2013, pp. 15-22.
- [15] M. R. Cosetin, P. C. V. Luz, M. F. d. Silva, F. Bisogno, J. M. Alonso, and R. N. d. Prado, "Single-stage SEPIC-Buck converter for LED lighting with reduced storage capacitor," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 4597-4603.
- [16] M. R. Cosetin, P. C. V. Luz, M. F. d. Silva, F. Bisogno, J. M. Alonso, and R. N. d. Prado, "Long-lifetime SEPIC-buck integrated converter for LED lighting application," in *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2012, pp. 1-7.
- [17] J. A. R. Carvalho and F. L. Tofoli, "Small-signal model validation of a SEPIC converter based on the three-state switching cell in CCM using the PWM switch model," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, 2017, pp. 1-6.
- [18] L. F. Costa, R. P. T. Bascopé, G. V. T. Bascopé, G. J. M. Sousa, and R. G. A. Cacao, "A high voltage gain SEPIC converter based on three-state switching cell," in *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*, 2010, pp. 1-6.
- [19] A. Simon-Muela, C. Alonso, V. Boitier, B. Estibals, and J. L. Chaptal, "Comparative study of the optimal number of phases for interleaved Voltage regulator modules," in *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-8.
- [20] P. Xu, J. Wei, and F. C. Y. Lee, "Multiphase coupled-buck converter - A novel high efficient 12 V voltage regulator module," vol. 18, pp. 74-82, Jan. 2003.
- [21] G. V. T. Bascopé and I. Barbi, "Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells," in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, 2000, pp. 858-863 vol.2.
- [22] J. P. R. Balestero, F. L. Tofoli, G. V. Torrico-Bascopé, and F. J. M. d. Seixas, "A DC-DC Converter Based on the Three-State Switching Cell for High Current and Voltage Step-Down Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 398-407, Jan 2013.

- [23] M. T. Peraça, "Conversores utilizando células de comutação de quatro estados " Doutorado Tese em Engenharia Elétrica, Programa de Pós graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina 2008.
- [24] M. T. Peraça and I. Barbi, "The Generation of DC-DC Converters using new Three-Terminal Multiple-State Cells," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 2657-2663.
- [25] I. Barbi, *Eletrônica de potência: Projetos de fontes chaveadas*, 3^a ed. Florianópolis - SC: Edição do autor, 2001.
- [26] I. Barbi, *Eletrônica de potência*, 6^a ed. Florianópolis: Edição do autor, 2006.