
**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**



**ESTUDO DO CONVERSOR BOOST CC-CC DE ALTO
GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS
MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (MC).**

Yblin Janeth Acosta Alcazar

Fortaleza, CE, Brasil
Dezembro de 2010

Yblin Janeth Acosta Alcazar

**ESTUDO DO CONVERSOR BOOST CC-CC DE ALTO
GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE
COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS
MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (MC).**

Dissertação submetida à Universidade Federal
do Ceará como parte dos requisitos para
obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico
Bascope

Co-orientador: Prof. Dr. Demercil de Souza de
Oliveira Jr.

Fortaleza CE Brasil
Dezembro de 2010

YBLIN JANETH ACOSTA ALCAZAR

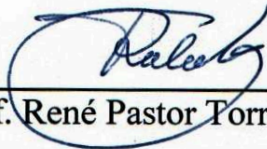
**ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO DE TENSÃO
BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS
CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO PARA APLICAÇÃO EM
SISTEMAS COM ENERGIAS RENOVÁVEIS**

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamentos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



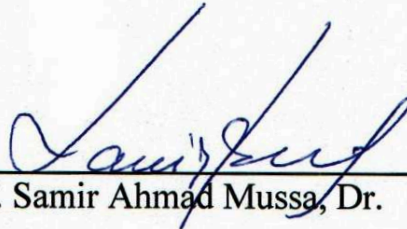
Yblin Janeth Acosta Alcazar

Orientador:

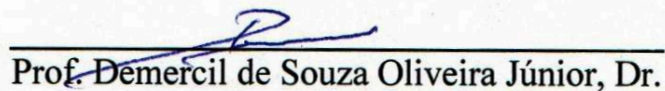


Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

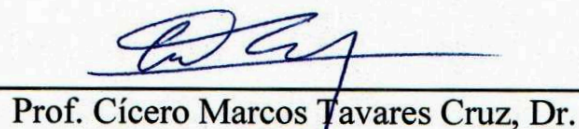
Banca Examinadora:



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.



Prof. Cícero Marcos Tavares Cruz, Dr.

Fortaleza, 14 de dezembro de 2010

*A Deus,
À minha mãe Delia,
Ao meu pai Juan,
Ao meu esposo Gustavo,
Aos meus irmãos Juan Carlos, Edwin e Carla,
À minha avó Paulina,
Aos meus sobrinhos Maite e Juan Nergio,*

À memória dos meus avôs Nergio e Gregoria e da mãe do meu amor Blanca.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por estar sempre presente na minha vida.

Aos meus pais Juan e Delia, a meu esposo Gustavo, aos meus irmãos Juan Carlos, Edwin e Carla e aos meus avós Nergio (em memória) e Paulina, aos meus tios Elena e José por todo seu amor, compreensão, apoio e encoraje incondicionais. Também quero agradecer a todas as outras pessoas da minha família que me apoiaram e não citei aqui.

Ao meu co-orientador o professor Demercil de Souza de Oliveira Jr. por sua orientação, contribuição e colaboração durante meu mestrado.

Ao professor Fernando Antunes, por sua contribuição, colaboração e amizade.

Aos demais professores que contribuíram na minha formação, Ruth Leão, José Carlos, Cícero, Luiz Barreto e Evandro.

Aos professores Sergio Daher, Laurinda, e Otacílio pelo seu apoio e amizade.

Aos professores Samir Ahmad Mussa, Demercil de Souza de Oliveira Jr. e Cícero Marques Cruz, membros da banca examinadora, por suas críticas e sugestões que contribuíram para o aprimoramento do trabalho em sua versão final.

A todos os funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), Rafael, Pedro, Socorro, Rogério, Chiquinho, Conceição e Mário Sérgio pela sua colaboração e amizade.

Em especial aos meus amigos Laerte Gomes Prado, Alexandra Rodrigues e Aldinei Pereira pelas colaborações oferecidas na revisão ortográfica da primeira versão além de todo seu apoio e amizade.

Ao professor Fernando Lessa T. pela colaboração na revisão ortográfica da versão final.

Aos meus amigos e colegas Rafael Oliveira, Gean Jacques, Regiane Cavalcante, Linconl, Thiago, Elmano, Hermínio, Eduardo Andrade, Thomas, Liza, Ana Lúcia, Lívia, Joanna Lopes, Alisson Alencar, Mônica, Vanessa, Rafael Amaral, Daniel Lima, André, Marcus Rogério, Vandilberto, Wellington, George, Pedro, Eduardo Façanha, Luis Paulo, Levy, Farelo, em geral a todos os meus amigos do PET e outros que não citei por todas as etapas que foram vencidas e pelo companheirismo. Também em especial para Paulo Praça e Nelber Ximenez por todo seu apoio e amizade.

Ao Grupo de Processamento de Energia e Controle (GPEC) e ao Laboratório da Eólica, pelo apoio técnico em laboratório e infra-estrutura.

Aos professores Ger Honderd, Ben Klassens, Pablo Acero e Roberto Zegarra, pela contribuição e apoio na minha formação anterior e também os meus amigos, Gerrith, Martha

Tellez, Ricardo Lopeslena, Jean e Rita por todo seu incentivo.

Finalmente a todas as pessoas que conheci, que de alguma maneira me ajudaram na concretização deste trabalho e ao ASTEF pelo apoio financeiro.

RESUMO

Acosta Alcazar Y. J “**Estudo do Conversor *Boost* CC-CC de Alto Ganho de Tensão Baseado na Célula de Comutação de Três Estados e nas Células Multiplicadoras de Tensão (*mc*)**”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará – UFC, 2010, 151 pag.

O presente trabalho propõe o estudo do conversor *boost* CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (*mc*). Este trabalho investiga um modelo matemático para o citado conversor. A análise proposta é baseada na ferramenta “modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC”. O modelo deve ser encontrado por uma simples inspeção do circuito do conversor. Deve ser possível aplicá-lo para realizar diversas análises, como em regime permanente, regime transitória e análise de pequenos sinais por meio de uma abordagem unificada. Considerando um dado número de células multiplicadoras de tensão, duas situações são analisadas com esta ferramenta: operação com uma única célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e várias células multiplicadoras de tensão ($mc > 1$). O método proposto é validado por simulações e é verificada sua efetividade. Além disso, é analisado neste trabalho o controle modo corrente média convencional, o qual é aplicado em uma das configurações em estudo. O rendimento do conversor e a efetividade do controlador proposto são demonstrados por resultados experimentais para um protótipo do laboratório de 1 kW.

Palavras-chave: Células multiplicadoras de tensão (*mc*); Controle modo corrente média; Modelagem do Interruptor PWM de Conversores CC-CC; PSIM.

ABSTRACT

Acosta Alcazar Y. J. “**Study of the High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers Cells (mc)**”. Dissertation (Master in Electrical Engineering) – Technological Center, Federal University of Ceará – UFC, 2010, 151 pag.

The present work proposes the study of the boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers cells (mc). A mathematical model of the aforementioned converter is investigated here. The proposed analysis is based on the tool named “PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters”. The model must be found by a simple inspection of the converter’s circuit. It is possible to apply such model in order to realize various analyses such as steady-state, transient, and small-signal analysis in a single and same model. Considering the number of voltage multipliers cells (mc), two situations are analyzed: operation with a single multiplier cell ($mc=1$) and operation with multiple voltage multiplier cells ($mc>1$). The proposed method was validated through simulations and its effectiveness was verified. In addition to this, conventional average current mode control is also applied to one of the studied configurations. The performance of the converter and the effectiveness of the proposed controller are demonstrated by experimental results obtained from a 1-kW laboratory prototype.

Keywords: Average Current Mode Control; PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters; PSIM; Voltage Multiplier Cells (mc).

SUMÁRIO

| | |
|--|----------|
| LISTA DE FIGURAS | xiv |
| LISTA DE TABELAS | xix |
| SIMBOLOGIA | xx |
| ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS | xxiv |
| | |
| CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO GERAL 1 | |
| 1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 1 |
| 1.2 - JUSTIFICATIVAS | 3 |
| 1.3 - OBJETIVOS GERAIS | 5 |
| 1.4 - OBJETIVOS ESPECÍFICOS | 6 |
| 1.5 - ORGANIZAÇÃO DO TEXTO | 6 |
| | |
| CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES <i>BOOST</i> CC-CC NÃO ISOLADOS DE ALTO GANHO DE TENSÃO | 8 |
| 2.1 - INTRODUÇÃO | 8 |
| 2.2 - CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL | 9 |
| 2.3 - TÉCNICAS PARA MELHORAR O RENDIMENTO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CONVENCIONAL E CLASSIFICAÇÃO DAS PRINCIPAIS TOPOLOGIAS PROPOSTAS NA LITERATURA | 11 |
| 2.3.1 - TOPOLOGIAS (A) | 12 |
| 2.3.1.1 - TOPOLOGIAS (A1) – CONVERSORES <i>BOOST</i> EM CASCATA | 12 |
| 2.3.1.2 - TOPOLOGIAS (A1.1) - CONVERSOR <i>BOOST</i> QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS | 13 |
| 2.3.1.3 - TOPOLOGIAS (A2) | 15 |
| 2.3.1.4 - TOPOLOGIAS (A2.1) – CONVERSORES MAGNETICAMENTE ACOPLADOS COM GRAMPEAMENTO ATIVO | 15 |
| 2.3.1.5 - TOPOLOGIAS (A 2.2) – CONVERSOR <i>FLYBACK</i> MODIFICADO | 15 |
| 2.3.1.6 - TOPOLOGIAS (A2.3) – CONVERSOR HÍBRIDO <i>BOOST-FLYBACK</i> | 16 |
| 2.3.2 - TOPOLOGIAS (B) | 19 |
| 2.3.2.1 - TOPOLOGIAS (B1) – CONVERSORES <i>BOOST</i> INTERCALADOS | 20 |

| | |
|--|----|
| 2.3.2.2 - TOPOLOGIAS (B1.1) – CONVERSORES <i>BOOST</i> INTERCALADOS, MAGNETICAMENTE ACOPLADOS COM DOBRADOR DE TENSÃO..... | 20 |
| 2.3.2.3 - TOPOLOGIAS (B 1.2) – CONVERSOR <i>BOOST</i> INTERCALADO USANDO CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO | 22 |
| 2.3.2.4 - TOPOLOGIAS (B.2) - CONVERSORES BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS | 24 |
| 2.3.2.5 - TOPOLOGIA (B 2.1) - CONVERSOR COM ENROLAMENTO AUXILIAR BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS | 24 |
| 2.3.2.6 - TOPOLOGIAS (B 2.2) - CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO COM MULTIPLICADORES DE TENSÃO BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS | 26 |
| 2.4 - CONCLUSÕES | 27 |

| | |
|---|-----------|
| CAPÍTULO 3 ESTUDO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> CC-CC DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (<i>mc</i>)..... | 29 |
| 3.1 - INTRODUÇÃO..... | 29 |
| 3.2 - MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM | 30 |
| 3.2.1 - MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM APLICADO NO CONVERSOR <i>BOOST</i> CC-CC DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (<i>mc</i>)..... | 32 |
| 3.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO EM MCC | 32 |
| 3.3.1 - ESTUDO DO CONVERSOR <i>BOOST</i> DE ALTO GANHO COM UMA CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO (<i>mc=1</i>) | 33 |
| 3.3.1.1 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR UTILIZANDO O BALANÇO VOLT-SEGUNDO | 33 |
| 3.3.1.2 - VERIFICAÇÃO DO GANHO ESTÁTICO | 34 |
| 3.3.1.3 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA | 35 |
| 3.3.1.4 - ETAPAS DE OPERAÇÃO..... | 36 |
| 3.3.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO | 37 |
| 3.3.1.6 - MÉTODO DE MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM APLICADO À CONFIGURAÇÃO COM UMA CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO | |

| | |
|---|-----------|
| ($mc=1$)..... | 38 |
| 3.3.1.7 - VERIFICAÇÃO DA MODELAGEM MATEMÁTICA UTILIZANDO PSIM 41 | |
| 3.3.1.8 - ANÁLISE QUANTITATIVA..... | 42 |
| 3.3.1.9 - DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA O DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR VÁLIDAS PARA QUALQUER NÚMERO DE CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=1, 2, 3...$)..... | 44 |
| 3.3.2 - MODELAGEM DO CONVERSOR CONSIDERANDO O NÚMERO DE CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO SUPERIOR A UM ($mc>1$). | 47 |
| 3.3.3 - ESTUDO DO CONVERSOR COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($mc=2$) | 48 |
| 3.3.3.1 - ANÁLISE QUALITATIVA | 48 |
| 3.3.3.2 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA..... | 50 |
| 3.3.3.3 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO | 51 |
| 3.3.3.4 - MÉTODO DE MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM | 52 |
| 3.3.3.5 - VERIFICAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO UTILIZANDO PSIM.... | 55 |
| 3.3.3.6 - ANÁLISE QUANTITATIVA..... | 56 |
| 3.3.4 - ESTUDO DO CONVERSOR COM TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($mc=3$) | 58 |
| 3.3.4.1 - ANÁLISE QUALITATIVA | 58 |
| 3.3.4.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO..... | 59 |
| 3.3.4.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA..... | 68 |
| 3.3.4.4 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO | 69 |
| 3.4 - CONCLUSÕES | 70 |
| CAPÍTULO 4 EXEMPLO DE PROJETO DAS CONFIGURAÇÕES COM DUAS E TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($mc=2$) e ($mc=3$) | 72 |
| 4.1 - INTRODUÇÃO..... | 72 |
| 4.2 - PROJETO DAS CONFIGURAÇÕES COM DUAS E TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=2$) E ($MC=3$) DO CONVERSOR <i>boost</i> DE ALTO GANHO..... | 72 |
| 4.3 - CÁLCULO DE ESFORÇOS NOS COMPONENTES..... | 73 |

| | |
|---|------------|
| 4.4 - CONCLUSÃO..... | 90 |
| CAPÍTULO 5 CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA APLICADO AO CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO..... | 91 |
| 5.1 - INTRODUÇÃO..... | 91 |
| 5.2 - TOPOLOGIA DA CONFIGURAÇÃO COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($mc=2$)..... | 91 |
| 5.3 - CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA APLICADO À CONFIGURAÇÃO COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($mc=2$)..... | 93 |
| 5.3.1 - PROJETO DA MALHA DE CORRENTE..... | 94 |
| 5.3.2 - PROJETO DE COMPENSADOR DE CORRENTE..... | 98 |
| 5.3.3 - PROJETO DA MALHA DE TENSÃO..... | 101 |
| 5.3.4 - PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO..... | 103 |
| 5.4 - CONCLUSÃO..... | 107 |
| CAPÍTULO 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS..... | 108 |
| 6.1 - INTRODUÇÃO..... | 108 |
| 6.2 - PROTÓTIPOS EXPERIMENTAIS..... | 108 |
| 6.2.1 - CONVERSOR COM $mc=2$ DESENVOLVIDO EM LABORATÓRIO..... | 110 |
| 6.2.2 - CONVERSOR COM $mc=3$ DESENVOLVIDO EM LABORATÓRIO..... | 110 |
| 6.3 - ENSAIOS EM REGIME PERMANENTE..... | 111 |
| 6.3.1 - INDUTOR L | 111 |
| 6.3.2 - AUTOTRANSFORMADOR T_r | 112 |
| 6.3.3 - INTERRUPTORES S_1 E S_2 | 113 |
| 6.3.4 - DIODOS MULTIPLICADORES DE TENSÃO E DIODOS RETIFICADORES. 115 | |
| 6.3.5 - CAPACITORES MULTIPLICADORES DE TENSÃO..... | 117 |
| 6.3.6 - SAÍDA DO CONVERSOR..... | 118 |
| 6.4 - ENSAIOS EM REGIME TRANSITÓRIO..... | 119 |
| 6.4.1 - TRANSITÓRIO DE PARTIDA..... | 119 |
| 6.4.2 - TRANSITÓRIO DE CARGA..... | 119 |
| 6.5 - RENDIMENTO DO SISTEMA..... | 120 |
| 6.6 - CONCLUSÕES..... | 121 |

| | |
|--|------------|
| CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO..... | 122 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS..... | 125 |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 1.1 – (a) Aplicação de um conversor CC-CA conectado a fontes primárias, como geradores eólicos e painéis fotovoltaicos para funcionar como um sistema autônomo, (b) Aplicação de um conversor CC-CA conectado à rede para funcionar como um sistema UPS. | 2 |
| Figura 1.2 – Aplicação de um conversor CC-CA a um sistema autônomo | 4 |
| Figura 2.1 – Circuito não ideal do conversor boost convencional com resistência intrínseca do indutor. | 9 |
| Figura 2.2 – Principais formas de onda do conversor boost convencional..... | 9 |
| Figura 2.3 – Ganho da tensão versus razão cíclica D variando-se r_{L1} | 10 |
| Figura 2.4 – Rendimento versus razão cíclica D para variando-se r_{L1} | 10 |
| Figura 2.5 – Classificação baseada nas técnicas (1) e (2) das principais topologias de conversores boost que foram propostas na literatura..... | 12 |
| Figura 2.6 – Conversor boost CC-CC quadrático de três níveis e principais formas de onda. | 14 |
| Figura 2.7– Conversor flyback com indutância acoplada e capacitor de grampeamento e principais formas de onda..... | 16 |
| Figura 2.8 – Conversor híbrido boost-flyback e principais formas de onda. | 17 |
| Figura 2.9 – Conversor com capacitores comutados e suas principais formas de onda. | 19 |
| Figura 2.10 – Conversor boost com indutor duplo e transformador auxiliar e principais formas de onda. | 21 |
| Figura 2.11 – Conversor boost intercalado com células multiplicadoras de tensão e suas principais formas de onda..... | 23 |
| Figura 2.12 – Conversor com enrolamento auxiliar baseado na célula de comutação de três estados e suas principais formas de onda. | 25 |
| Figura 2.13 – Conversor baseado na célula de comutação de três estados e células multiplicadoras de tensão (mc)..... | 27 |
| Figura 3.1 – Conversor boost cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (mc)..... | 29 |
| Figura 3.2 – (a) Modelo do interruptor PWM;(b) Modelo médio do interruptor PWM..... | 31 |
| Figura 3.3 – (a) Conversor boost cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (mc); (b) Modelagem aplicando o modelo médio do interruptor PWM [1]..... | 32 |
| Figura 3.4 – Balanço volt-segundo no indutor L do conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão (mc=1)..... | 34 |

| | |
|---|----|
| Figura 3.5 – Ganho estático do conversor proposto..... | 35 |
| Figura 3.6 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e suas principais formas de onda em modo de condução contínua..... | 36 |
| Figura 3.7 – Circuito médio da configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$)..... | 39 |
| Figura 3.8 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$)..... | 41 |
| Figura 3.9 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$)..... | 42 |
| Figura 3.10 – Variação da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica para diferentes níveis multiplicadores de tensão (mc)..... | 46 |
| Figura 3.11 – Autotransformador elevador..... | 47 |
| Figura 3.12 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) e suas principais formas de onda em modo de condução contínua..... | 51 |
| Figura 3.13 – Circuito médio da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$)..... | 52 |
| Figura 3.14 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$)..... | 55 |
| Figura 3.15 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=2$)..... | 56 |
| Figura 3.16 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$)..... | 59 |
| Figura 3.17 – Primeira etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$)..... | 60 |
| Figura 3.18 – Segunda etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$)..... | 61 |
| Figura 3.19 – Terceira etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$)..... | 62 |

| | |
|--|-----|
| Figura 3.20 – Quarta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão (mc=3). | 63 |
| Figura 3.21 – Quinta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão (mc=3). | 64 |
| Figura 3.22 – Sexta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão (mc=3). | 65 |
| Figura 3.23 – Sétima etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão (mc=3). | 66 |
| Figura 3.24 – Oitava etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão (mc=3). | 67 |
| Figura 4.1 – Conversores CC-CC de alto ganho baseados na célula de comutação de três estados com duas e três células multiplicadoras de tensão. | 72 |
| Figura 4.2 – Escolha do indutor para o conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados. | 76 |
| Figura 4.3 – Núcleo toroidal..... | 77 |
| Figura 4.4 – Permeabilidade relativa em função da força magnetizante para o núcleo High Flux. | 79 |
| Figura 4.5 – Representação da seção transversal de um condutor de cobre. | 80 |
| Figura 4.6 – Representação de um núcleo do tipo EE. | 82 |
| Figura 4.7 – Perdas por comutação nos interruptores..... | 87 |
| Figura 4.8 – Corrente direta em função da tensão direta nos diodos HFA25TB60..... | 89 |
| Figura 5.1 – Circuito de potência do conversor CC-CC com duas células multiplicadoras de tensão (mc=2). | 92 |
| Figura 5.2 – Diagrama de blocos do controle por corrente média para a configuração com duas células multiplicadores de tensão (mc=2)[27][28]. | 94 |
| Figura 5.3 – Lugar de raízes em laço aberto de $G_i(s)$ | 96 |
| Figura 5.4 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAG_{sc}(s)$ | 97 |
| Figura 5.5 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAG_{sc}(s)$ | 97 |
| Figura 5.6 – Compensador de corrente. | 98 |
| Figura 5.7 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAG_{Ccc}(s)$ | 100 |
| Figura 5.8 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAG_{Ccc}(s)$ | 101 |
| Figura 5.9 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$ | 103 |
| Figura 5.10 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$ | 103 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.11 – Compensador de tensão..... | 104 |
| Figura 5.12 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAGV_{cc}(s)$ | 107 |
| Figura 5.13 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAGV_{cc}(s)$ | 107 |
| Figura 6.1 – (a) Circuito de potência do conversor com 2 células multiplicadoras de tensão; (b) Circuito de potência do conversor com 3 células multiplicadoras de tensão. | 108 |
| Figura 6.2 – Fotografia dos circuitos de potencia e de controle do protótipo do conversor com $mc=2$ desenvolvido em laboratório..... | 110 |
| Figura 6.3 – Fotografia do circuito de potência do protótipo do conversor com $mc=3$ em malha aberta desenvolvido em laboratório..... | 111 |
| Figura 6.4 – (a) Corrente e tensão no indutor L para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (5 A/div; 40 V/div; 5 μ s/div);..... | 112 |
| Figura 6.5 – (a) Tensão e corrente no enrolamento primário P1 do autotransformador para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (40 V/div; 2.5 A/div; 5 μ s/div; (b) Tensão e corrente no enrolamento primário P1 do autotransformador para o conversor com três células multiplicadoras de tensão; (40 V/div; 2.5 A/div; 5 μ s/div)..... | 112 |
| Figura 6.6 – (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 e tensão no interruptor S_2 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 5 μ s/div);..... | 113 |
| Figura 6.7 – (a) Detalhe da tensão e corrente do interruptor S_1 na entrada em condução para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 100 ns/div) (b) Detalhe da tensão e corrente do interruptor S_1 na entrada em condução para o conversor com três células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 50 ns/div). | 114 |
| Figura 6.8 – (a) Detalhe de tensão e corrente do interruptor S_1 no bloqueio para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 10 A/div; 100 ns/div);..... | 115 |
| Figura 6.9 – (a) Tensão nos diodos D_1 , D_3 e D_5 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 10 μ s/div); (b) Tensão nos diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_7 para o conversor com três células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 10 μ s/div). | 116 |
| Figura 6.10 – (a) Tensão sobre os capacitores C_1 a C_6 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 10 μ s/div)..... | 117 |
| Figura 6.11 – Tensão sobre os capacitores C_1 a C_6 para o conversor com 3 células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 50 V/div; 50 V/div; 50 V/div; 10 μ s/div). | 117 |
| Figura 6.12 – (a) Tensão e corrente na saída do conversor com duas células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 1 A/div; 5 μ s/div); (b) Tensão e corrente na saída do conversor com três células multiplicadoras de tensão (500 mA/div; 10 μ s/div). | 118 |
| Figura 6.13 – Transitório de partida, tensão de entrada V_i , tensão de saída V_o e corrente no | |

| | |
|--|-----|
| indutor I_L no instante da partida (20 A/div; 200 V/div; 200 V/div; 1 s/div)..... | 119 |
| Figura 6.14 – Tensão de saída V_o , corrente de saída I_o e tensão de entrada V_i durante transitórios de carga; (100 V/div; 100 V/div; 0,5 A/div; 1 s/div)..... | 120 |
| Figura 6.15 – Curvas de rendimento das configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão. | 120 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|-----|
| Tabela 2.1 – Especificações do protótipo de conversor boost quadrático de três níveis [12].. | 14 |
| Tabela 2.2 – Especificações do protótipo do conversor flyback modificado [15] e [16]. | 16 |
| Tabela 2.3 – Especificações do protótipo do conversor híbrido boost–flyback [17]. | 18 |
| Tabela 2.4 – Especificações do protótipo do conversor com capacitor comutado [18]. | 19 |
| Tabela 2.5 – Especificações do protótipo do conversor boost intercalado [19]. | 22 |
| Tabela 2.6 – Especificações do protótipo do conversor boost intercalado com célula multiplicadora de tensão [20] [21]. | 24 |
| Tabela 2.7 – Especificações do protótipo do conversor baseado na célula de comutação de três estados [24]. | 26 |
| Tabela 4.1 – Especificações de projeto dos conversores boost CC-CC de alto ganho. | 73 |
| Tabela 4.2 – Características do núcleo 58195. | 77 |
| Tabela 5.1 – Especificações de projeto dos conversores boost CC-CC de alto ganho com duas células multiplicadoras de tensão. | 92 |
| Tabela 6.1 – Lista de componentes do circuito de potência. | 109 |

SIMBOLOGIA

| Símbolo | Significado | Unidade |
|------------------------------|--|----------------|
| A | Matriz de estados da equação de estado | — |
| A_e | Área da seção transversal da perna central do núcleo de ferrite | cm^2 |
| A_L | Indutância nominal em 1000 voltas para o pior caso | — |
| $A_e A_{wT}$ | Produto das áreas do núcleo de ferrite | cm^4 |
| A_p | Produto das áreas do núcleo de ferrite do fabricante | cm^4 |
| A_w | Área da janela do núcleo de ferrite | cm^2 |
| B | Matriz de entrada da equação de estado | — |
| B_{max} | Máxima excursão de densidade de fluxo magnético no núcleo | <i>tesla</i> |
| C_n | Capacitância dos capacitores multiplicadores do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>faraday</i> |
| $C_{o...}$ | Capacitância do capacitor filtro de saída | <i>faraday</i> |
| D | Razão cíclica dos interruptores do conversor <i>boost</i> de alto ganho | — |
| \tilde{d} | Perturbação da razão cíclica nominal D | — |
| $D_{1, 2, 3...}$ | Diodos do conversor | — |
| d_f | Máximo diâmetro do fio considerando o efeito pelicular | <i>cm</i> |
| d_{fsi} | Diâmetro do fio sem isolamento | <i>mm</i> |
| d_{fci} | Diâmetro do fio com isolamento | <i>mm</i> |
| ess | Erro de regime permanente | — |
| $e(t)$ | Tensão de entrada instantânea do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>volt</i> |
| f | Frequência de comutação dos interruptores do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>hertz</i> |
| f_c | Frequência de operação do conversor <i>boost</i> de alto ganho, sendo igual a $2*f$ | <i>hertz</i> |
| f_{cru} | Frequência de cruzamento | <i>hertz</i> |
| F_m | Ganho do modulador | <i>dB</i> |
| $F_{p1, 2..}$ | Frequência de pólos | <i>hertz</i> |
| $F_{z1, 2..}$ | Frequência de zeros | <i>hertz</i> |
| G_v | Ganho estático do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>dB</i> |
| H | Força magnetizante | <i>oersted</i> |
| i_L | Corrente média no indutor do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>ampère</i> |
| $i_{C1(t), C2(t), C3(t)...}$ | Corrente instantânea através dos capacitores $C_1, C_2, C_3...$ | <i>ampère</i> |
| $i_{D1, D2, D3(t)...}$ | Corrente instantânea através dos diodos $D_1, D_2, D_3...$ | <i>ampère</i> |

| Símbolo | Significado | Unidade |
|------------------------------|---|------------------|
| $I_{D1avg, D2avg, D3avg...}$ | Corrente média nos diodos $D_1, D_2, D_3...$ | <i>ampère</i> |
| $I_{D1rms, D2avg, D3avg...}$ | Corrente eficaz nos diodos $D_1, D_2, D_3...$ | <i>ampère</i> |
| I_i | Corrente de entrada média no conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>ampère</i> |
| I_{DjAvg} | Corrente média direta do diodo | <i>ampère</i> |
| I_{DjRms} | Corrente eficaz direta do diodo | <i>ampère</i> |
| $I_L(t)$ | Corrente instantânea no indutor L | <i>ampère</i> |
| \tilde{i}_L | Perturbação da corrente no indutor L | <i>ampère</i> |
| I_{Lmed} | Corrente média no indutor L | <i>ampère</i> |
| I_{Lmin} | Corrente mínima através do indutor L | <i>ampère</i> |
| I_{Lmax} | Corrente máxima através do indutor L | <i>ampère</i> |
| I_o | Corrente de saída do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>ampère</i> |
| I_{omed} | Corrente média de saída do inversor | <i>ampère</i> |
| $i_{P1}(t)$ | Corrente instantânea no enrolamento primário $P1$ | <i>ampère</i> |
| $i_{P2}(t)$ | Corrente instantânea no enrolamento primário $P2$ | <i>ampère</i> |
| $i_{S1}(t), S2(t)$ | Corrente instantânea nos interruptores S_1, S_2 | <i>ampère</i> |
| $I_{S1avg, S2avg}$ | Corrente média nos interruptores S_1 e S_2 | <i>ampère</i> |
| I_{S1P} | Máxima corrente de pico dos interruptores S_1 e S_2 | <i>ampère</i> |
| $I_{S1rms, S2rms}$ | Corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 | <i>ampère</i> |
| $i_{Sec}(t)$ | Corrente instantânea no enrolamento secundário Sec | <i>ampère</i> |
| $Jmax$ | Máxima densidade de corrente no condutor | <i>tesla</i> |
| k | Variação de número de níveis multiplicadores | — |
| kp | Fator de utilização do primário | — |
| kt | Fator de topologia | — |
| ku | Fator de utilização da janela | % |
| ku_T | Fator de utilização da janela do núcleo do transformador Tr | % |
| L | Indutor de armazenamento do do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>Henry</i> |
| L_{1000} | Indutância nominal do núcleo toroidal por 1000 voltas | <i>mH/espira</i> |
| l_t | Comprimento médio de uma espira no núcleo de ferrite | <i>cm</i> |
| mc | Número de células multiplicadoras de tensão | — |
| n | Relação de transformação do transformador Tr | — |
| N | Número de espiras do indutor | <i>espira</i> |
| Nc | Número corrigido de espiras do indutor | <i>espira</i> |

| Símbolo | Significado | Unidade |
|-----------------------------|--|----------------|
| N_T | Número de espiras dos enrolamentos do autotransformador | <i>espira</i> |
| n_T | Número de fios em paralelo dos enrolamentos do transformador | <i>fios</i> |
| P_{Dj} | Perdas por condução nos diodos | <i>Watt</i> |
| P_i | Potência de entrada do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>Watt</i> |
| P_o | Potência de saída do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>Watt</i> |
| P_S | Perdas por condução em cada interruptor do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>Watt</i> |
| P_T | Potência magnética total processada pelo autotransformador do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>Watt</i> |
| R | Conjunto dos números reais | — |
| R_D | Resistência de condução do diodo | Ω |
| R_{Dson} | Resistência dreno-fonte do MOSFET | Ω |
| $S_{1, 2, 3...}$ | Interruptores controlados do conversor | — |
| S_{fci} | Seção do condutor com isolamento | cm^2 |
| S_{fsi} | Seção do condutor sem isolamento | cm^2 |
| S_T | Seção do condutor equivalente total do transformador | cm^2 |
| S_T | Seção total do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do autotransformador | — |
| Tr | Autotransformador do conversor <i>boost</i> de alto ganho | — |
| T | Período de comutação dos interruptores do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>s</i> |
| ton | Tempo de condução dos interruptores do conversor <i>boost</i> de alto ganho | <i>s</i> |
| $u(t)$ | Sinal de controle da equação de estado | — |
| V_{C1-C6} | Tensão média nos capacitores C_1-C_6 | <i>volt</i> |
| \tilde{v}_{Ci} | Perturbação da tensão dos capacitores multiplicadores | <i>volt</i> |
| $v_{D1(t), D2(t), D3(t)...$ | Tensão instantânea através dos diodos $D_1, D_2, D_3...$ | <i>volt</i> |
| Ve | Volume do núcleo de ferrite | cm^3 |
| V_D | Amplitude da tensão da onda dente de serra | cm^3 |
| V_{fo} | Queda de tensão em condução direta do diodo | <i>volt</i> |
| $VG S1/S2$ | Sinal de comando dos interruptores S_1 e S_2 | <i>volt</i> |
| V_i | Tensão de alimentação do conversor | <i>volt</i> |
| \tilde{v}_i | Perturbação da tensão nominal de entrada V_i | <i>volt</i> |
| V_{imin} | Mínima tensão de alimentação do conversor | <i>volt</i> |
| V_{imax} | Máxima tensão de alimentação do conversor | <i>volt</i> |

| Símbolo | Significado | Unidade |
|--------------------------------------|--|-----------------|
| V_o | Tensão de saída do conversor | volt |
| \tilde{v}_o | Perturbação da tensão de saída do conversor | volt |
| $v_o(t)$ | Tensão instantânea de saída do conversor | volt |
| $V_{maxC1-C6}$ | Tensão máxima nos capacitores multiplicadores | volt |
| $V_{maxD1-D6}$ | Tensão máxima nos diodos | volt |
| $V_{maxS1-S6}$ | Tensão máxima nos interruptores | volt |
| $v_{S1}(t), v_{S2}(t), v_{S3}(t)...$ | Corrente instantânea nos interruptores $S_1, S_2, S_3...$ | volt |
| $V_{GS1}, V_{GS2}, V_{GS3}(t)...$ | Tensão instantânea nos interruptores $S_1, S_2, S_3...$ | volt |
| $x(t)$ | Variáveis de estado da equação de estado | — |
| \tilde{x} | Perturbação das variáveis de estado da equação de estado | — |
| W_{total} | Energia processada magneticamente pelo autotransformador | watt |
| β | Índice de parametrização da ondulação de corrente no indutor L | — |
| ΔI_L | Máxima ondulação de corrente no indutor L | ampère |
| ΔV_{Ck} | Máxima ondulação da tensão nos capacitores multiplicadores | volt |
| ΔV_o | Máxima ondulação de tensão no capacitor de saída | volt |
| ΔB_{max} | Varição máxima do fluxo magnético | tesla |
| η | Rendimento do conversor <i>boost</i> de alto ganho | % |
| μ_o | Permeabilidade magnética do ar $4*\pi*10^{-7}$ | Wb/(A*m) |
| μ_i | Permeabilidade relativa inicial do núcleo toroidal | — |
| μ_r | Permeabilidade relativa do condutor de cobre | — |

ACRÔNIMOS E ABREVIATURAS

| Símbolo | Significado |
|----------------|---|
| FUNCAP | Fundação Cearense de Amparo à Pesquisa e Cultura |
| CC | Corrente Contínua |
| CA | Corrente Alternada |
| GPEC | Grupo de Processamento de Energia e Controle |
| MOSFET | <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor) |
| PWM | <i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso) |
| UFC | Universidade Federal do Ceará |
| UPS's | <i>Uninterruptable Power Systems</i> (Sistemas de Alimentação Ininterrupta) |
| MCC | Modo de Condução Contínua |
| (VSI) | <i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Alimentado por Fonte de Tensão) |
| PSIM | <i>Software</i> de Simulação de Circuitos Elétricos |
| MCD | Modo de Condução Descontínua |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nos últimos anos, o uso da eletrônica de potência nos sistemas de conversão de energia elétrica tornou-se bastante intenso, tipicamente por meio da aplicação de conversores de diferentes tipos. Estes dispositivos são basicamente agrupados em quatro grandes grupos, a saber: conversores de corrente alternada para corrente contínua (CA-CC); conversores de corrente contínua para corrente contínua (CC-CC); conversores de corrente contínua para corrente alternada (CC-CA); e conversores de corrente alternada para corrente alternada (CA-CA).

Dependendo dos objetivos e necessidades do usuário, diferentes tipos de conversores são adotados para realizar a adequada conversão da energia fornecida pelas fontes primárias, como geradores eólicos e painéis fotovoltaicos. Além disso, quando a energia é fornecida pela rede elétrica da concessionária, a presença de harmônicas na tensão pode ser prejudicial para a alimentação de cargas críticas, sendo necessária a melhoria da qualidade da energia. Para tal finalidade, os equipamentos empregados são os estabilizadores de tensão e sistemas de alimentação ininterrupta (UPS's).

Tais sistemas também são utilizados para o fornecimento de energia no caso de ausência da rede elétrica da concessionária. Na Figura 1.1, é possível observar um exemplo típico de sistema de conversão de energia elétrica. No primeiro estágio, estão os geradores eólicos, geradores fotovoltaicos ou a rede elétrica. No segundo estágio, encontram-se os equipamentos conversores e armazenadores de energia elétrica. Neste caso, há um conversor que opera como carregador de baterias, um banco de baterias, conversores elevadores de tensão em corrente contínua, bem como um conversor CC-CA, comumente denominado inversor. Finalmente, o terceiro estágio corresponde ao usuário final ou carga.

Além disso, os sistemas de geração de energia elétrica com energias renováveis particularmente possuem alto custo global. Por este motivo, as topologias de conversores com elevado rendimento são importantes, pois é de notório saber que o aumento do rendimento pode contribuir significativamente com a redução do custo supramencionado.

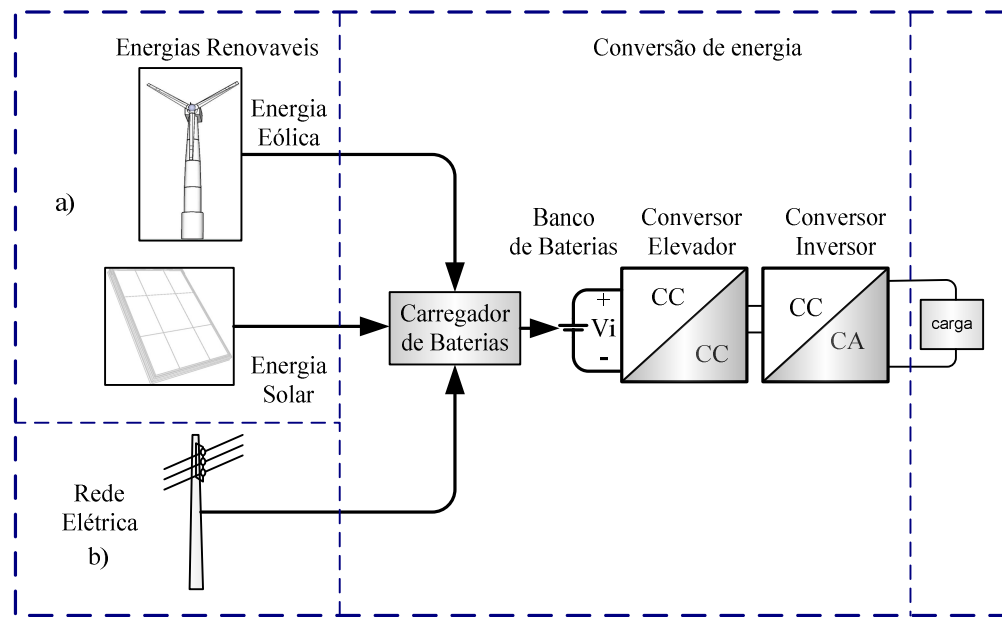


Figura 1.1 – (a) Aplicação de um conversor CC-CA conectado a fontes primárias, como geradores eólicos e painéis fotovoltaicos para funcionar como um sistema autônomo, (b) Aplicação de um conversor CC-CA conectado à rede para funcionar como um sistema UPS.

Diante do exposto, o presente trabalho propõe o estudo de um novo tipo de conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão, que pode ser aplicado em sistemas de alimentação ininterrupta (UPS's), sistemas que empregam energias renováveis como fotovoltaica e eólica e outros sistemas que particularmente necessitem de estágios elevadores de tensão em corrente contínua CC-CC, a exemplo de empilhadeiras elétricas, amplificadores de áudio automotivo, entre outras aplicações.

O conversor proposto é baseado na célula de comutação de três estados [22] e nas células multiplicadoras de tensão (*mc*) [20]. Deve-se ressaltar ainda que um dos objetivos principais deste trabalho é a investigação na literatura de uma metodologia apropriada para sua modelagem.

Diversos trabalhos sobre modelagem de conversores CC-CC PWM são encontrados na literatura, que propõe uma variedade de métodos para conversores em modo chaveado [1]. Por exemplo, foi introduzido em [2] o método do espaço de estados médio. A desvantagem deste método é a necessidade de realizar um considerável número de cálculos para obter as equações no espaço de estados médio, a partir do qual um modelo de circuito equivalente é derivado. Outros métodos substituem uma parte do conversor por um modelo de circuito

equivalente para então obter o modelo do conversor, sendo normalmente restritos a um pequeno número de topologias.

Devido às características apresentadas pela topologia em estudo, como a presença de dois interruptores, um autotransformador e células multiplicadoras de tensão (mc) formadas por diodos e capacitores, além da dificuldade da análise matemática que aumenta para configurações que operam considerando o número de células superior a 1 ($mc > 1$), este trabalho considera como metodologia apropriada a aplicação do método chamado “modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC” que operam no modo de condução contínua (MCC) [1] para fins de modelagem do conversor proposto.

Para verificar a confiabilidade da topologia proposta são apresentados, além de toda a fundamentação teórica, são mostrados os resultados experimentais para um protótipo cuja potência nominal é 1 kW.

1.2 - JUSTIFICATIVAS

Considerando que normalmente o fornecimento de energia elétrica a partir de sistemas baseados em energias renováveis agrega elevado custo, tais como a fotovoltaica e eólica, e ainda que a aplicação dos conversores estáticos permite otimizar o aproveitamento desta energia elétrica, são mencionados a seguir alguns exemplos existentes na literatura sobre a aplicação de conversores CC-CC não isolados de alto ganho de tensão. Estes basicamente caracterizam-se pela utilização de conversores CC-CC não isolados de alto ganho de tensão em substituição aos transformadores de baixa ou alta frequência em sistemas com interligação à rede ou em sistemas de geração de energia elétrica com energias renováveis alternativas.

Exemplo #1: Em [3], tem-se a aplicação de um conversor CC-CA a um sistema autônomo, composto pelos seguintes componentes: um gerador de energia elétrica usando as indicadas fontes de energia, um carregador de baterias controlado, um banco de baterias e um inversor alimentado por fonte de tensão (VSI), como mostra a Figura 1.2.

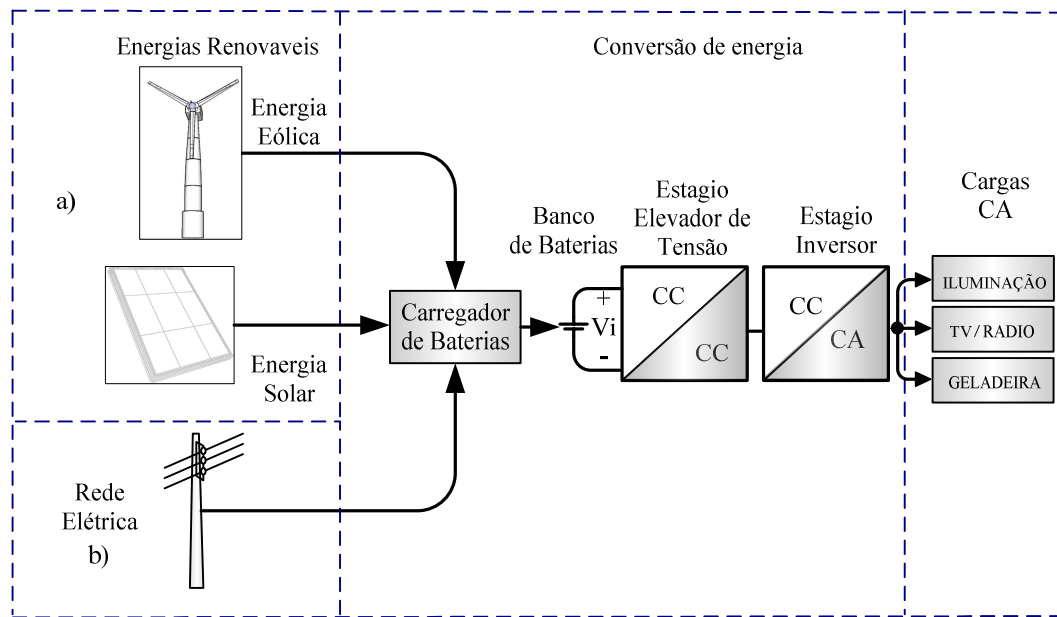


Figura 1.2 – Aplicação de um conversor CC-CA a um sistema autônomo

O inversor pode ser diretamente alimentado pelo banco de baterias e o nível de tensão da saída do inversor pode ser adaptado usando um transformador de baixa frequência.

Um sistema autônomo com transformador de baixa frequência apresenta como desvantagem a elevada corrente de magnetização circulando através dos interruptores do inversor, provocando elevadas perdas por condução. Por isso, a eficiência total do sistema é muito baixa (inferior a 80%) [4]. Devido a este problema, uma opção reside em usar um conversor do alto ganho a fim de elevar a tensão da bateria até um valor adequado e assim modular a tensão alternada exigida.

Exemplo #2: Em [5], analisa-se a possibilidade da utilização dos conversores CC-CC em substituição aos transformadores de alta frequência para alcançar o ganho necessário de alta tensão para a ligação à rede.

Exemplo #3: Existem também os sistemas híbridos, que correspondem a uma combinação dos dois sistemas propostos em [3] e [5].

1.3 - OBJETIVOS GERAIS

O presente trabalho propõe o estudo de um novo tipo de conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão. Como foi previamente mencionado, um dos objetivos principais desta dissertação consiste em investigar na literatura uma metodologia apropriada para a modelagem do conversor proposto.

O método denominado “modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC” que operam no modo de condução contínua foi proposto em [1]. Esta é uma ferramenta importante que permite encontrar o modelo matemático do conversor por simples inspeção do circuito, sendo possível implementar este modelo na simulação. Também é possível realizar análises variadas, como estudos em regime permanente e transitório e perturbação por pequenos sinais usando um único modelo. Esta ferramenta pode ser usada em conversores mais complexos, que possuem mais de um único interruptor controlado.

O conversor em estudo é baseado na célula de comutação de três estados [22] e nas células multiplicadoras de tensão (mc) [20]. A modelagem da topologia em estudo se torna um desafio devido a sua não linearidade, causada pelos dois interruptores, autotransformador e células multiplicadoras de tensão (mc), por sua vez formadas por diodos e capacitores. Além disso, há a dificuldade da análise matemática para configurações que operam considerando o número de células multiplicadoras de tensão superior a 1 ($mc > 1$). Considerando todos estes aspectos, a “modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC” [1] é adequada para a determinação do modelo matemático desta topologia, sendo os modelos matemáticos desenvolvidos considerando um dado número de células multiplicadoras tensão (mc) segundo a seguinte classificação:

- (1) Quando o conversor opera com uma única célula multiplicadora de tensão ($mc=1$);
- (2) Quando o conversor opera com o número de células multiplicadoras de tensão superior a 1 ($mc > 1$).

Neste trabalho, na busca de uma configuração com o melhor rendimento, são apresentados os resultados teóricos e experimentais considerando-se duas configurações: $mc=2$ e $mc=3$.

Finalmente, será aplicada a técnica de controle por corrente média à configuração que desenvolverá o melhor rendimento.

1.4 - OBJETIVOS ESPECÍFICOS

De modo específico, este trabalho pretende apresentar contribuições no sentido de:

- propor o estudo de um novo tipo de conversor *boost* não isolado de alto ganho de tensão;
- investigar o modelo matemático da topologia em estudo baseado na técnica denominada “modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC” [1], considerando um dado número de células multiplicadoras de tensão (mc), a saber:
 - (1) quando o conversor operar com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$);
 - (2) quando o conversor operar com um número de células multiplicadoras de tensão superior a 1 ($mc>1$).
- analisar os modelos matemáticos supracitados através de simulações usando o *software* PSIM;
- analisar qualitativamente a topologia proposta para as três configurações ($mc=1$), ($mc=2$) e ($mc=3$);
- analisar quantitativamente a topologia proposta com as suas três configurações ($mc=1$), ($mc=2$) e ($mc=3$);
- projetar e implementar as configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) e ($mc=3$);
- desenvolver o projeto e implementação do controle por corrente média convencional aplicado à configuração com $mc=2$;
- determinar eventuais vantagens e desvantagens das topologias.

1.5 - ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Esta dissertação apresenta uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores *boost* CC-CC não isolados com alto ganho de tensão. No capítulo 2, é

apresentada, de maneira didática, a contextualização da topologia proposta. No capítulo 3, é estudado o modelo do conversor proposto com a ferramenta de modelagem do interruptor PWM. Considerando um dado número de células multiplicadoras de tensão, duas situações são analisadas: operação com uma única célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e com múltiplas células ($mc>1$). Os modelos obtidos do conversor serão verificados através de simulação. O capítulo 4 apresenta o exemplo de projeto das configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) e ($mc=3$). No capítulo 5, tem-se o projeto do circuito de controle por corrente média aplicado à configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$). Os resultados experimentais da configuração com $mc=2$ e $mc=3$, com e sem a implementação do circuito de controle por corrente média são apresentados no capítulo 6. Finalmente, as principais conclusões obtidas com o desenvolvimento do trabalho são apresentadas no capítulo 7.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS PRINCIPAIS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES *BOOST* CC-CC NÃO ISOLADOS DE ALTO GANHO DE TENSÃO

2.1 - INTRODUÇÃO

Dada a importância do estudo de novas topologias baseadas no conversor *boost* convencional, determinadas técnicas são desenvolvidas e aperfeiçoadas sendo que, a partir destas, novas configurações de conversores elevadores têm sido propostas com o intuito de melhorar seu rendimento.

Neste capítulo, destaca-se a classificação das topologias mais conhecidas na literatura, por sua vez relacionadas às técnicas de maior importância, que se classificam em:

- 1) técnicas para elevar a tensão de saída sem adotar uma razão cíclica elevada;
- 2) técnicas para elevar a tensão de saída sem adotar uma razão cíclica elevada e que, simultaneamente, dividem a corrente de entrada intercaladamente.

Estas técnicas são utilizadas para reduzir os esforços de tensão e corrente sobre os componentes. Por exemplo, os conversores CC-CC *boost* de alto ganho para aplicação em sistemas com energias renováveis, tais como a fotovoltaica e eólica, têm as seguintes características comuns segundo [3]:

- tensão de entrada reduzida;
- corrente de entrada elevada;
- tensão de saída elevada.

O rendimento está vinculado às perdas, sendo comprometido principalmente devido à corrente de entrada elevada. Para obter um alto rendimento, primeiramente são necessários dispositivos com baixa resistência de condução $R_{ds_{on}}$, a fim de reduzir as perdas por condução causadas pela corrente de entrada elevada.

2.2 - CONVERSOR *BOOST* CONVENCIONAL

Neste ponto, apresenta-se a topologia do conversor *boost* convencional, suas vantagens e desvantagens inerentes e seu efeito em sistemas que exigem alto ganho de tensão. Analisa-se o ganho estático e o rendimento, considerando a resistência em série r_{Ll} do indutor do conversor *boost* convencional.

A Figura 2.1 mostra a topologia correspondente ao conversor *boost* convencional considerado as perdas no cobre no indutor r_{Ll} [6]. O circuito é formado pelos seguintes dispositivos: uma fonte de tensão V_i , um indutor de armazenamento L_l , um interruptor controlado S_l , um diodo retificador D_l , um capacitor de saída C_o para filtragem da tensão e a resistência de carga R_o .

Considerando a operação do conversor em MCC, as principais formas de onda do conversor *boost* convencional são mostradas na Figura 2.2.

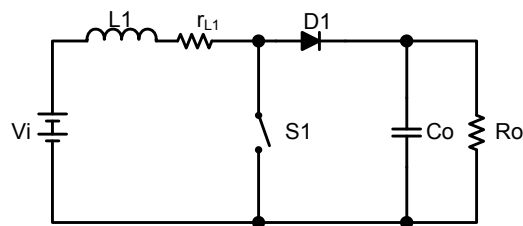


Figura 2.1 – Circuito não ideal do conversor *boost* convencional com resistência intrínseca do indutor.

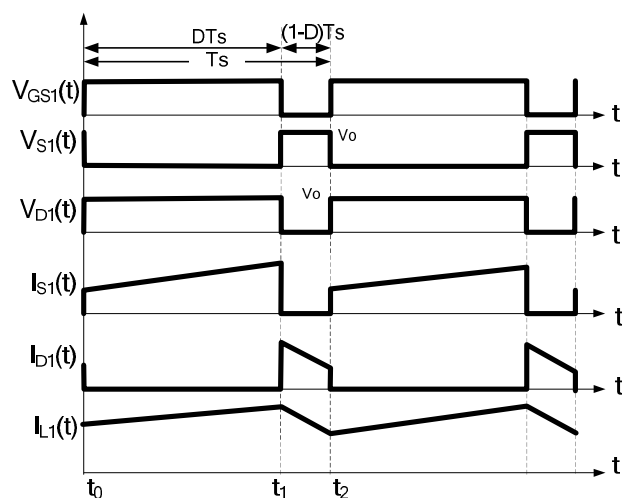


Figura 2.2 – Principais formas de onda do conversor *boost* convencional

O ganho estático e o rendimento considerando a resistência série r_{L1} do indutor, o indutor de armazenamento L_1 , a razão cíclica D e a resistência de carga R_o são apresentados nas equações (2.1) e (2.2), respectivamente.

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{L1}}{(1-D)^2 \cdot R_o}\right)} \quad (2.1)$$

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{L1}}{(1-D)^2 \cdot R_o}\right)} \quad (2.2)$$

As curvas características do ganho estático para o conversor com diferentes valores de r_{L1} são mostradas na Figura 2.3, e o rendimento é traçado na Figura 2.4.

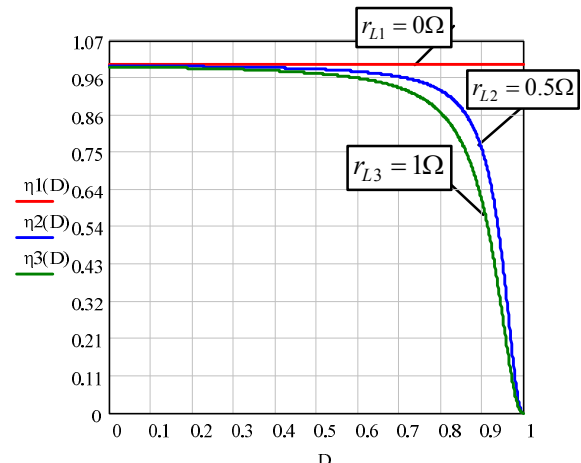
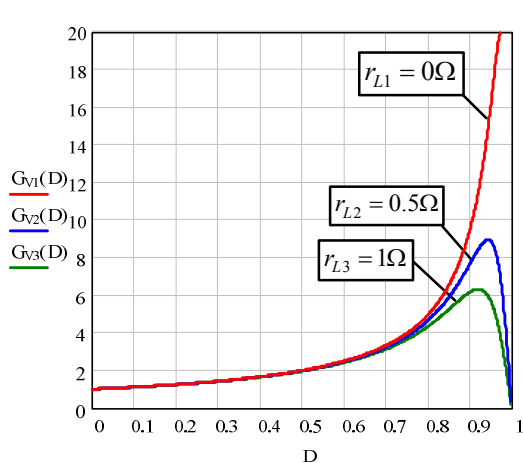


Figura 2.3 – Ganho da tensão versus razão cíclica D variando-se r_{L1} . Figura 2.4 – Rendimento versus razão cíclica D para variando-se r_{L1} .

Assim, as vantagens do uso do conversor *boost* para elevar a tensão de entrada são favorecidas pela baixa perda de condução e simplicidade no projeto para situações onde não se requer alto ganho de tensão.

Na Figura 2.3, observa-se que, teoricamente, o conversor *boost* atinge alto ganho de tensão com elevados valores de razão cíclica. Entretanto, isto é limitado pelas perdas na resistência do enrolamento do indutor r_{L1} , o que implica sérias limitações práticas. Isto se justifica porque a operação em tais condições necessita de um controle muito preciso e *drivers*

para os interruptores a fim de evitar a instabilidade, uma vez que pequenas mudanças no valor da razão cíclica irão acarretar grandes variações na tensão da saída, tornando essa implementação problemática e cara.

A razão cíclica elevada degrada acentuadamente o rendimento [7] [8] devido às perdas na resistência do enrolamento do indutor r_{LI} , como mostra a Figura 2.4.

Portanto, o ganho teórico desejado não é normalmente viável para valores muito elevados de razão cíclica devido a limitações operacionais do conversor. Também contribuem para este problema perdas devido aos componentes, como as perdas no capacitor C_o , perdas por recuperação reversa, bloqueio do diodo retificador D_I e problemas de interferência eletromagnética (EMI) devido à alta velocidade de resposta da corrente e da tensão durante o processo da recuperação reversa [9].

Portanto, a grande desvantagem de seu uso quando se pretende aplicá-lo a sistemas que requerem elevado ganho de tensão reside na sua operação com razão cíclica alta. Assim, para obter um alto ganho de tensão, é aconselhável empregar outras topologias especiais que não exigem razões cíclicas muito elevadas.

2.3 - TÉCNICAS PARA MELHORAR O RENDIMENTO DO CONVERSOR *BOOST* CONVENCIONAL E CLASSIFICAÇÃO DAS PRINCIPAIS TOPOLOGIAS PROPOSTAS NA LITERATURA

Baseadas no conversor *boost* clássico, várias configurações de conversores elevadores têm sido propostos, utilizando diferentes técnicas para melhorar seu rendimento.

As principais técnicas são relacionadas com os seguintes aspectos:

- (1) técnicas que pretendem elevar a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada;
- (2) técnicas que pretendem elevar a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada e simultaneamente dividem a corrente de entrada intercaladamente.

A classificação das principais topologias de conversores elevadores é baseada nas técnicas (1) e (2). Esta classificação compreende dois grupos, conforme mostrado abaixo.

A) topologias que elevam a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada.

B) topologias que elevam a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada e simultaneamente dividem a corrente de entrada intercaladamente.

Na Figura 2.5, apresenta-se o quadro de dependência com relação às técnicas utilizadas no que diz respeito à melhoria do rendimento do conversor *boost* clássico.

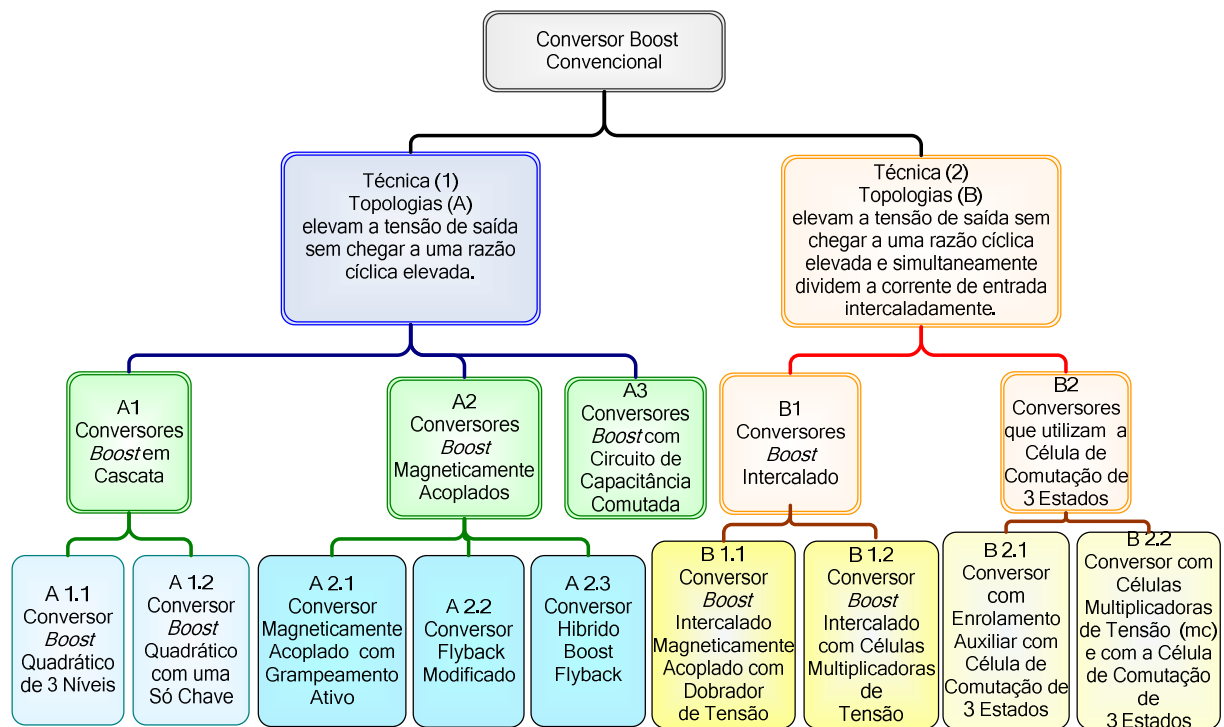


Figura 2.5 – Classificação baseada nas técnicas (1) e (2) das principais topologias de conversores boost que foram propostas na literatura

2.3.1 - TOPOLOGIAS (A)

A seguir, apresentam-se as topologias correspondentes ao primeiro grupo (A), de acordo com a Figura 2.5.

2.3.1.1 - TOPOLOGIAS (A1) – CONVERSORES *BOOST* EM CASCATA

Apesar de existirem dois estágios no processamento da energia, o rendimento dos conversores *boost* em cascata em modo de condução contínua (MCC) pode ser ainda muito elevado [10].

O principal inconveniente desta solução é a complexidade resultante a partir da utilização de dois conjuntos de interruptores ativos, componentes magnéticos e controladores. Os controladores devem ser sincronizados, e a estabilidade do conversor é também uma preocupação [11]. Devido aos elevados níveis de potência e tensão de saída, a saída do retificador do segundo estágio *boost* tem problema de recuperação reversa, que não só degrada o rendimento, mas também provoca elevados níveis de EMI.

As configurações com modificações baseadas nesta topologia são os conversores *boost* quadrático com um interruptor e *boost* quadrático de três níveis com dois interruptores. Este último conversor é apresentado a seguir.

2.3.1.2 - TOPOLOGIAS (A1.1) - CONVERSOR *BOOST* QUADRÁTICO DE TRÊS NÍVEIS

Em [12], encontra-se uma comparação entre o conversor *boost* em cascata, o conversor *boost* quadrático com um interruptor, o conversor *boost* convencional e o conversor *Boost* quadrático de três níveis com dois interruptores. É demonstrado que o rendimento da estrutura *boost* da Figura 2.6 é maior que aquele do conversor *boost* quadrático com um interruptor considerando a mesma potência processada.

Vantagens: há dois interruptores de baixa tensão e com baixa resistência R_{DSon} quando se usa MOSFET's como semicondutores controlados;

Desvantagens: há dois estágios de processamento, e a comutação simultânea de S_1 e S_2 é dissipativa (conversor *boost* quadrático).

Entretanto, não é conveniente que o conversor opere na situação em que S_1 conduz antes de S_2 , porque a tensão aplicada através de S_2 poderia ser maior que $V_{o_{int}}$, ou vice-versa quando S_2 conduz antes de S_1 . Quando isto ocorre, o conversor perde sua principal vantagem, que consiste na utilização de dois interruptores de baixa tensão.

As especificações do conversor *boost* quadrático de três níveis estudado em [12] são mostradas na Tabela 2.1.

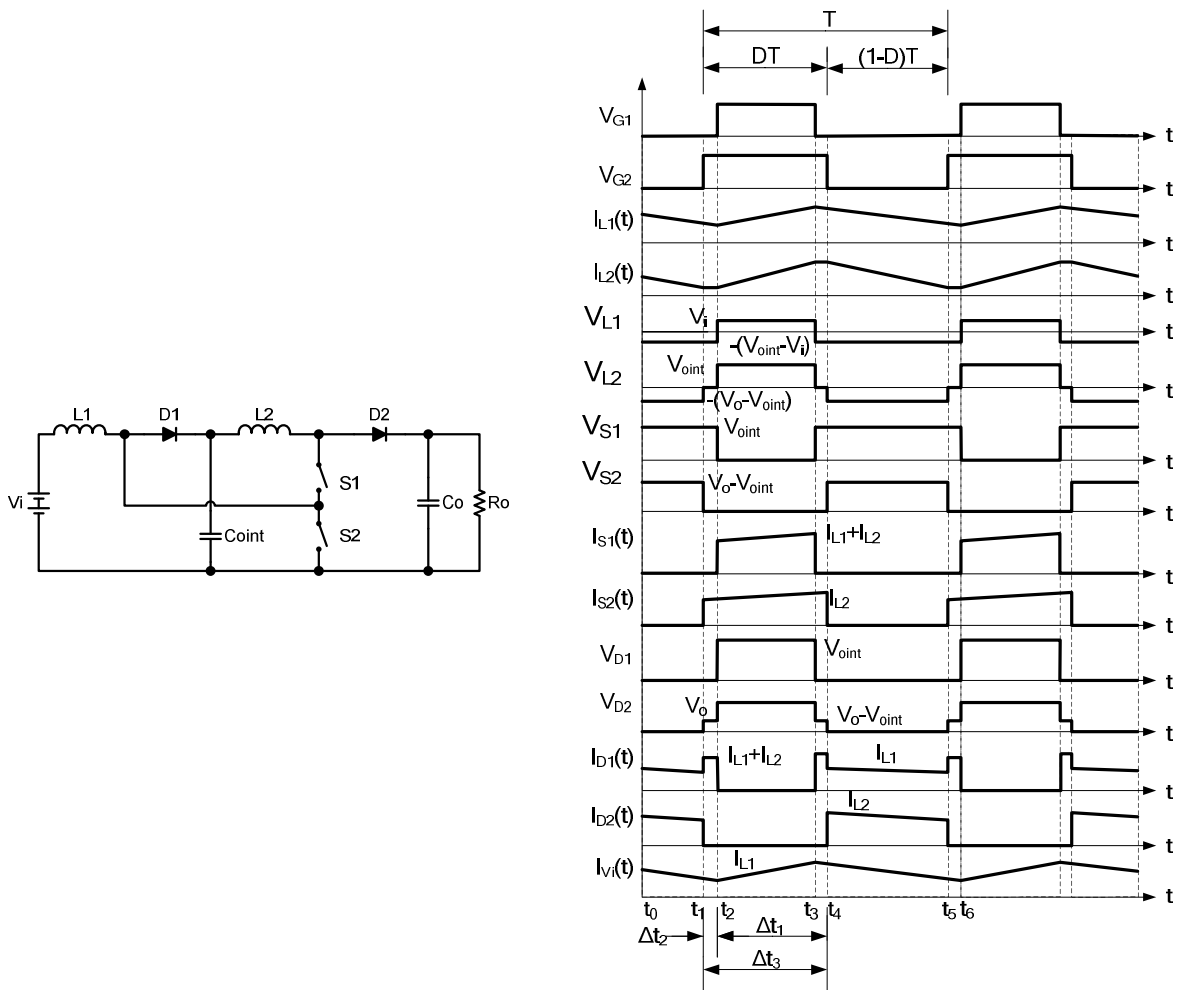


Figura 2.6 – Conversor boost CC-CC quadrático de três níveis e principais formas de onda.

Tabela 2.1 – Especificações do protótipo de conversor boost quadrático de três níveis.

| Parâmetro | Especificação |
|-------------------------|------------------------|
| Tensão de entrada | $V_i = 25 \text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 100 \text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 450 \text{ W}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 50 \text{ kHz}$ |
| Rendimento | $\eta = 90\%$ |
| Razão cíclica | $D = 0.55$ |

| | |
|----------------|-------------------|
| Ganho estático | $G_v = 1/(D-1)^2$ |
|----------------|-------------------|

2.3.1.3 - TOPOLOGIAS (A2)

As topologias magneticamente acopladas são descritas a seguir.

2.3.1.4 - TOPOLOGIAS (A2.1) – CONVERSORES MAGNETICAMENTE

ACOPLADOS COM GRAMPEAMENTO ATIVO.

Conversores com indutância acoplada como *flyback* ou *sepic* [13] podem facilmente atingir um alto ganho de tensão empregando interruptores com baixa R_{DSon} , mas seu rendimento é degradado pelas perdas associadas à indutância de dispersão.

Um circuito de grampeamento ativo pode reciclar a energia de dispersão, mas o custo aumenta pela complexidade da topologia e algumas perdas no circuito de grampeamento ativo podem existir [14].

2.3.1.5 - TOPOLOGIAS (A 2.2) – CONVERSOR *FLYBACK* MODIFICADO

Em [15] e [16], o circuito mostrado na Figura 2.7 é analisado. Propõe-se a modificação de um conversor *flyback* com o objetivo de melhorar o coeficiente de acoplamento. Esta estrutura apresenta melhor desempenho do que os conversores mencionados anteriormente. A topologia *flyback* modificada também utiliza a técnica de grampeamento ativo, mas emprega diodos e enrolamentos acoplados em vez de interruptores ativos para realizar função semelhante à do grampeamento ativo. Por outro lado, a confiabilidade é aumentada devido a esta topologia apresentar uma redução significativa de custo e da complexidade em comparação com a última topologia mencionada.

Vantagens: alto ganho de tensão de saída e baixo esforço de tensão nos interruptores.

Desvantagens: a corrente de entrada é pulsada.

As especificações do conversor *flyback* modificado estudado em [15] e [16] são mostradas na Tabela 2.2

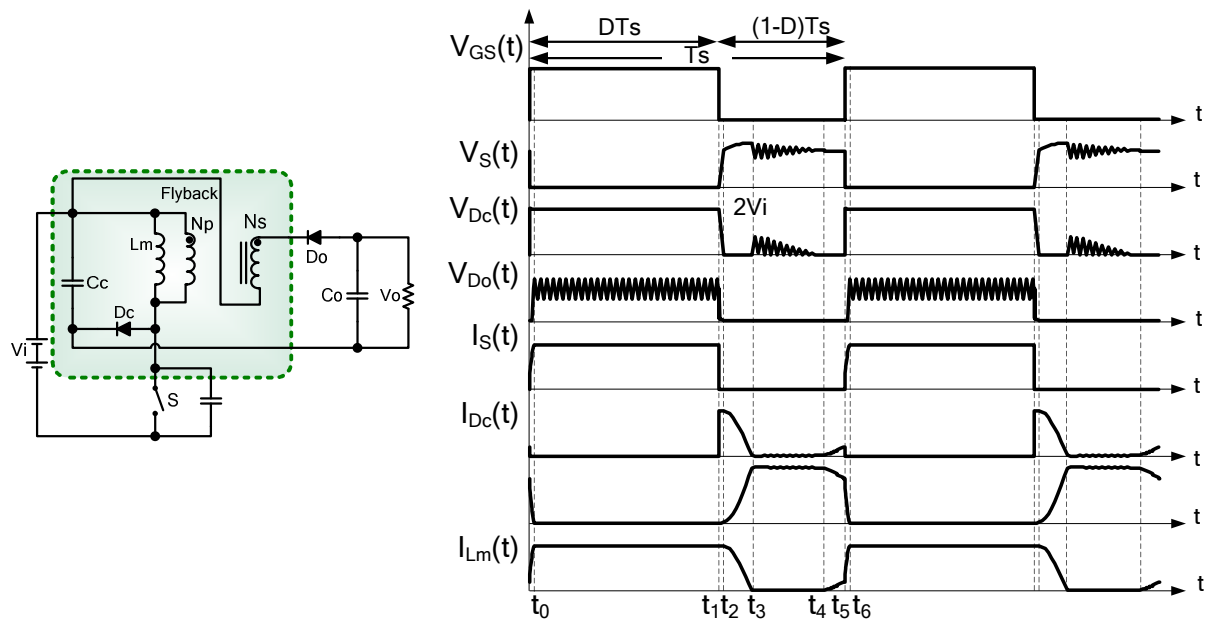


Figura 2.7– Conversor flyback com indutância acoplada e capacitor de grampeamento e principais formas de onda.

Tabela 2.2 – Especificações do protótipo do conversor flyback modificado [15] e [16].

| Parâmetro | Especificação |
|-------------------------|---|
| Tensão de entrada | $V_i = 48 \text{ V} - 75 \text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 380 \text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 1\text{kW}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 40\text{kHz}$ |
| Rendimento | $\eta > 90\%$ |
| Razão cíclica | $D=0,5-0,45$ |
| Ganho estático | $G_v = D \cdot (N+1) \cdot (1+K) / 2 \cdot (1-D)$ |

2.3.1.6 - TOPOLOGIAS (A2.3) – CONVERSOR HÍBRIDO *BOOST-FLYBACK*

Em [17], propõe-se um conversor híbrido *boost-flyback* (Figura 2.8).

O conversor *flyback* com um indutor acoplado alcança um alto ganho de tensão, mas o rendimento é pobre devido à indutância parasita. Como solução, conecta-se em série a saída do conversor *boost* com a saída do conversor *flyback* com a finalidade de aumentar o ganho de tensão através do acoplamento entre as indutâncias das estruturas. Assim, o conversor *boost* funciona como um circuito de grampeamento quando o interruptor de potência é bloqueado.

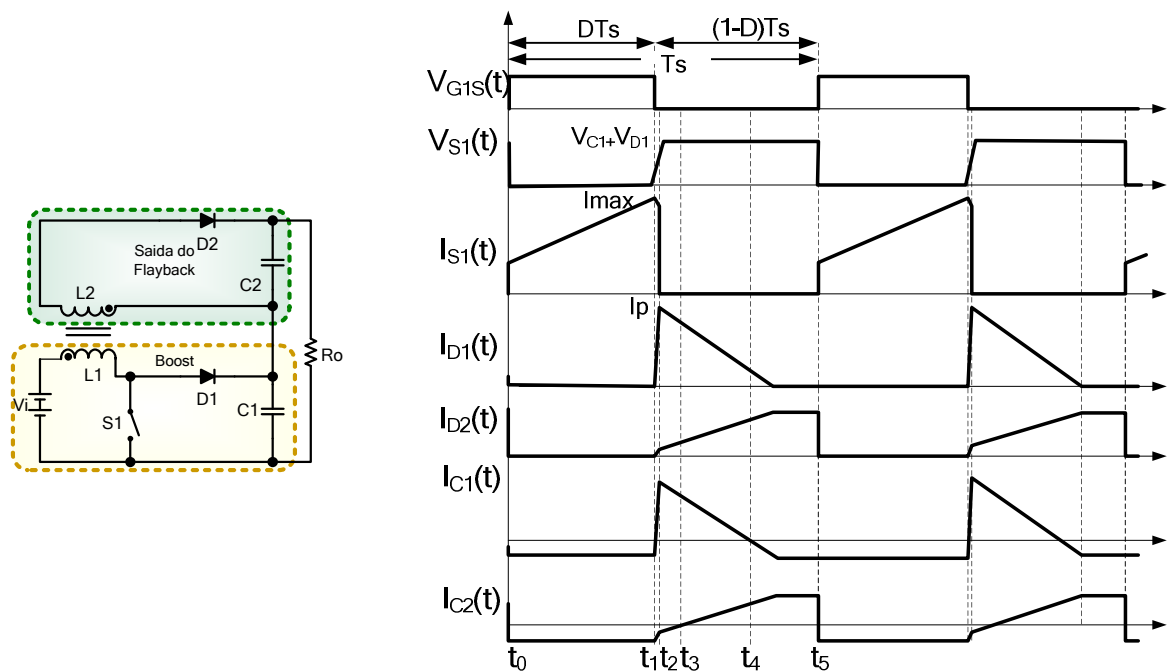


Figura 2.8 – Conversor híbrido boost-flyback e principais formas de onda.

Vantagens: baixo esforço de tensão sobre o interruptor ativo, sendo igual ou inferior à metade da tensão de saída, dependendo da relação de transformação entre os enrolamentos. Além disso, essa tensão é naturalmente grampeada por um capacitor de saída que também recicla a energia da indutância de dispersão; baixo esforço de tensão sobre os diodos de potência e capacitores de saída.

Desvantagens: a corrente de entrada é pulsada e requer um filtro de entrada adicional.

As especificações do conversor híbrido *boost-flyback* estudado em [17] são mostradas na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Especificações do protótipo do conversor híbrido boost-flyback [17].

| Parâmetro | Especificação |
|-------------------------|---|
| Tensão de entrada | $V_i = 12 \text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 42 \text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 35\text{W}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 38\text{kHz}$ |
| Rendimento | $\eta \approx 93\%$ |
| Razão cíclica | $D = 0.51$ |
| Ganho estático | $G_v = (1 + D \cdot N_2 / N_1) / (1 - D)$ |

2.3.1.7 - TOPOLOGIAS (A.3) CONVERSORES COM CAPACITORES COMUTADOS

Em [18], é analisado um conversor de modo chaveado, sendo que esta topologia utiliza um circuito de capacitância comutada. Como pode ser observado na Figura 2.9, existe um circuito de capacitância comutada (SC) dentro do conversor *boost* convencional. Este circuito pode atingir um alto ganho de tensão, mas devido às suas limitações só são aplicados em baixa potência.

Vantagens: flexibilidade para obter alto ganho de tensão simplesmente aumentando o número de capacitores; opera com uma razão cíclica relativamente baixa, assim se evitam problemas de recuperação reversa no diodo.

Desvantagens: utilização de um grande número de interruptores e com valores de tensão diferentes.

As especificações do conversor com capacitor comutado estudado em [18] são mostradas na Tabela 2.4.

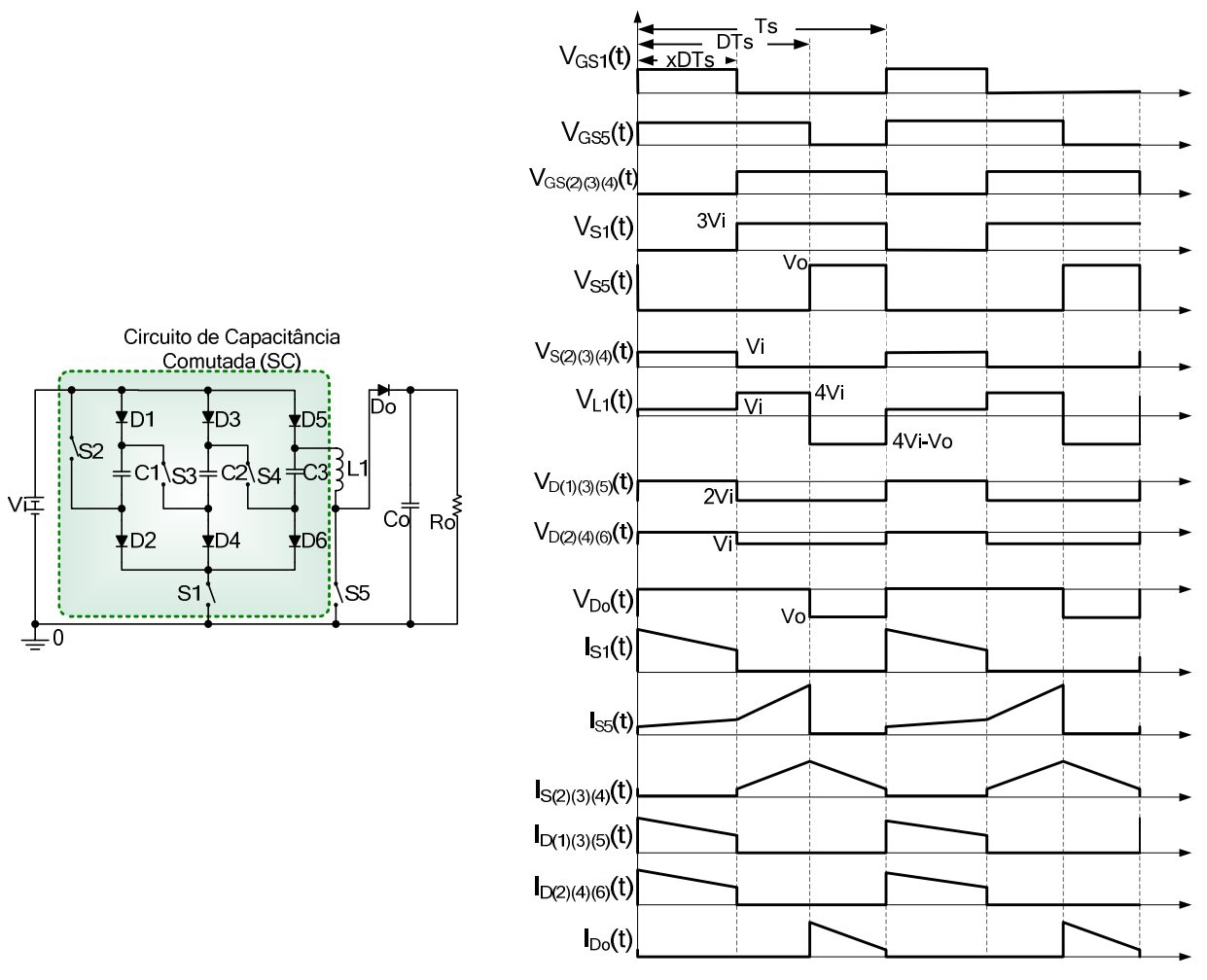


Figura 2.9 – Conversor com capacitores comutados e suas principais formas de onda.

Tabela 2.4 – Especificações do protótipo do conversor com capacitor comutado [18].

| Parâmetro | Especificação |
|-------------------------|-----------------------|
| Tensão de entrada | $V_i = 12 \text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 120 \text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 35\text{W}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 100\text{kHz}$ |
| Rendimento | $\eta \approx 91\%$ |
| Razão cíclica | $D = 0,7$ |

| | |
|----------------|-----------------------------|
| Ganho estático | $G_v = ((n+1) - nxD)/(1-D)$ |
|----------------|-----------------------------|

2.3.2 - TOPOLOGIAS (B)

As topologias correspondentes ao grupo (B) serão descritas a seguir, de acordo com a Figura 2.5.

2.3.2.1 - TOPOLOGIAS (B1) – CONVERSORES *BOOST* INTERCALADOS

Para aplicações de alta potência ($P_o > 1$ kW), o funcionamento do conversor *boost* pode ser melhorado mediante a implementação da topologia *boost* com múltiplos interruptores e/ou múltiplos indutores. Este tipo de topologia corresponde aos denominados conversores intercalados.

Em geral, este tipo de conversor é empregado para reduzir a ondulação da corrente de entrada e desta maneira reduzir o tamanho do filtro de entrada. Para isso, é inevitável trabalhar no limite de operação entre os modos de condução contínua (MCC) e descontínua (MCD).

As configurações com modificações baseadas nesta topologia são apresentadas a seguir.

2.3.2.2 - TOPOLOGIAS (B1.1) – CONVERSORES *BOOST* INTERCALADOS, MAGNETICAMENTE ACOPLADOS COM DOBRADOR DE TENSÃO

O circuito proposto em [19] e ilustrado na Figura 2.10 é composto por dois conversores *boost* acoplados através de um autotransformador com a relação de transformação 1:1 e polaridade invertida, a fim de permitir a divisão da corrente em partes iguais entre os interruptores. A saída é configurada como um retificador dobrador de tensão.

Como se observa na Figura 2.10, esta topologia é composta por dois conversores *boost*.

O conversor é composto por dois indutores L_1 e L_2 , dois interruptores S_1 e S_2 e um transformador auxiliar T_r . Para maximizar o ganho de tensão do conversor, a saída do circuito se mostra como um retificador dobrador de tensão composto de dois diodos retificadores D_1 e D_2 e dois filtros capacitivos de saída C_1 e C_2 conectados à carga R_o .

Vantagens: a corrente de entrada não é pulsada e possui baixa ondulação.

Desvantagens: o esforço de tensão através dos interruptores ativos é menor ou igual à metade da tensão de saída; os circuitos de comando dos interruptores devem ser isolados (sem conexão comum ao terminal de terra).

As especificações do conversor *boost* intercalado estudado em [19] são mostradas na Tabela 2.5.

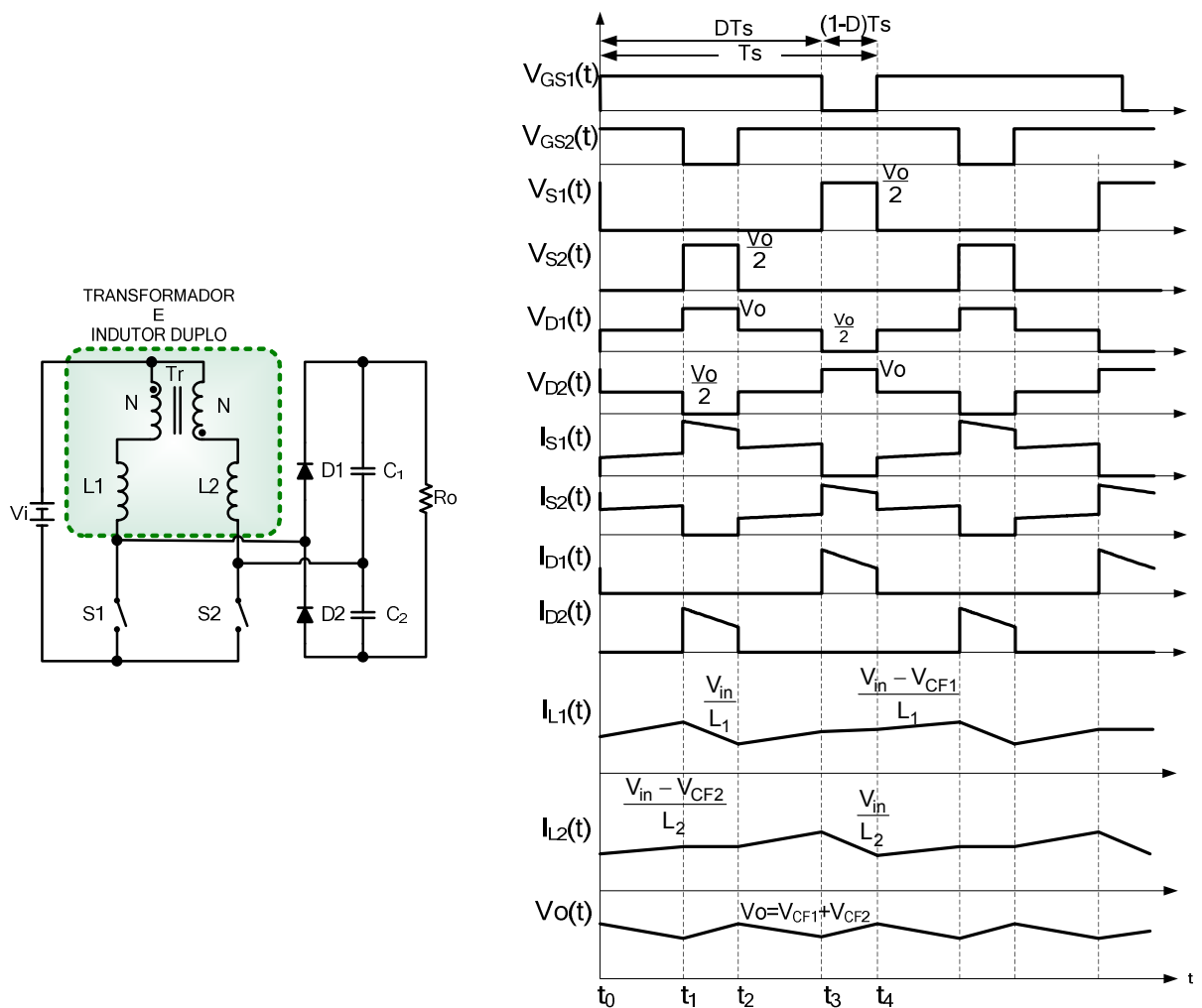


Figura 2.10 – Conversor boost com indutor duplo e transformador auxiliar e principais formas de onda.

Tabela 2.5 – Especificações do protótipo do conversor boost intercalado [19].

| Parâmetro | Especificação |
|-------------------------|-------------------------------------|
| Tensão de entrada | $V_i = 40 \text{ V} - 70 \text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 380 \text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 1 \text{ kW}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 40 \text{ kHz}$ |
| Rendimento | $\eta > 90\%$ |
| Razão cíclica | $D = 0,5$ |
| Ganho estático | $G_v = 4 / (1 - D)$ |

2.3.2.3 - TOPOLOGIAS (B 1.2) – CONVERSOR *BOOST* INTERCALADO USANDO CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO

Em [20] e [21], propõe-se outro conversor intercalado, mostrado na Figura 2.11. Tem-se a possibilidade de utilizar células multiplicadoras de tensão que permitem a obtenção de um alto ganho de tensão com baixos esforços de tensão em todos os semicondutores.

A técnica intercalada permite a operação dos estágios multiplicadores e também reduz os esforços de correntes em todos os componentes. Os tamanhos dos indutores de entrada e dos capacitores de saída são reduzidos pela operação intercalada.

O esforço de tensão sobre os interruptores é limitado à metade da tensão de saída para a configuração com apenas um estágio multiplicador.

Vantagens: baixos esforços de tensão em todos os semicondutores; os esforços de corrente são reduzidos em todos os componentes pela utilização da técnica intercalada; baixa ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída. Finalmente, é obtida elevada eficiência em aplicações de alta potência devido à redução das perdas de condução e de comutação com a eliminação do transformador de potência.

Desvantagens: adição de mais componentes passivos (diodos e capacitores); um circuito *snubber* é necessário devido à soma das correntes de recuperação reversa dos diodos multiplicadores, que por sua vez aumentam as perdas por condução nos interruptores ativos.

As especificações do conversor *boost* intercalado estudado em [20] e [21] são mostradas na Tabela 2.6.

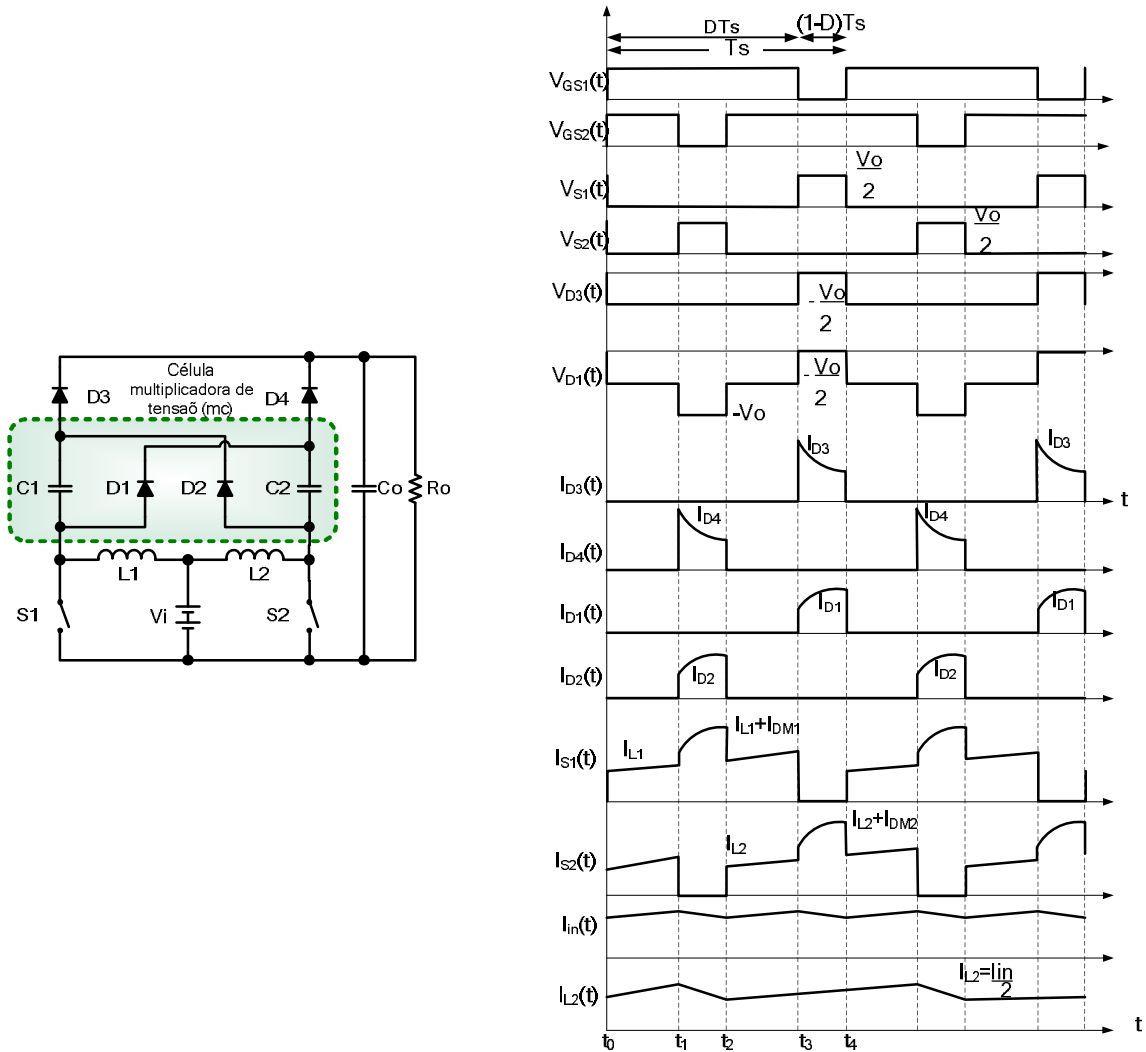


Figura 2.11 – Conversor boost intercalado com células multiplicadoras de tensão e suas principais formas de onda.

Tabela 2.6 – Especificações do protótipo do conversor boost intercalado com célula multiplicadora de tensão [20] [21].

| Parâmetro | Especificação |
|---------------------------------|-------------------------------------|
| Tensão de entrada | $V_i = 24\text{ V}$ |
| Tensão de saída | $V_o = 200\text{ V} - 300\text{ V}$ |
| Potência de saída | $P_o = 400\text{ W}$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 40\text{ kHz}$ |
| Rendimento com <i>snubber</i> | $\eta = 95\%$ |
| Rendimento sem <i>snubber</i> ; | $\eta = 91\%$ |
| Razão cíclica | $D \geq 0.5$ |
| Ganho estático | $G_v = (M+1)/(1-D)$ |

2.3.2.4 - TOPOLOGIAS (B.2) - CONVERSORES BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

Nesta seção, são apresentadas as topologias que utilizam a célula de comutação de três estados [22] [23].

2.3.2.5 - TOPOLOGIA (B 2.1) - CONVERSOR COM ENROLAMENTO AUXILIAR BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

De acordo com a Figura 2.12, o conversor introduzido em [24] é baseado na célula de comutação de três estados [22].

Vantagens: a corrente de entrada não é pulsada e possui baixa ondulação; o indutor de entrada opera com o dobro da frequência da comutação, possibilitando a redução de peso e volume; os esforços de tensão sobre os interruptores são menores que metade da tensão de saída, sendo naturalmente grampeados por um filtro capacitivo de saída. Também é importante notar que, para uma razão cíclica dada, a tensão de saída pode ser elevada, aumentando a relação de transformação dos enrolamentos sem comprometer os esforços de

tensão sobre os interruptores controlados. Tais esforços reduzidos permitem a utilização de MOSFETs com baixas resistências de condução RD_{son} , melhorando assim o rendimento.

Desvantagens: como desvantagem, o conversor não opera adequadamente com razão cíclica inferior a $D < 0,5$ devido a problemas de indução magnética do transformador. A comutação dos interruptores é dissipativa e é empregado um maior número de dispositivos semicondutores.

As especificações do conversor baseado na célula de comutação de três estados estudado em [24] são mostradas na Tabela 2.7.

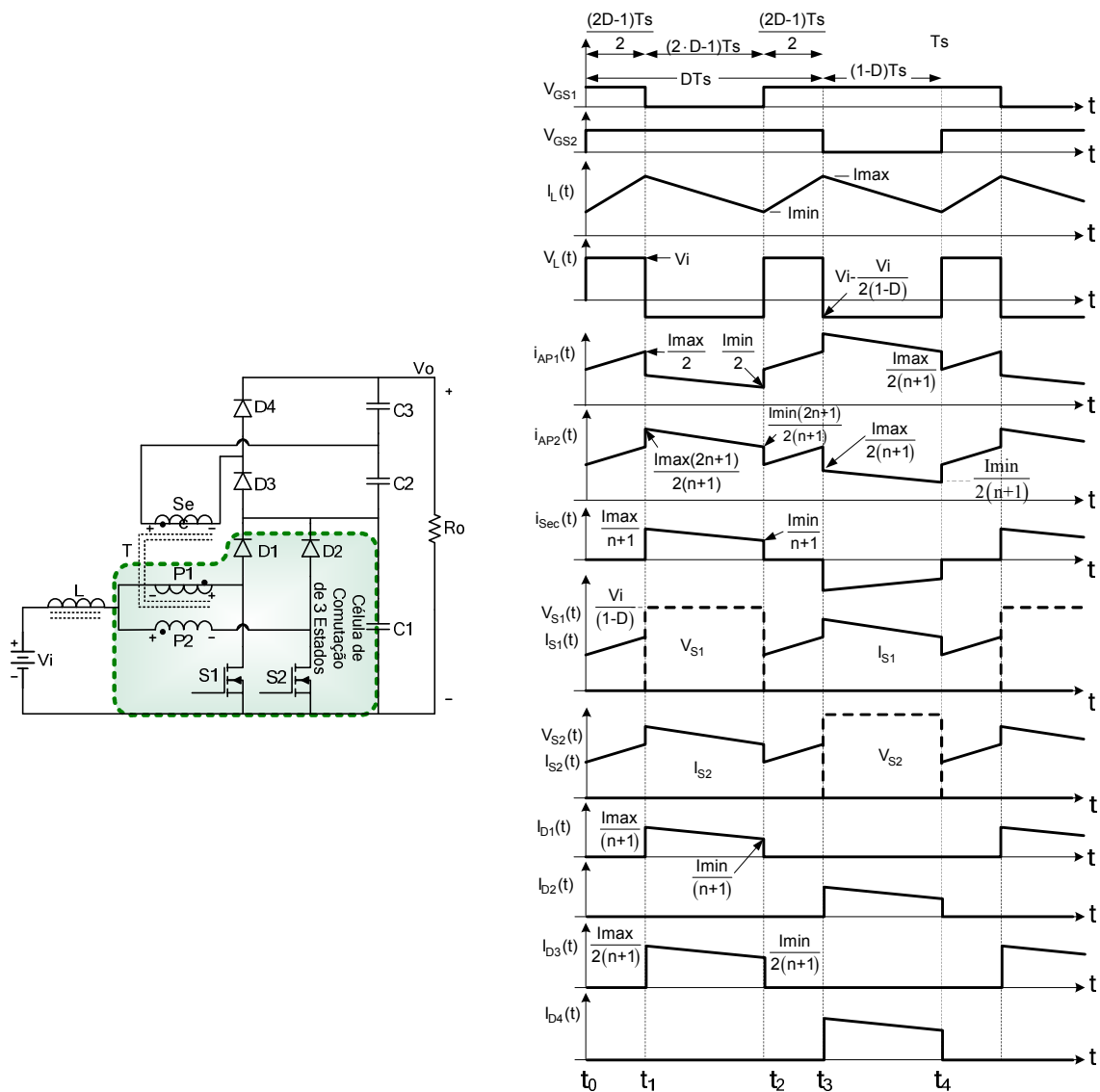


Figura 2.12 – Conversor com enrolamento auxiliar baseado na célula de comutação de três estados e suas principais formas de onda.

Tabela 2.7 – Especificações do protótipo do conversor baseado na célula de comutação de três estados [24].

| Parâmetro | Especificação |
|---------------------------------|---------------------|
| Tensão de entrada | $V_i = 42V - 54V$ |
| Tensão de saída | $V_o = 400V$ |
| Potência de saída | $P_o = 1kW$ |
| Frequência de comutação | $f_s = 25kHz$ |
| Rendimento com <i>snubber</i> | $\eta > 94,20\%$ |
| Rendimento sem <i>snubber</i> ; | $\eta = 91\%$ |
| Razão cíclica | $D = 0,70$ |
| Ganho estático | $G_v = (n+1)/(1-D)$ |

2.3.2.6 - TOPOLOGIAS (B 2.2) - CONVERSORES CC-CC DE ALTO GANHO COM MULTIPLICADORES DE TENSÃO BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

Finalmente, apresenta-se uma versão genérica do conversor em estudo na Figura 2.13 [25] [26] [27]. Assim como o conversor mostrado na última seção, é baseado na célula de comutação de três estados [22] [23], mas a elevação de tensão de saída é obtida através de células multiplicadoras de tensão [20] [21]. Seu estudo será realizado de forma pormenorizada no capítulo 3.

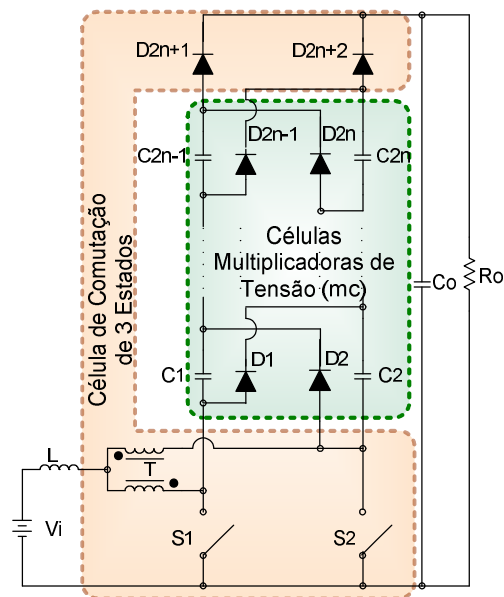


Figura 2.13 – Conversor baseado na célula de comutação de três estados e células multiplicadoras de tensão (mc).

2.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentada, de maneira didática, a contextualização da topologia proposta.

As vantagens do uso do conversor *boost* para elevar a tensão de entrada são favorecidas pela baixa perda por condução e simplicidade no projeto para situações onde não se necessita de alto ganho de tensão e conseqüentemente de uma razão cíclica elevada.

Entretanto, a grande desvantagem de sua utilização em sistemas que requerem alto ganho de tensão reside em sua operação com razão cíclica alta. Desta forma, outras topologias que permitam obter tal ganho de tensão devem ser adotadas.

A operação do conversor *boost* convencional com razão cíclica elevada degrada seu rendimento consideravelmente e, além disso, sua implementação se torna problemática e cara nesta situação. No intuito de superar esta limitação, foi apresentada uma série de topologias disponíveis na literatura que são baseadas no conversor *boost*, mas que não exigem razões cíclicas muito elevadas.

Podem-se classificar as topologias basicamente no que tange ao emprego de duas formas de técnicas:

- técnicas que propõem elevar a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada;
- técnicas que propõem elevar a tensão de saída sem chegar a uma razão cíclica elevada e, simultaneamente, dividem a corrente de entrada intercaladamente.

Estas técnicas são utilizadas no intuito de reduzir os esforços de tensão e corrente sobre os componentes.

Analisando as principais formas de onda dos conversores apresentados constatou-se que o conversor classificado como B.2.2 apresenta baixas perdas em relação às demais topologias devido à comutação suave dos interruptores MOSFET o que é verificado durante a entrada em condução dos mesmos.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO CONVERSOR *BOOST* CC-CC DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (*MC*)

3.1 - INTRODUÇÃO

O presente capítulo realiza o estudo correspondente da nova configuração de conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão [25] [26] [27]. Conforme foi mostrado no capítulo 2, este conversor corresponde a uma topologia em que o alto ganho de tensão é alcançado sem uma razão cíclica D elevada, adicionando células multiplicadoras de tensão (*mc*) formadas por capacitores e diodos [20] [21], sendo que assim a corrente de entrada do conversor pode ser dividida intercaladamente mediante o uso da célula de comutação de três estados [22] [23]. A topologia de conversor *boost* proposta neste trabalho é mostrada na Figura 3.1.

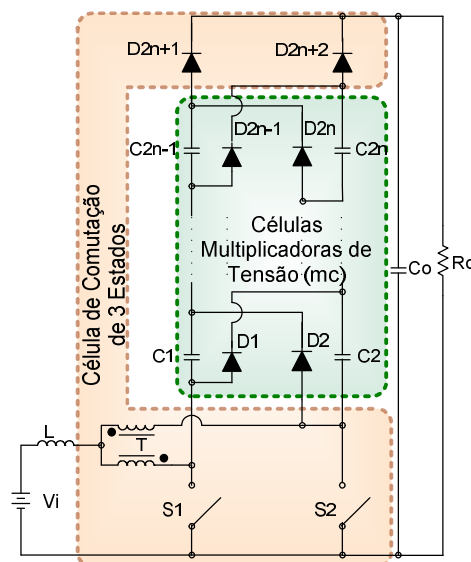


Figura 3.1 – Conversor *boost* cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (*mc*)

O conversor da Figura 3.1 é capaz de operar em toda faixa de variação da razão cíclica ($0 \leq D \leq 1$). Neste trabalho, é analisado o conversor de alto ganho de tensão quando opera

com uma razão cíclica maior que 0,5 ($D \geq 0,5$), de forma que os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 podem se encontrar em sobreposição.

A modelagem da topologia em estudo se torna um desafio devido a sua não linearidade, causada pelos dois interruptores, autotransformador e células multiplicadoras de tensão (mc), por sua vez formadas por diodos e capacitores. Além disso, a dificuldade da análise matemática aumenta para configurações que operam considerando o número de células multiplicadoras de tensão superior a um ($mc > 1$) [25] [26] [27]. Considerando todos estes aspectos, neste capítulo, a proposta de análise está baseada na técnica de "modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC" [1].

Considerando um dado número de células multiplicadoras tensão (mc) e utilizando a técnica supracitada, os seguintes modelos matemáticos são apresentados:

- (1) quando o conversor opera com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$);
- (2) quando o conversor opera com o número de células multiplicadoras de tensão superior a um ($mc > 1$).

Para avaliar a validade da técnica supramencionada, os modelos obtidos do conversor proposto com esta metodologia são verificados através de simulação utilizando o aplicativo PSIM.

Análises quantitativas e qualitativas do conversor *boost* de alto ganho são realizadas para MCC, quando a configuração opera com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e mais de uma célula multiplicadora de tensão ($mc > 1$), objetivando determinar as expressões que fornecem os esforços nos componentes das configurações a serem projetadas.

3.2 - MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM

A modelagem do interruptor PWM para conversores CC-CC que operam em MCC [1] possui características importantes, como é mencionado a seguir.

É uma técnica importante que permite encontrar o modelo matemático do conversor por simples inspeção do circuito, sendo possível implementar este modelo na simulação. Também é possível realizar várias análises por meio de um único modelo, seja em regime permanente ou transitório, ou ainda aplicar perturbações de pequenos sinais. Esta ferramenta

pode ser utilizada em conversores mais complexos que possuem mais de um interruptor controlado.

A idéia básica desta metodologia é a substituição dos interruptores no conversor por seus modelos de valores médios. Estes modelos foram desenvolvidos de tal maneira que o modelo do conversor fornece os mesmos resultados que a técnica de espaço de estados médio, incluindo não linearidades.

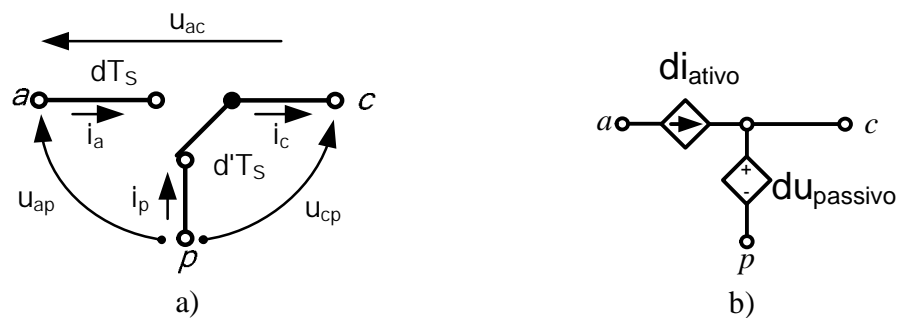


Figura 3.2 – (a) Modelo do interruptor PWM; (b) Modelo médio do interruptor PWM

Em [1], a metodologia é utilizada para os conversores clássicos CC-CC como *buck*, *boost*, *buck-boost* e *Cuk*, os quais possuem um interruptor ativo e um interruptor passivo realizando a comutação. Estes dois dispositivos podem ser combinados em uma rede com três terminais a , p e c , que correspondem aos nós ativo, passivo e comum, respectivamente. Esta rede de três terminais é chamada interruptor PWM (Figura 3.2 (a)). Uma vez que todos os outros elementos dos conversores são considerados lineares, o interruptor PWM é o único elemento não linear e, portanto, é responsável pelo comportamento não linear dos conversores.

A Figura 3.2 (a) mostra a representação genérica do interruptor PWM operando no modo de condução contínua com seus terminais de corrente e tensão. A Figura 3.2 (b) mostra a representação do modelo médio do interruptor PWM, que é obtido através do cálculo das expressões das fontes controladas da Figura 3.2 (a) por verificação do circuito.

3.2.1 - MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM APLICADO NO CONVERSOR BOOST CC-CC DE ALTO GANHO DE TENSÃO BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS E NAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (MC)

Analogamente ao modelo médio do interruptor PWM apresentado na Figura 3.2 (b), onde os interruptores ativos (ca) são substituídos por fontes controladas de corrente e os interruptores passivos (cp) são substituídos por fontes controladas de tensão [1], pode-se obter a aplicação particular do modelo do interruptor PWM ao conversor proposto seguindo esta mesma regra, segundo a Figura 3.3 (b).

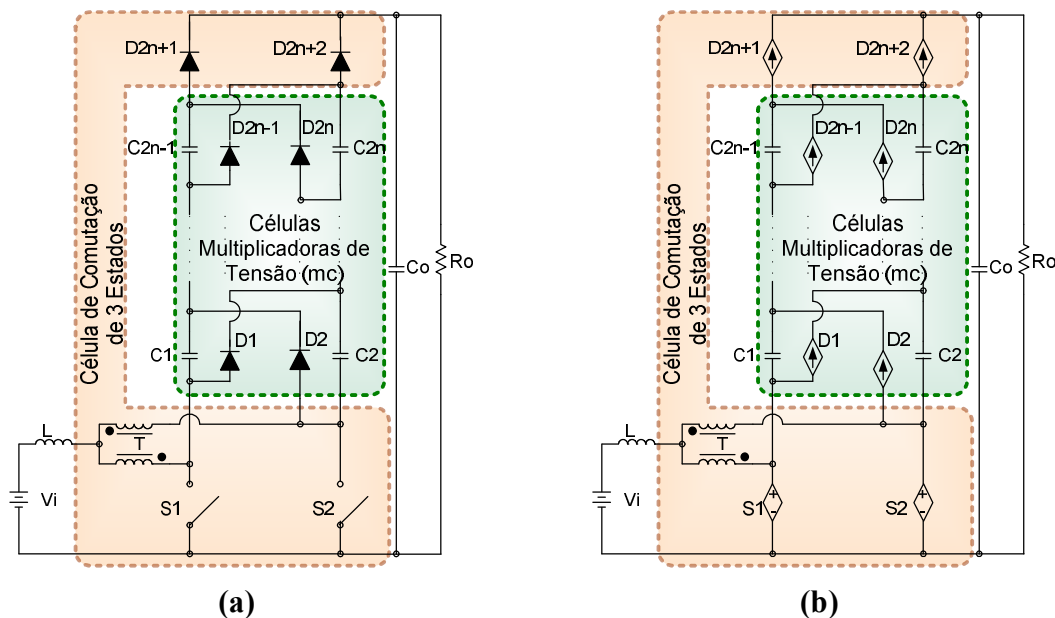


Figura 3.3 – (a) Conversor boost cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (mc); (b) Modelagem aplicando o modelo médio do interruptor PWM [1].

3.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR PROPOSTO EM MCC

Com o objetivo de explicar o princípio de funcionamento do conversor em MCC, são adotadas as seguintes considerações:

- a tensão de entrada é menor que a tensão de saída;

- a análise é realizada em regime permanente;
- os semicondutores e elementos magnéticos são ideais;
- a tensão de entrada é mantida constante;
- a frequência de comutação é constante;
- a relação de transformação (n) entre os enrolamentos do autotransformador T é unitária;
- os sinais de comando dos interruptores são defasados entre si de 180° .

3.3.1 - ESTUDO DO CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO COM UMA CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO ($MC=1$)

O estudo do conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) divide-se em três partes:

- 1) análise qualitativa;
- 2) modelagem do conversor;
- 3) análise quantitativa.

3.3.1.1 - CÁLCULO DO GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR UTILIZANDO O BALANÇO VOLT-SEGUNDO

Sejam a Figura 3.4 e as seguintes expressões:

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$V_i \cdot \left(D \cdot T - \frac{T}{2} \right) = - \left(V_i - \frac{V_o}{4} \right) \cdot (1 - D \cdot T) \quad (3.1)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{(1 - D)}$$

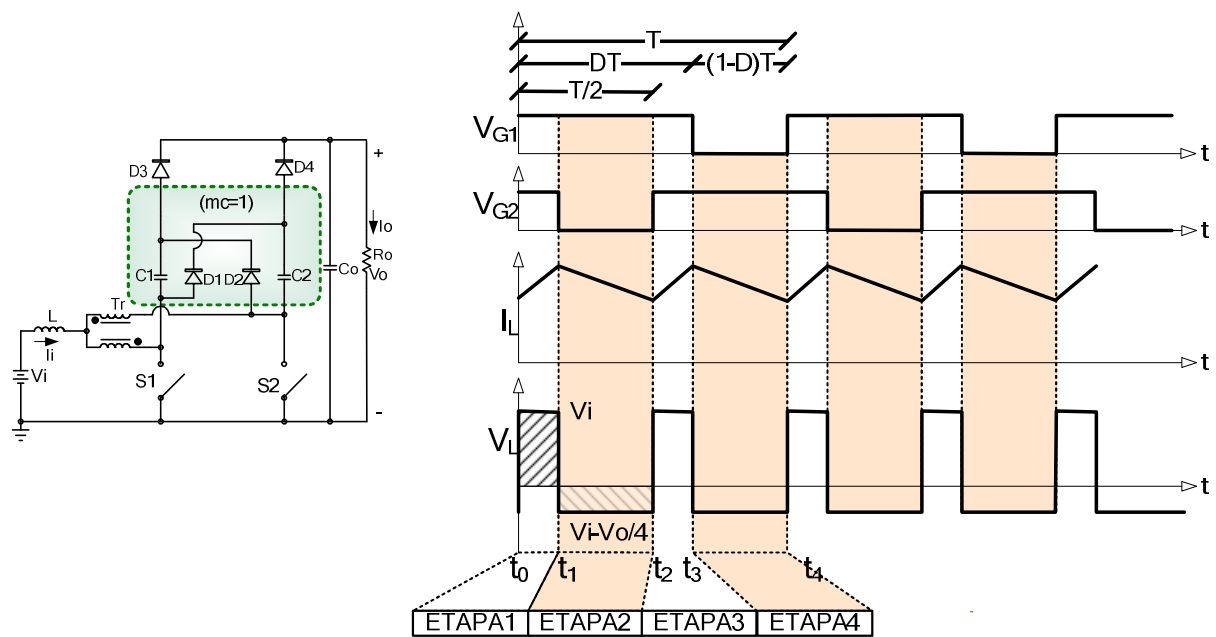


Figura 3.4 – Balanço volt-segundo no indutor L do conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

O ganho estático do conversor é obtido por meio do balanço volt–segundo no indutor L [7]. Segundo a Figura 3.4, a área da tensão vezes o tempo na etapa 1 de armazenamento de energia no indutor L é igual à área da tensão vezes o tempo na etapa 2, onde há descarga de energia. Isto é representado pela equação (3.1).

Generalizando a equação (3.1) para mc níveis, obtém-se (3.2).

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{(mc + 1)}{(1 - D)} \tag{3.2}$$

Na equação (3.2), V_o é a tensão de saída, V_i é a tensão de entrada, mc é o número de células multiplicadoras e D é a razão cíclica.

3.3.1.2 - VERIFICAÇÃO DO GANHO ESTÁTICO

Na Figura 3.5, são mostradas as comparações entre os ganhos de tensão (G_v) em função da razão cíclica (D) para distintos níveis multiplicadores de tensão (mc) e para modo de condução contínua. Deve-se ressaltar que os resultados obtidos por simulação são bem próximos aos valores obtidos analiticamente.

A partir da equação (3.2), obtém-se a razão cíclica D :

$$D = \frac{V_o - V_i (mc+1)}{V_o} \tag{3.3}$$

Na Figura 3.5, é possível observar que existe uma mudança do ganho estático $G_V(D)$ para valores de D menores que 0,5. Isto ocorre porque os capacitores multiplicadores não são mais carregados completamente devido ao reduzido tempo de carga. Assim, a equação que representa a mudança do ganho estático é dada por (3.4).

$$G_V = \frac{1}{1-2D} \tag{3.4}$$

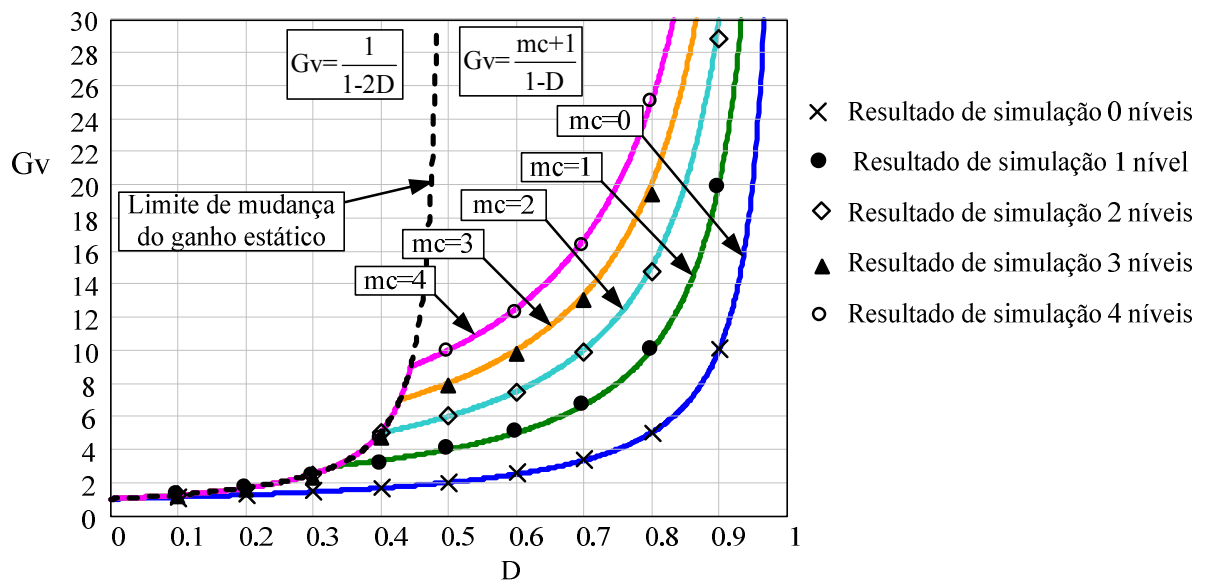


Figura 3.5 – Ganho estático do conversor proposto.

3.3.1.3 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes componentes do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) considerando um período de comutação T estão ilustradas na Figura 3.6. As formas de onda são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores S_1 e S_2 . Na Figura 3.6, as respostas são lineares e os tempos de duração de todas as etapas de operação podem ser estabelecidos em função da razão cíclica D e do período de comutação T .

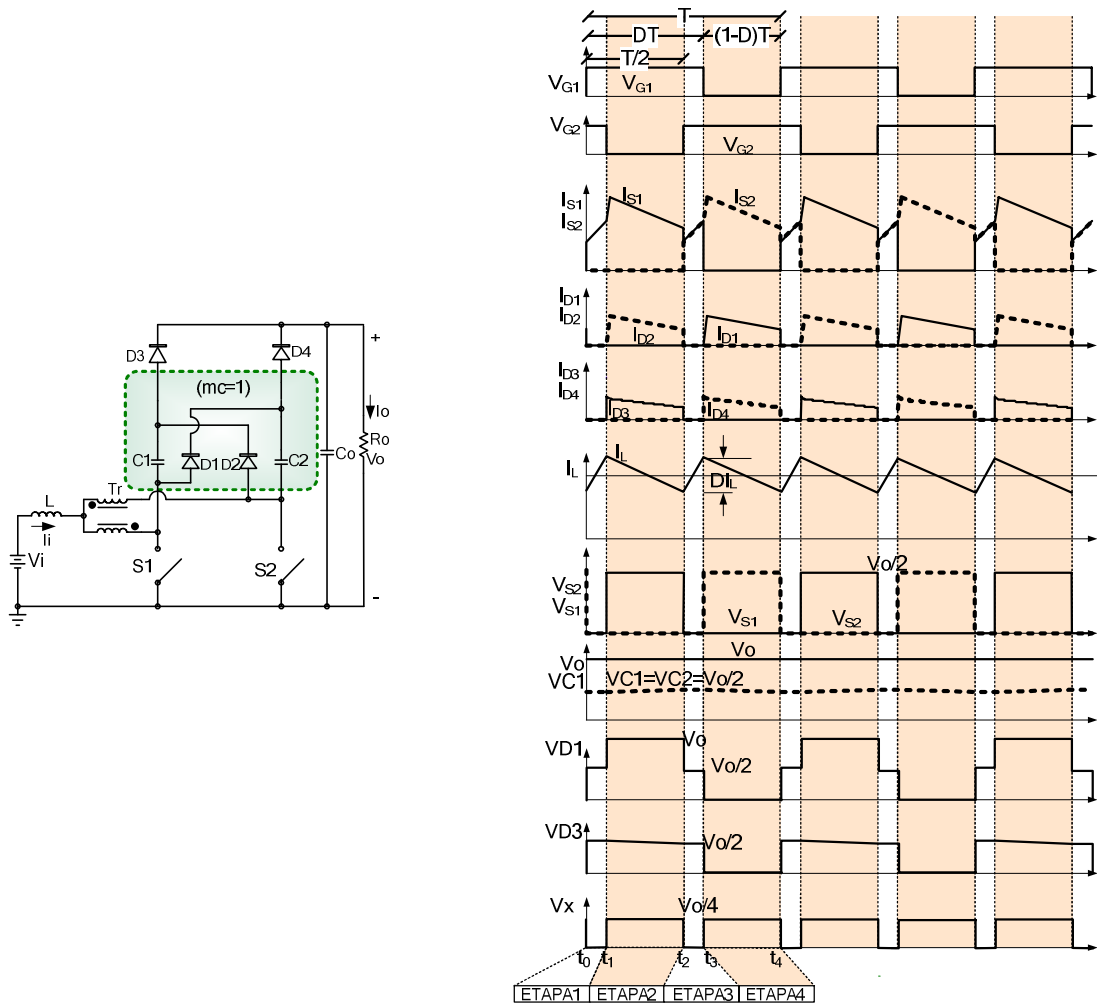


Figura 3.6 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e suas principais formas de onda em modo de condução contínua.

3.3.1.4 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Durante um período de comutação, ocorrem quatro etapas de operação que são descritas a seguir.

- Primeira Etapa (t_0-t_1):

Os interruptores S_1 e S_2 conduzem e todos os diodos permanecem reversamente polarizados. Conseqüentemente armazena-se energia no indutor L e não existe transferência de energia para a carga. A carga é alimentada pelo capacitor filtro de saída C_o . Esta etapa termina quando o interruptor S_2 deixa de conduzir.

- Segunda Etapa (t_1-t_2):

Nesta etapa, o interruptor S_2 é bloqueado e o interruptor S_1 permanece conduzindo. Os diodos D_2 e D_3 são diretamente polarizados e existe transferência de energia da entrada para a saída. O indutor transfere energia para os capacitores C_2 e C_o . Esta etapa termina quando o interruptor S_2 começa a conduzir.

- Terceira Etapa (t_2-t_3):

A terceira etapa é idêntica ao primeiro estágio de operação.

- Quarta Etapa (t_3-t_4):

A quarta etapa de operação é complementar à segunda etapa de operação, mudando a sequência de operação do braço do interruptor S_1 para o braço do interruptor S_2 .

3.3.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO

A razão cíclica D é definida como a relação entre o tempo de condução do interruptor e o período de comutação T , dada pela expressão (3.5).

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.5)$$

Onde t_{on} é o tempo de condução do interruptor.

A frequência de comutação dos interruptores (f_c) é definida pela expressão (3.6).

$$f_c = \frac{1}{T} \quad (3.6)$$

O intervalo de tempo em cada etapa de operação em função da razão cíclica é definido por (3.7).

$$\left\{ \begin{array}{l} t_1 - t_0 = \frac{T}{2} \cdot (2D - 1) \\ t_2 - t_1 = T \cdot (1 - D) \\ t_3 - t_2 = \frac{T}{2} \cdot (2D - 1) \\ t_4 - t_3 = T \cdot (1 - D) \end{array} \right. \quad (3.7)$$

3.3.1.6 - MÉTODO DE MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM APLICADO À CONFIGURAÇÃO COM UMA CÉLULA MULTIPLICADORA DE TENSÃO ($MC=1$)

Nesta seção, apresenta-se o modelo da configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) utilizando o interruptor PWM [1].

Quando esta metodologia é aplicada ao conversor mostrado na Figura 3.6, o resultado é um circuito médio equivalente do conversor como mostrado na Figura 3.7, onde todos os ramos das correntes e nós de tensão correspondem aos valores médios das correntes e tensões originais correspondentes.

Os valores de corrente médios para as os diodos são calculados com a equação (3.8).

$$I_{Dn \text{ med}} = \frac{1}{2 \cdot (mc + 1)} \cdot (1 - D) \quad (3.8)$$

Os valores de corrente médios para os interruptores são calculados pela equação (3.9).

$$I_{Sn \text{ med}} = \frac{1}{2 \cdot (mc + 1)} \cdot (D + (mc)) \quad (3.9)$$

Onde n e o número de componentes, como é mostrado na Figura 3.7.

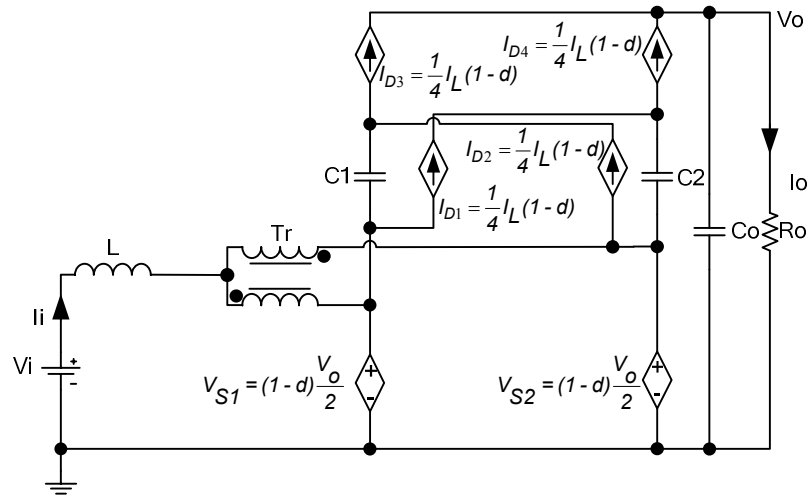


Figura 3.7 – Circuito médio da configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

A descrição do espaço de estados médios é obtida a partir do circuito equivalente mostrado na Figura 3.7. Assim, o modelo não linear da configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{C1} \\ \dot{v}_{C2} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{2 \cdot L} \\ -\frac{(1-d)}{4 \cdot C_1} & 0 & 0 & \frac{1}{R_o \cdot C_1} \\ -\frac{(1-d)}{4 \cdot C_2} & 0 & 0 & \frac{1}{R_o \cdot C_2} \\ \frac{(1-d)}{2 \cdot C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i(t) \quad (3.10)$$

A descrição acima pode ser generalizada como:

$$\dot{x}(t) = A(u)x(t) + B(u)e(t) \quad (3.11)$$

Onde $x(t) = [i_L \ v_{c1} \ v_{c2} \ v_o]^T \in \mathbb{R}^4$ é o valor médio do vetor de estado, $e(t) \in \mathbb{R}$ é a tensão de entrada; A é uma matriz de $\mathbb{R}^{4 \times 4}$ e B é um vetor em \mathbb{R}^4 . A representação acima é não linear, e por tanto a matriz A e o vetor B dependem do sinal de controle $u(t) \in \mathbb{R}$.

O processo de linearização descreve o comportamento do conversor para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação. O ponto de operação nominal no espaço de

estados do conversor pode ser derivado fixando $AX + BE = 0$, onde V_i é a tensão CC da entrada, resultando nas seguintes equações:

$$V_o \cdot (1-D) = V_i \cdot 2 \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{(1-D)} \quad (3.12)$$

$$I_L = \frac{2 \cdot V_o}{(1-D) \cdot R_o} \Rightarrow \frac{I_L}{I_o} = \frac{2}{(1-D)} \quad (3.13)$$

Agora, as relações de pequenos sinais entre as variáveis de estado podem ser obtidas através da aplicação de pequenos sinais de perturbações $\tilde{v}_i(t)$ para tensão nominal de entrada V_i e perturbação $\tilde{d}(t)$ para a razão cíclica nominal D como segue.

$$\begin{aligned} v_i(t) &= V_i + \tilde{v}_i(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Onde $\tilde{d}(t)$ é o sinal de controle. As perturbações resultam em variações nas variáveis de estado e a tensão de saída é dada por:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ v_o &= V_o + \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (3.15)$$

Quando as equações (3.14) e (3.15) são substituídas na expressão (3.10) e, assumindo que as perturbações são suficientemente pequenas tal que os termos não lineares podem ser desprezados, o seguinte modelo linear invariante no tempo é obtido:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-D)}{2 \cdot L} \\ -\frac{(1-D)}{4 \cdot C_1} & 0 & 0 & \frac{1}{R_o \cdot C_1} \\ -\frac{(1-D)}{4 \cdot C_2} & 0 & 0 & \frac{1}{R_o \cdot C_2} \\ \frac{(1-D)}{2 \cdot C_o} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{2 \cdot L} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{I_L}{2 \cdot C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{v}_i \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Este modelo descreve o comportamento do conversor proposto.

As funções de transferência obtidas através do modelo (3.16) são as seguintes:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{2 \cdot V_o \cdot (s \cdot R_o C_o + 1) + (1-D) \cdot R_o \cdot I_L}{s \cdot 4 \cdot L \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) + R_o \cdot (1-D)^2} \quad (3.17)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{R_o \cdot [(1-D) \cdot V_o - I_L \cdot 2 \cdot L \cdot s]}{s \cdot 4 \cdot L \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) + R_o \cdot (1-D)^2} \quad (3.18)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{R_o \cdot [(1-D) \cdot V_o - I_L \cdot 2 \cdot L \cdot s]}{2 \cdot V_o \cdot (s \cdot R_o C_o + 1) + (1-D) \cdot R_o \cdot I_L} \quad (3.19)$$

Para validar o modelo proposto, são mostrados os resultados de simulação do conversor *boost* cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) usando o simulador PSIM.

3.3.1.7 - VERIFICAÇÃO DA MODELAGEM MATEMÁTICA UTILIZANDO PSIM

Os diagramas de Bode das funções de transferência \tilde{i}_L/\tilde{d} e \tilde{v}_o/\tilde{d} obtidas analiticamente e por simulação usando o aplicativo PSIM são mostrados na Figura 3.8 e Figura 3.9, respectivamente. É possível observar que os modelos obtidos analiticamente são muito próximos aos modelos de simulação. Portanto, os modelos matemáticos obtidos descrevem adequadamente o comportamento do conversor *boost* cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

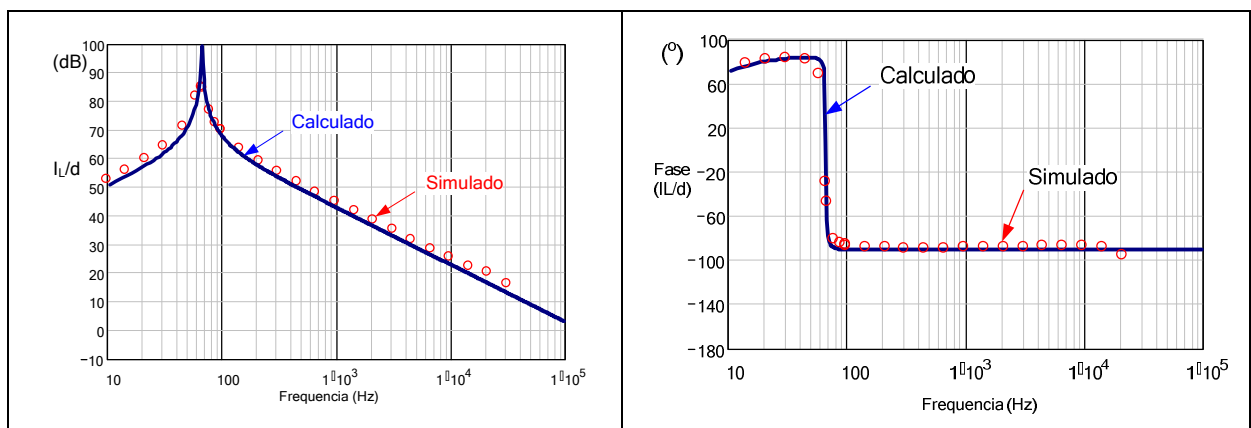


Figura 3.8 – Diagrama de Bode da função de transferência \tilde{i}_L / \tilde{d} calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

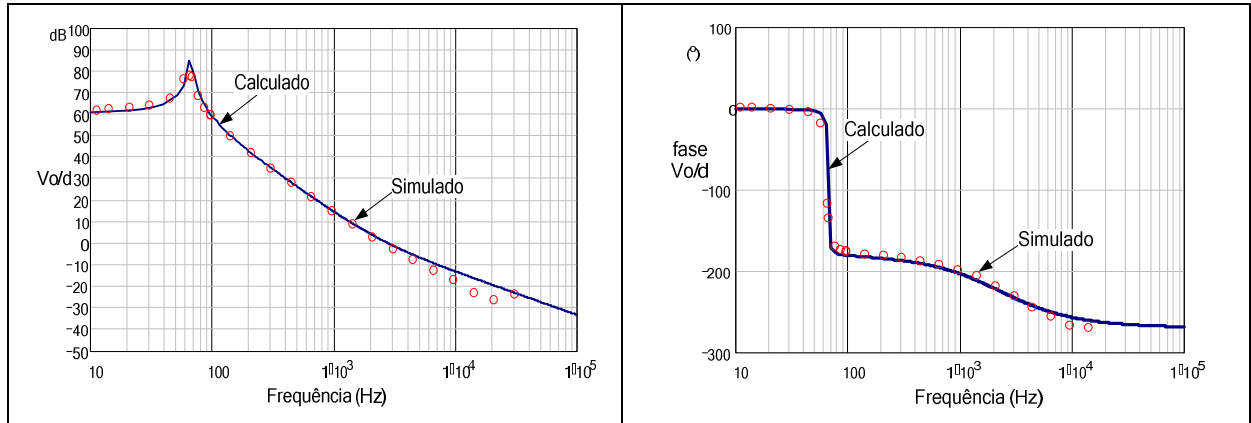


Figura 3.9 – Diagrama de Bode da função de transferência \tilde{v}_o / \tilde{d} calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

3.3.1.8 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com os resultados obtidos com a ferramenta de modelagem do interruptor PWM, é possível realizar a análise quantitativa da configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

Os valores médios da tensão e da corrente de saída em função da razão cíclica D , dos parâmetros de entrada (V_i e I_i) e das células multiplicadoras de tensão (mc), são definidos a partir da expressão (3.12) e (3.13). Assim, obtêm-se as expressões (3.20) e (3.21).

$$V_o = \frac{V_i \cdot (mc+1)}{(1-D)} \quad (3.20)$$

$$I_o = \frac{I_i \cdot (1-D)}{(mc+1)} \quad (3.21)$$

Onde I_i é a corrente de entrada V_i é a tensão de entrada.

A seguir é feita a determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e correntes nos componentes passivos e ativos do conversor para a configuração com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$).

A tensão máxima aplicada nos interruptores controlados S_1 e S_2 , diodos retificadores D_3 e D_4 e capacitores multiplicadores V_{C1} e V_{C2} é igual a:

$$V_{C1-C2} = V_{S1-S2} = V_{D3-D4} = \frac{\left(\frac{V_o}{2} + \frac{\Delta V_c}{8} \right)}{mc^{0.3}} \quad (3.22)$$

onde ΔV_c é a ondulação da tensão nos capacitores multiplicadores.

A máxima tensão nos diodos multiplicadores D_1 e D_2 é igual a duas vezes a tensão nos capacitores multiplicadores C_1 e C_2 .

$$V_{D1-D2} = 2 \cdot V_{C1-C2} \quad (3.23)$$

A corrente de entrada média do conversor é determinada por (3.24).

$$I_i = I_L = \frac{P_o}{V_i \cdot \eta} \quad (3.24)$$

A corrente média que circula através dos interruptores S_1 e S_2 do conversor é definida pela expressão (3.25), e a corrente eficaz é dada em (3.26).

$$I_{Savg} = \frac{I_L}{4} (D+1) \quad (3.25)$$

$$I_{Srms} = \frac{I_L}{4} \sqrt{(5-D)} \quad (3.26)$$

As correntes médias e eficazes nos diodos são dadas em (3.27) e (3.28), respectivamente.

$$I_{D1avg} = I_{D2avg} = I_{D3avg} = I_{D4avg} = \frac{I_L}{4} (1-D) \quad (3.27)$$

$$I_{D1rms} = I_{D2rms} = I_{D3rms} = I_{D4rms} = \frac{I_L}{4} \sqrt{(1-D)} \quad (3.28)$$

3.3.1.9 - DETERMINAÇÃO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA O DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR VÁLIDAS PARA QUALQUER NÚMERO DE CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=1, 2, 3\dots$)

Neste item, são mostradas as expressões matemáticas para o dimensionamento dos componentes do conversor para todos os níveis de operação, considerando $mc=1$ e $mc>1$.

A potência média de entrada do conversor é definida pela expressão (3.29).

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \quad (3.29)$$

onde P_o é a potência média de saída e η é o rendimento do conversor.

Substituindo P_o na expressão (3.29), obtém-se a expressão (3.30).

$$P_i = \frac{V_o \cdot I_o}{\eta} \quad (3.30)$$

As perdas por condução e por comutação dos interruptores de potência são calculadas da seguinte forma:

$$P_{Sw} = I_{Srms}^2 \cdot R_{DSon} + \frac{t_{Son} \cdot I_{Son} \cdot V_{Son}}{2 \cdot T} + \frac{t_{Soff} \cdot I_{Soff} \cdot V_{Soff}}{2 \cdot T} \quad (3.31)$$

As perdas por condução nos diodos de saída e nos diodos multiplicadores de tensão são calculadas por:

$$P_{Dj} = V_{FMj} \cdot I_{Djavg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{Dj} \cdot f \quad (3.32)$$

Onde $j=1, 3, 5, 7$ é o número de diodos.

Assumindo uma variação linear crescente de corrente no indutor para a primeira etapa de funcionamento nas diferentes configurações com ($mc=1$), ($mc=2$) e ($mc=3$) mostrados nas Figura 3.6, Figura 3.12 e Figura 3.16, respectivamente, obtém a equação (3.33).

$$L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = V_i = \frac{V_o \cdot (1-D)}{(mc+1)} \quad (3.33)$$

onde Δi_L é a ondulação de corrente no indutor L e Δt é o tempo de duração da superposição de ambos as sinais de entrada dada pela equação (3.34):

$$\Delta t = \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T = (2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T}{2} \quad (3.34)$$

Substituindo (3.34) em (3.33), obtém (3.35).

$$L \cdot \frac{\Delta i_L}{(2 \cdot D - 1) \cdot \frac{T}{2}} = \frac{V_o \cdot (1-D)}{(mc+1)} \quad (3.35)$$

Ordenando os termos da equação (3.35), chega-se a (3.36), que é a equação parametrizada que relaciona a variação máxima da ondulação de corrente em função da razão cíclica D .

$$\beta = \frac{2 \cdot L \cdot \Delta i_L}{T \cdot V_o} = \frac{(1-D) \cdot (2 \cdot D - 1)}{(mc+1)} \quad (3.36)$$

A Figura 3.10 mostra a variação de β em função da razão cíclica D . Observa-se que o máximo valor de ondulação da corrente no indutor L ocorre em $D=0,75$ e, portanto, a indutância é calculada substituindo o valor de D na equação (3.33), de onde é obtida a equação (3.37):

$$L = \frac{V_o}{16 \cdot f_c \cdot (mc+1) \cdot \Delta I_L} \quad (3.37)$$

Em (3.37), f_c é a frequência de comutação e ΔI_L é a ondulação da corrente no indutor.

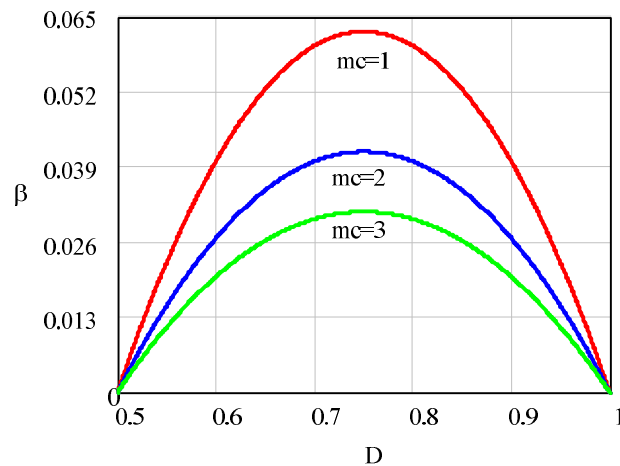


Figura 3.10 – Variação da ondulação de corrente no indutor em função da razão cíclica para diferentes níveis multiplicadores de tensão (mc).

Os capacitores multiplicadores de tensão podem ser calculados por (3.38).

$$\begin{aligned}
 \text{Para 1 nível } C_n &= \frac{1}{(4)} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} \\
 \text{Para 2 níveis } C_n &= \frac{1}{(3 \cdot n)} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} \\
 \text{Para 3 níveis } C_n &= \frac{(3-n+1)}{8} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} \\
 \text{Para 4 níveis } C_n &= \frac{(4-n+1)}{10} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

$\forall n=1, 2, 3, 4, \dots, mc$, n indica o número de níveis.

Em (3.38), ΔV é a ondulação da tensão dos capacitores multiplicadores.

A potência ativa processada pelo autotransformador de alta frequência é similar à potência processada em um autotransformador de baixa frequência, sendo que a demonstração é dada em [5].

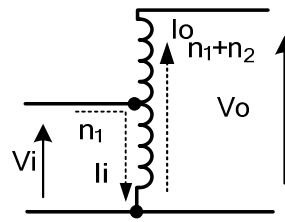


Figura 3.11 – Autotransformador elevador.

Define-se n_1 como o número de espiras do enrolamento primário e (n_1+n_2) como o número de espiras do enrolamento secundário. Se $n_1=n_2$, então $V_o=2V_i$ e $I_i=2I_o$.

De acordo com a Figura 3.11 que mostra o autotransformador utilizado na célula de comutação de três estados, a potência processada magneticamente (P_T) (parte não comum do núcleo) é uma fração da potência total (P_o):

$$P_T = I_o (V_o - V_i) \quad (3.39)$$

$$P_T = \frac{I_i}{2} \cdot (2V_i - V_i) \quad (3.40)$$

$$P_T = \frac{I_i \cdot V_i}{2} \quad (3.41)$$

Então, a potência magneticamente processada é:

$$P_T = \frac{P_o}{2} \quad (3.42)$$

3.3.1.10 - MODELAGEM DO CONVERSOR CONSIDERANDO O NÚMERO DE CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO SUPERIOR A UM ($MC > 1$).

O procedimento para a investigação de um modelo matemático com a ferramenta do interruptor PWM para as configurações considerando o número de células multiplicadoras de tensão superior a um ($mc > 1$) é semelhante ao método descrito na seção 3.3.1 - para a configuração com uma célula multiplicadora de tensão célula ($mc=1$).

Verificou-se teórica e experimentalmente que as formas de onda são lineares para configurações com uma célula multiplicadora de tensão célula ($mc=1$), como mostra a Figura 3.6. Por outro lado, para as configurações com maior número de células multiplicadoras de

tensão ($mc > 1$), as formas de onda são não lineares [25] [26] [27]. Além disso, a dificuldade da análise matemática utilizando a modelagem do interruptor PWM aumenta para configurações que operam com um número de células multiplicadoras de tensão superior a um ($mc > 1$) e é mais complexo modelar o circuito médio para essas configurações [27]. Um exemplo desta análise é descrito na seção 3.3.2.4 - do modelo matemático do conversor com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

3.3.2 - ESTUDO DO CONVERSOR COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=2$)

O estudo do conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) divide-se em três partes:

- 1) análise qualitativa;
- 2) modelagem do conversor;
- 3) análise quantitativa.

3.3.2.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

Quando a configuração opera com mais de uma célula multiplicadora de tensão ($mc > 1$), os tempos de comutação dos diodos são dependentes dos valores dos capacitores multiplicadores.

O conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) é mostrado na Figura 3.12. O mesmo é formado pelos seguintes dispositivos: uma fonte de tensão V_i , um indutor de armazenamento L na entrada, um autotransformador T , dois interruptores controlados S_1 e S_2 , duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) formadas pelos diodos D_1 a D_4 e capacitores C_1 a C_4 , dois diodos retificadores D_5 e D_6 , um capacitor filtro de saída C_o , e a resistência de carga R_o .

Durante um período de comutação, há oito etapas de operação, que são descritas a seguir.

- Primeira Etapa (t_0-t_1):

Os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e todos os diodos permanecem reversamente polarizados. Nesta etapa, ocorre armazenamento de energia no indutor L e não existe transferência de energia para a carga. A carga é alimentada pelo capacitor filtro de saída C_o . O intervalo termina quando o interruptor S_1 deixa de conduzir.

- Segunda Etapa (t_1-t_2):

Nesta etapa, o interruptor S_1 é bloqueado, o interruptor S_2 permanece conduzindo e o diodo D_3 é diretamente polarizado. Nesta etapa, ainda não existe transferência de energia da entrada para a saída. Assim, a carga continua sendo alimentada pelo capacitor de saída. O indutor continua sendo carregado com a corrente da fonte V_i . O capacitor C_1 é descarregado e os capacitores C_2 e C_4 são carregados. O intervalo termina quando o diodo D_5 começa a conduzir.

- Terceira Etapa (t_2-t_3):

Nesta etapa, o interruptor S_1 permanece bloqueado e o interruptor S_2 continua conduzindo. O diodo D_3 continua polarizado diretamente e o diodo D_5 é diretamente polarizado. Os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Existe transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_5 , de maneira que o capacitor C_o recebe energia. O indutor agora transfere sua energia para a saída, os capacitores C_4 e C_2 continuam sendo carregados, o capacitor C_1 continua sendo descarregado e o capacitor C_3 começa a ser descarregado. O intervalo termina quando o diodo D_3 deixa de conduzir.

- Quarta Etapa (t_3-t_4):

Nesta etapa, o interruptor S_1 permanece bloqueado, o interruptor S_2 continua conduzindo, o diodo D_3 é reversamente polarizado, o diodo D_5 permanece diretamente polarizado e o diodo D_1 é diretamente polarizado. Os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Existe transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_5 e o capacitor de da saída continua sendo carregado. O indutor é descarregado, o capacitor C_2 continua sendo carregado e os capacitores C_1 e C_3 continuam sendo descarregados. O intervalo termina quando o diodo D_1 deixa de conduzir.

- Quinta Etapa (t_4-t_5):

A quinta etapa é similar à primeira etapa de operação.

- Sexta Etapa (t_5-t_6):

A sexta etapa de operação é similar à segunda, mas a seqüência de operação é invertida entre o braço do interruptor S_1 e o braço do interruptor S_2 .

- Sétima Etapa (t_6-t_7):

A sétima etapa de operação é similar à terceira,

- Oitava Etapa (t_7-t_8):

A oitava etapa de operação é similar à quarta, mas a seqüência de operação é invertida entre o braço do interruptor S_1 e o braço do interruptor S_2 .

As diversas formas de onda de tensão e corrente nos componentes do conversor durante um período de comutação T estão ilustradas na Figura 3.12.

3.3.2.2 - PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As formas de onda são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados nos gatilhos dos interruptores S_1 e S_2 . Na Figura 3.12, observa-se que as respostas são não lineares e os tempos de duração de todas as etapas de operação não podem ser estabelecidos em função da razão cíclica D e do período de comutação T , sendo função dos valores das capacitâncias multiplicadoras utilizadas. Então, serão calculados os valores de correntes eficazes e correntes médias nos interruptores e nos diodos supondo valores de capacitâncias elevados, evitando assim erros de cálculo associados à exatidão dos intervalos de comutação.

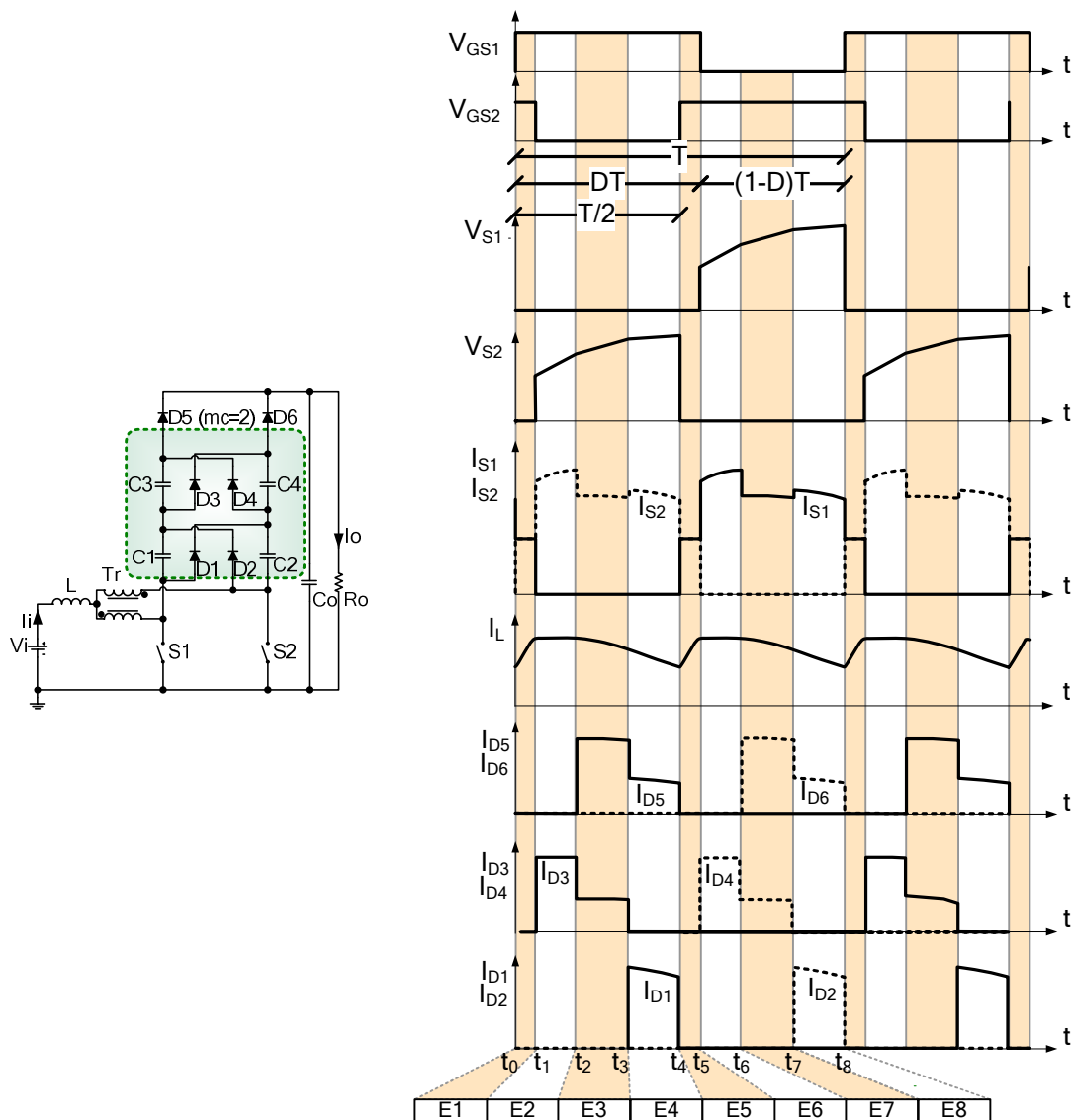


Figura 3.12 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) e suas principais formas de onda em modo de condução contínua.

3.3.2.3 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO

Para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) da Figura 3.10, a determinação dos tempos de comutação assumindo a capacitância $C_o \gg C_n$ é apresentada a seguir:

$$t_1 - t_0 = t_5 - t_4 = \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T \tag{3.43}$$

$$t_2 - t_1 = t_6 - t_5 = \frac{2 \cdot C_4 \cdot \Delta V}{I_L} \quad (3.44)$$

$$t_3 - t_2 = t_7 - t_6 = \frac{C_4 \cdot \Delta V}{\frac{I_L}{2} \cdot \left(\frac{C_{eq}}{C_{eq} + C_4} \right)} \quad (3.45)$$

$$t_4 - t_3 = t_8 - t_7 = (1-D) \cdot T - t_2 - t_1 - t_3 - t_2 = (1-D) \cdot T - \left(\frac{2 \cdot C_4^2}{C_2} - 6 \cdot C_4 \right) \cdot \frac{\Delta V}{I_L} \quad (3.46)$$

Os tempos das primeiras quatro etapas t_1, t_2, t_3, t_4 são similares aos tempos das quatro ultimas etapas t_5, t_6, t_7, t_8 devido à configuração simétrica do conversor, como é mostrado na Figura 3.12.

3.3.2.4 - MÉTODO DE MODELAGEM DO INTERRUPTOR PWM

Nesta seção, investiga-se o modelo matemático da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) usando o interruptor PWM [1].

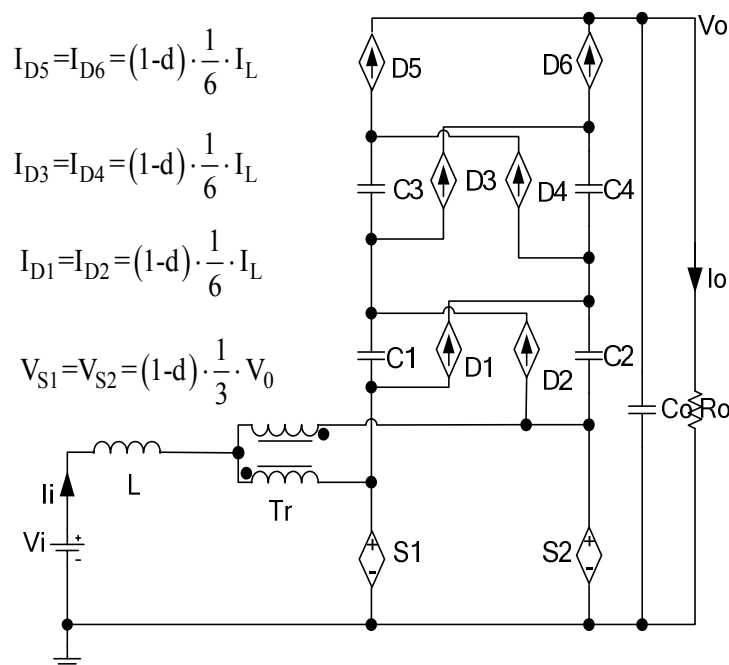


Figura 3.13 – Circuito médio da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

Quando esta metodologia é aplicada ao conversor mostrado na Figura 3.12, o resultado é um circuito equivalente mostrado na Figura 3.13, sendo que todos os ramos das correntes e nós de tensão correspondem aos valores médios das correntes e tensões originais correspondentes.

Agora, a descrição do espaço de estado médio é obtida a partir do circuito equivalente mostrado na Figura 3.13. O modelo não linear da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) é dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{C_1} \\ \dot{v}_{C_2} \\ \dot{v}_{C_3} \\ \dot{v}_{C_4} \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-d)}{3 \cdot L} \\ -\frac{(1-d)}{6 \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_1} \\ -\frac{(1-d)}{6 \cdot C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_2} \\ -\frac{(1-d)}{6 \cdot C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_3} \\ -\frac{(1-d)}{6 \cdot C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_4} \\ \frac{2 \cdot (1-d)}{6 \cdot C_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{C_1} \\ v_{C_2} \\ v_{C_3} \\ v_{C_4} \\ v_{C_0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \quad (3.47)$$

A descrição acima pode ser generalizada como:

$$\dot{x}(t) = A(u)x(t) + B(u)e(t) \quad (3.48)$$

Onde $x(t) = [i_L \ v_{C_1} \ v_{C_2} \ v_o]^T \in \mathbb{R}^4$ é o valor médio do vetor de estado, $e(t) \in \mathbb{R}$ é a tensão de entrada; A é uma matriz de $\mathbb{R}^{4 \times 4}$ e B é um vetor em \mathbb{R}^4 . A representação acima é não-linear, pois tanto a matriz A e vetor B dependem do sinal de controle $d(t) \in \mathbb{R}$.

O processo de linearização descreve o comportamento do conversor para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação. O ponto de operação nominal do espaço do estado do conversor pode ser derivado, fixando $AX + BV_i = 0$. Onde V_i é a tensão CC da entrada, resultando nas seguintes equações:

$$V_o = \frac{3 \cdot V_i}{(1-D)} \quad (3.49)$$

$$I_L = \frac{3 \cdot V_o}{R_o} \cdot \frac{1}{(1-D)} \quad (3.50)$$

Agora, as relações de pequenos sinais entre as variáveis do estado podem ser obtidas através da aplicação de pequenos sinais de perturbações $\tilde{v}_i(t)$ para tensão nominal de entrada V_i e $\tilde{d}(t)$ para a razão cíclica nominal D como segue.

$$\begin{aligned} v_i(t) &= V_i + \tilde{v}_i(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (3.51)$$

Onde $\tilde{d}(t)$ é a sinal de controle. Estas perturbações resultam em variações nas variáveis de estado e a tensão de saída é dada por:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ v_o &= V_o + \tilde{v}_o \end{aligned} \quad (3.52)$$

Quando as equações (3.51) e (3.52) são substituídas na expressão (3.47) e assumindo que as perturbações são suficientemente pequenas tal que os termos não lineares podem ser desprezados, o seguinte modelo de tempo linear invariante é obtido:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C4} \\ \dot{\tilde{v}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{(1-D)}{3 \cdot L} \\ -\frac{(1-D)}{6 \cdot C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_1} \\ -\frac{(1-D)}{6 \cdot C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_2} \\ -\frac{(1-D)}{6 \cdot C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_3} \\ -\frac{(1-D)}{6 \cdot C_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2 \cdot R_o \cdot C_4} \\ \frac{(1-D)}{3 \cdot C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o \cdot C_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{v}_{C3} \\ \tilde{v}_{C4} \\ \tilde{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_o}{3 \cdot L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{I_L}{3 \cdot C_o} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{e} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Este modelo descreve o comportamento do conversor proposto. As funções de transferência obtidas através do modelo são as seguintes:

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{3 \cdot V_o \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) + (1-D) \cdot R_o \cdot I_L}{s \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) \cdot 9 \cdot L + R_o \cdot (1-D)^2} \quad (3.54)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{-3 \cdot L \cdot R_o \cdot I_L \cdot s + V_o \cdot R_o \cdot (1-D)}{s \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) \cdot 9 \cdot L + R_o \cdot (1-D)^2} \quad (3.55)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{-3 \cdot L \cdot R_o \cdot I_L \cdot s + V_o \cdot R_o \cdot (1-D)}{3 \cdot V_o \cdot (s \cdot R_o \cdot C_o + 1) + (1-D) \cdot R_o \cdot I_L} \quad (3.56)$$

A fim de validar o modelo proposto, o resultado da simulação do diagrama de Bode da função de transferência \tilde{i}_L/\tilde{d} obtido a partir deste modelo do conversor *boost* cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) usando PSIM é apresentado na Figura 3.14.

3.3.2.5 - VERIFICAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO UTILIZANDO PSIM

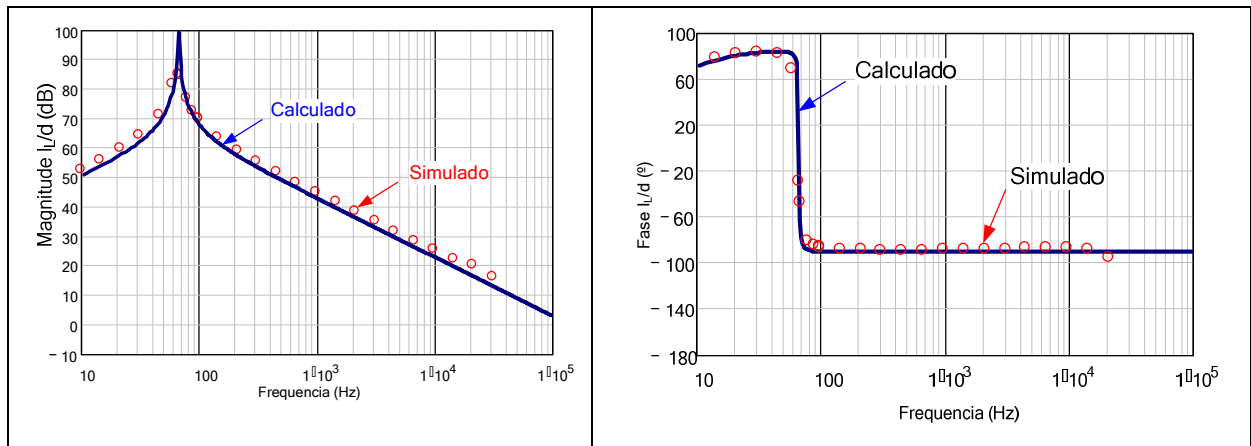


Figura 3.14 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

Os diagramas de Bode das funções de transferência \tilde{i}_L/\tilde{d} e \tilde{v}_o/\tilde{d} obtidos a partir do modelo do conversor e através da simulação do conversor usando PSIM são mostrados na Figura 3.14 e Figura 3.15, respectivamente. É possível observar que o modelo obtido analiticamente é muito próximo ao modelo obtido por simulação utilizando PSIM. Portanto, o modelo matemático obtido descreve muito bem o comportamento do conversor *boost* cc-cc de

alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

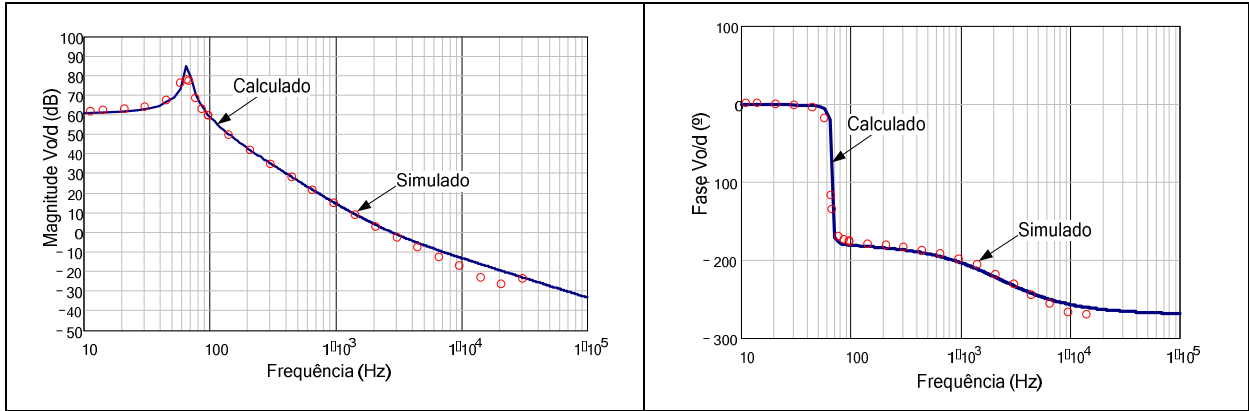


Figura 3.15 – Diagrama de Bode da função de transferência $\frac{\tilde{V}_o}{\tilde{d}}$ calculado e simulado, do conversor com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=2$).

3.3.2.6 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com os resultados obtidos com a ferramenta de Modelagem do interruptor PWM é possível a análise quantitativa da topologia proposta. A seguir, é feita a determinação das expressões matemáticas dos esforços de tensão e corrente nos componentes passivos e ativos do conversor com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

As correntes eficazes nos interruptores e diodos são mostradas em (3.57), (3.58), (3.59) e (3.60).

$$I_{S1rms} = I_{S2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{(2-D)T} \left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{4}T} I_L^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{4}T} \left(\frac{2}{3}I_L\right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{2}T} \left(\frac{5}{6}I_L\right)^2 \cdot dt \right)} \quad (3.57)$$

$$I_{S1rms} = I_{S2rms} = \frac{I_L}{12} \cdot \sqrt{6 \cdot (11 - 5 \cdot D)}$$

$$ID1_{rms} = ID2_{rms} = \int_0^{\frac{1-D}{2}T} \left(\frac{I_L}{3}\right)^2 \cdot dt = \frac{1}{6} I_L \cdot \sqrt{2 \cdot (1 - D)} \quad (3.58)$$

$$ID3_{rms} = ID4_{rms} = \int_0^{\frac{1-D}{4}T} \left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{4}T} \left(\frac{I_L}{6}\right)^2 \cdot dt = \frac{1}{12} I_L \cdot \sqrt{10 \cdot (1 - D)} \quad (3.59)$$

$$ID5_{\text{rms}} = ID6_{\text{rms}} = \int_0^{\frac{1-D}{4}T} \left(\frac{I_L}{3}\right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{2}T} \left(\frac{I_L}{6}\right)^2 \cdot dt = \frac{1}{12} I_L \cdot \sqrt{6 \cdot (1-D)} \quad (3.60)$$

Os valores médios de corrente nos interruptores são dados pela seguinte equação:

$$I_{S1\text{avg}} = I_{S2\text{avg}} = \frac{1}{6} \cdot (D+2) \cdot I_L \quad (3.61)$$

Os valores médios de corrente nos diodos multiplicadores de tensão e diodos retificadores são dados pelas seguintes equações:

$$I_{D1\text{avg}} = I_{D2\text{avg}} = I_{D3\text{avg}} = I_{D4\text{avg}} = I_{D5\text{avg}} = I_{D6\text{avg}} = (1-D) \cdot \frac{1}{6} \cdot I_L \quad (3.62)$$

Os valores médios de tensão nos capacitores multiplicadores de tensão e nos diodos são dados pelas seguintes equações:

$$V_{S1\text{avg}} = V_{S2\text{avg}} = \left(\left(\frac{V_o}{3} - 3 \cdot \Delta V \right) \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \left(\frac{V_o}{3} - 2 \cdot \Delta V \right) \cdot t_3 + \frac{V_o}{3} \cdot t_4 \right) \cdot \frac{1}{T} \quad (3.63)$$

$$V_{S1\text{avg}} = V_{S2\text{avg}} = \frac{V_o}{3} (1-D) - \frac{\Delta V^2}{I \cdot T} \left(4 \cdot \frac{C_4^2}{C_2} - 14 \cdot C_4 \right)$$

$$V_{D1\text{avg}} = V_{D2\text{avg}} = \left[\left(\frac{V_o}{3} - 3 \cdot \Delta V \right) \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + 3 \cdot \Delta V \cdot t_2 + \left(\frac{V_o}{3} + 3 \cdot \Delta V \right) \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} - 2 \cdot \Delta V \right) \cdot t_2 + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} - \Delta V \right) \cdot t_3 + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} + \Delta V \right) \cdot t_4 \right] \cdot \frac{1}{T} \quad (3.64)$$

$$V_{D1\text{avg}} = V_{D2\text{avg}} = (1-D) \cdot \Delta V + \frac{V_o}{3} - \left(\frac{4 \cdot C_4^2}{C_2} - 8 \cdot C_4 \right) \cdot \frac{\Delta V^2}{T \cdot I}$$

$$V_{D3avg} = V_{D4avg} = \left[\left(\frac{V_o}{3} - 3 \cdot \Delta V \right) \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \left(\frac{V_o}{3} + 3 \cdot \Delta V \right) \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} - 2 \cdot \Delta V \right) \cdot t_2 + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} - \Delta V \right) t_3 + \left(\frac{2 \cdot V_o}{3} + \Delta V \right) t_4 \right] \cdot \frac{1}{T} \quad (3.65)$$

$$V_{D3avg} = V_{D4avg} = \frac{V_o}{3} - \left(\frac{2 \cdot C_4^2}{C_2} + 4 \cdot C_4 \right) \cdot \frac{\Delta V^2}{T \cdot I}$$

$$V_{D5avg} = V_{D6avg} = \left[\left(\frac{V_o}{3} - 2 \cdot \Delta V \right) \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \Delta V \cdot t_2 + \left(\frac{V_o}{3} + 2 \cdot \Delta V \right) \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \cdot T + \left(\frac{V_o}{3} + 2 \cdot \Delta V \right) \cdot t_2 + \left(\frac{V_o}{3} \right) \cdot t_3 + \left(\frac{V_o}{3} - \Delta V \right) \cdot t_4 \right] \cdot \frac{1}{T} \quad (3.66)$$

$$V_{D5avg} = V_{D6avg} = (D-1) \cdot \Delta V + \frac{V_o \cdot D}{3} + \left(\frac{2 \cdot C_4^2}{C_2} + 12 \cdot C_4 \right) \cdot \frac{\Delta V^2}{T \cdot I}$$

3.3.3 - ESTUDO DO CONVERSOR COM TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=3$)

O estudo do conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$) divide-se em duas partes:

- 1) análise qualitativa;
- 2) análise quantitativa.

3.3.3.1 - ANÁLISE QUALITATIVA

Nas configurações com $mc > 1$, os tempos de comutação dos diodos são dependentes dos valores dos capacitores multiplicadores [26].

O conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$) é mostrado na Figura 3.16. O mesmo é formado pelos seguintes dispositivos: uma fonte de tensão V_i , um indutor de armazenamento L , um autotransformador T com dois enrolamentos, dois interruptores controlados S_1 e S_2 , três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$) formadas pelos diodos D_1 a D_6 , capacitores C_1 a C_6 ,

dois diodos retificadores D_7 e D_8 , um capacitor filtro de saída C_o e uma resistência de carga R_o .

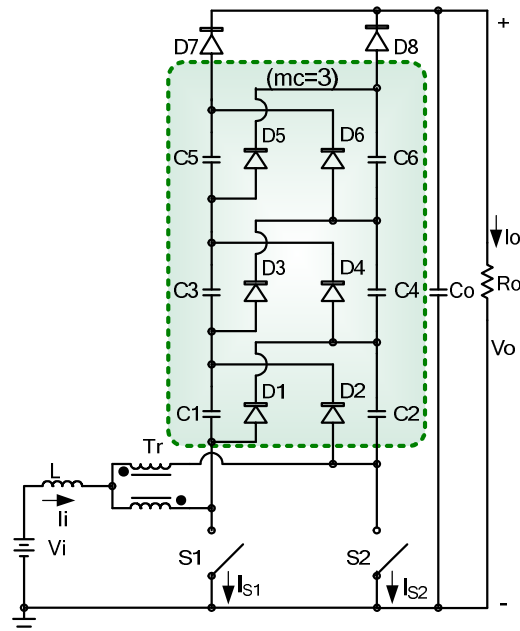


Figura 3.16 – Conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$).

3.3.3.2 - ETAPAS DE OPERAÇÃO

Durante um período de comutação, há oito etapas de operação, que são descritas a seguir:

- Primeira Etapa (t_0-t_1):

Os interruptores S_1 e S_2 estão conduzindo e todos os diodos permanecem reversamente polarizados. Conseqüentemente, armazena-se energia no indutor L e não existe transferência de energia para a carga. A carga é alimentada pelo capacitor de filtro de saída. O intervalo termina quando o interruptor S_1 deixa de conduzir. Esta etapa é representada no circuito da Figura 3.17, bem como as respectivas formas de onda relevantes.

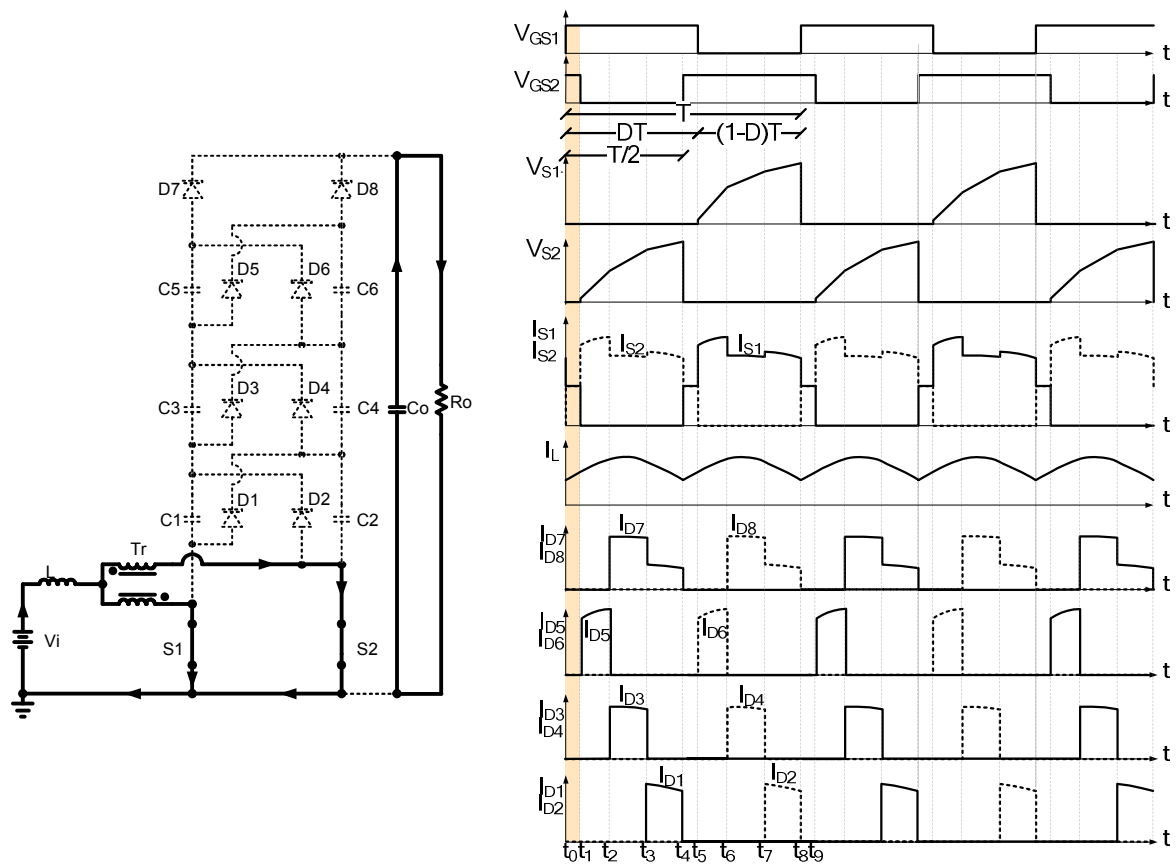


Figura 3.17 – Primeira etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A equação (3.67) descreve a etapa definida entre $t_0=0$ e $t_1=\frac{(2 \cdot D-1)}{2} \cdot T$.

$$V_i - L \frac{di(t)}{dt} = 0 \tag{3.67}$$

A equação resultante da corrente é a seguinte:

$$i(t) = \frac{V_i}{L} \cdot t + I_{Lmin} \tag{3.68}$$

- Segunda Etapa (t_1-t_2):

Nesta etapa, o interruptor S_1 se encontra bloqueado, o interruptor S_2 permanece conduzindo e o diodo D_5 é diretamente polarizado. Neste estágio, ainda não existe transferência de energia da entrada para a saída. Assim, a carga continua sendo alimentada pelo capacitor filtro de saída, o indutor L continua armazenando energia, os capacitores C_1 e

C_3 são descarregados e os capacitores C_2 , C_4 e C_6 são carregados. A Figura 3.18 mostra o circuito da etapa e as formas de onda marcadas em destaque.

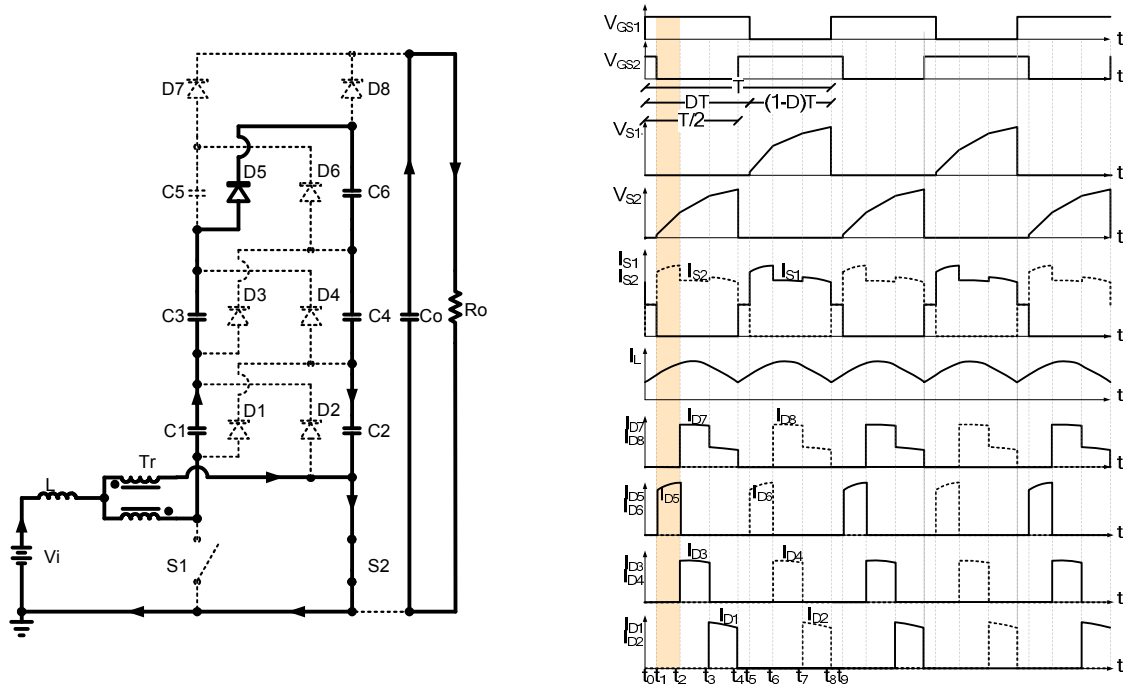


Figura 3.18 – Segunda etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A equação que descreve a etapa é a seguinte:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \frac{i_L(t)}{Ceq_1} \cdot Vi = 0 \tag{3.69}$$

Onde:

$$Ceq_1 = \frac{a}{b+c+d+e+f} \tag{3.70}$$

$$\begin{aligned} a &= C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_6 & b &= C_3 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot C_6 & c &= C_1 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot C_6 \\ d &= C_1 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_6 & e &= C_1 \cdot C_3 \cdot C_2 \cdot C_6 & f &= C_1 \cdot C_3 \cdot C_2 \cdot C_4 \end{aligned}$$

- Terceira Etapa (t_2-t_3):

Nesta etapa, o interruptor S_1 permanece bloqueado, o interruptor S_2 continua conduzindo, o diodo D_5 é reversamente polarizado e os diodos D_3 e D_7 são diretamente polarizados. Os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Existe uma transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_7 , de maneira que o

capacitor filtro de saída passa a ser carregado. O indutor continua armazenando energia, os capacitores C_2 e C_4 continuam sendo carregados e o capacitor C_1 continua sendo descarregado. Os capacitores C_3 e C_5 começam a ser descarregados.

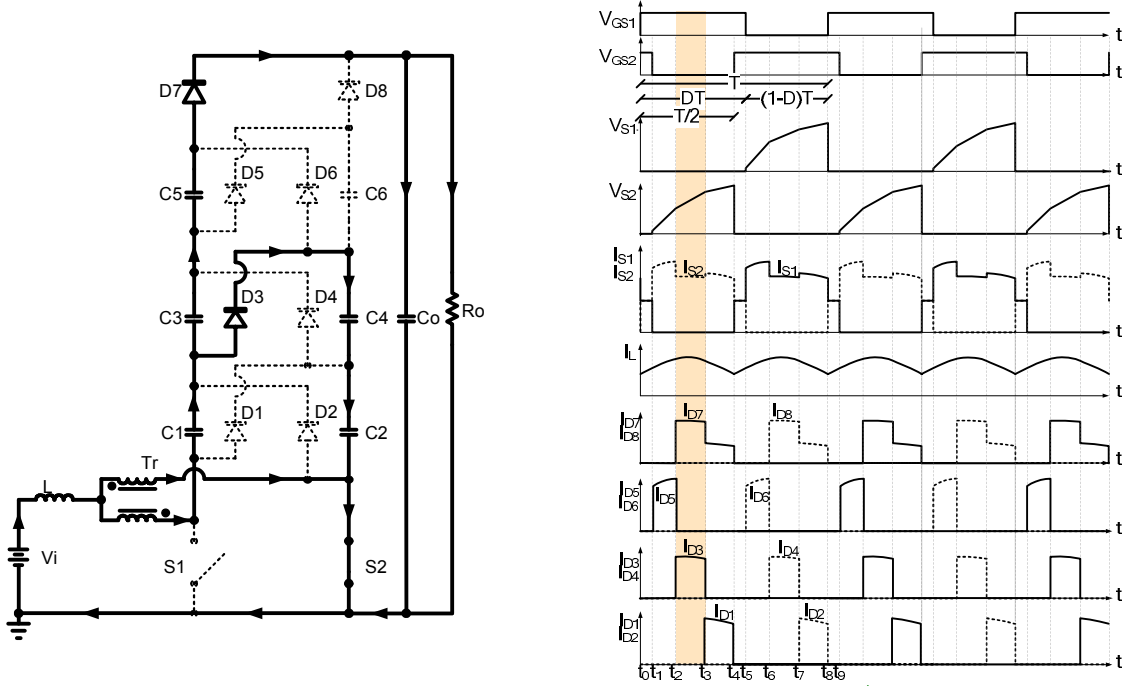


Figura 3.19 – Terceira etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A Figura 3.19 mostra o esquema da etapa e as formas de onda marcadas em destaque. A equação que descreve a etapa é:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_2}^{t_3} \frac{i_L(t)}{C_{eq2}} + \int_{t_2}^{t_3} \frac{i_o(t)}{C_{eq2}} - V_i - V_o = 0 \tag{3.71}$$

onde:

$$C_{eq2} = \frac{C_3 \cdot C_5}{C_3 + C_5} \tag{3.72}$$

- Quarta Etapa (t_3-t_4):

Nesta etapa, o interruptor S_1 permanece bloqueado, o interruptor S_2 continua conduzindo, o diodo D_3 é reversamente polarizado, o diodo D_7 permanece diretamente polarizado e o diodo D_1 é diretamente polarizado. Os demais diodos permanecem

reversamente polarizados. Existe transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_7 e o capacitor da saída C_o é carregado. O indutor é descarregado, o capacitor C_2 continua sendo carregado e os capacitores C_1, C_3 e C_5 continuam sendo descarregados.

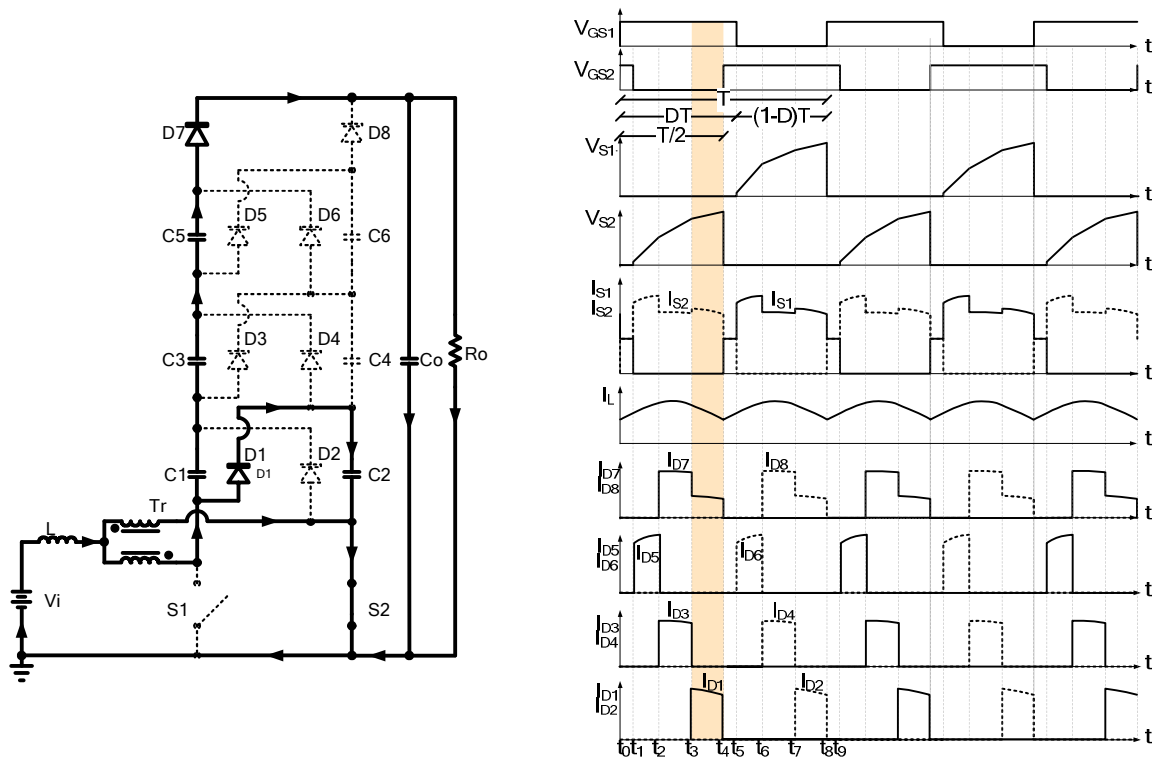


Figura 3.20 – Quarta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A Figura 3.20 mostra o circuito correspondente a esta etapa e as formas de onda marcadas em destaque. A equação que descreve a etapa é:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_3}^{t_4} \frac{i_L(t)}{C_2} + \frac{1}{2} \int_{t_3}^{t_4} \frac{i_o(t)}{C_2} - V_i - V_o = 0 \quad (3.73)$$

- Quinta Etapa (t_4 - t_5):

Nesta etapa, os interruptores são comandados para conduzir e o funcionamento é similar à primeira etapa, como pode ser observado na Figura 3.21.

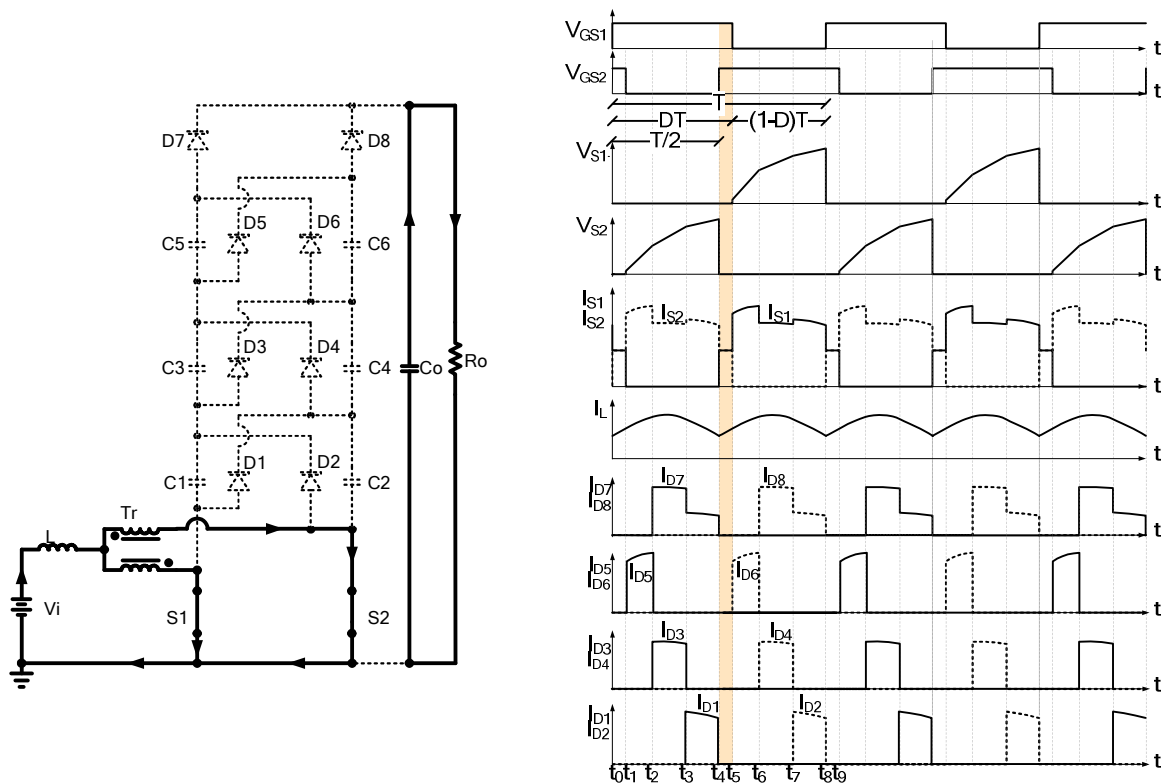


Figura 3.21 – Quinta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

- Sexta Etapa (t_5-t_6):

Nesta etapa, o interruptor S_2 é bloqueado, o interruptor S_1 permanece conduzindo e o diodo D_6 é diretamente polarizado. Neste estágio, ainda não existe transferência de energia da entrada para a saída, e a carga continua sendo alimentada pelo capacitor filtro de saída C_o . O indutor continua sendo carregado com a corrente da fonte, os capacitores C_2 e C_4 são descarregados e os capacitores C_1 , C_3 e C_5 são carregados. A Figura 3.22 mostra o circuito da etapa e as formas de onda marcadas em destaque.

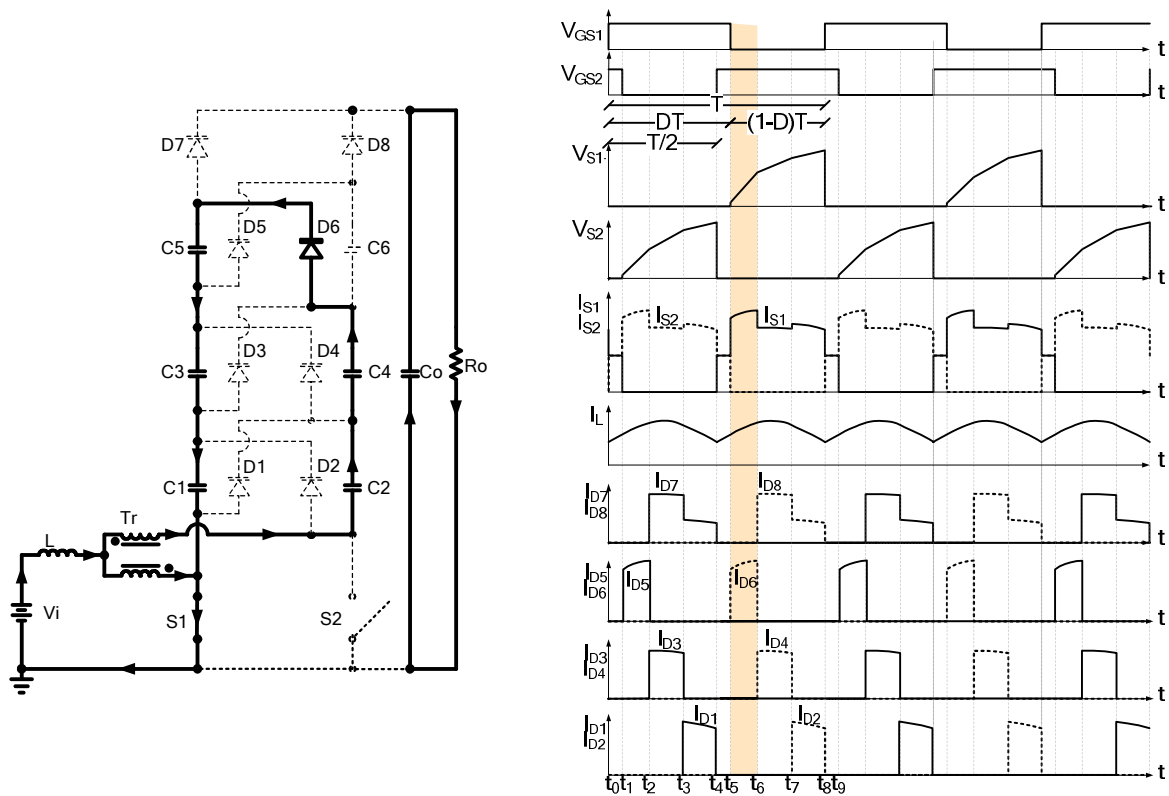


Figura 3.22 – Sexta etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A equação que descreve a etapa é:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_5}^{t_6} \frac{i_L(t)}{Ceq_3} \cdot V_i = 0 \tag{3.74}$$

Onde:

$$Ceq_3 = \frac{g}{h+i+j+k+l} \tag{3.75}$$

$$\begin{aligned} g &= C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_5 & h &= C_2 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_5 & i &= C_1 \cdot C_3 \cdot C_4 \cdot C_5 \\ j &= C_1 \cdot C_2 \cdot C_4 \cdot C_5 & k &= C_1 \cdot C_3 \cdot C_2 \cdot C_5 & l &= C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot C_5 \end{aligned}$$

- Sétima Etapa (t_6-t_7):

O interruptor S_2 permanece bloqueado, o interruptor S_1 continua conduzindo, o diodo D_6 é reversamente polarizado e os diodos D_4 e D_8 são diretamente polarizados. Os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Existe transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_8 ao capacitor filtro de saída C_0 . O indutor é agora descarregado, os

capacitores C_1 e C_3 continuam sendo carregados, o capacitor C_2 continua sendo descarregado e os capacitores C_4 e C_6 começam a se descarregar. A Figura 3.23 mostra o esquema da etapa e as formas de onda marcadas em destaque.

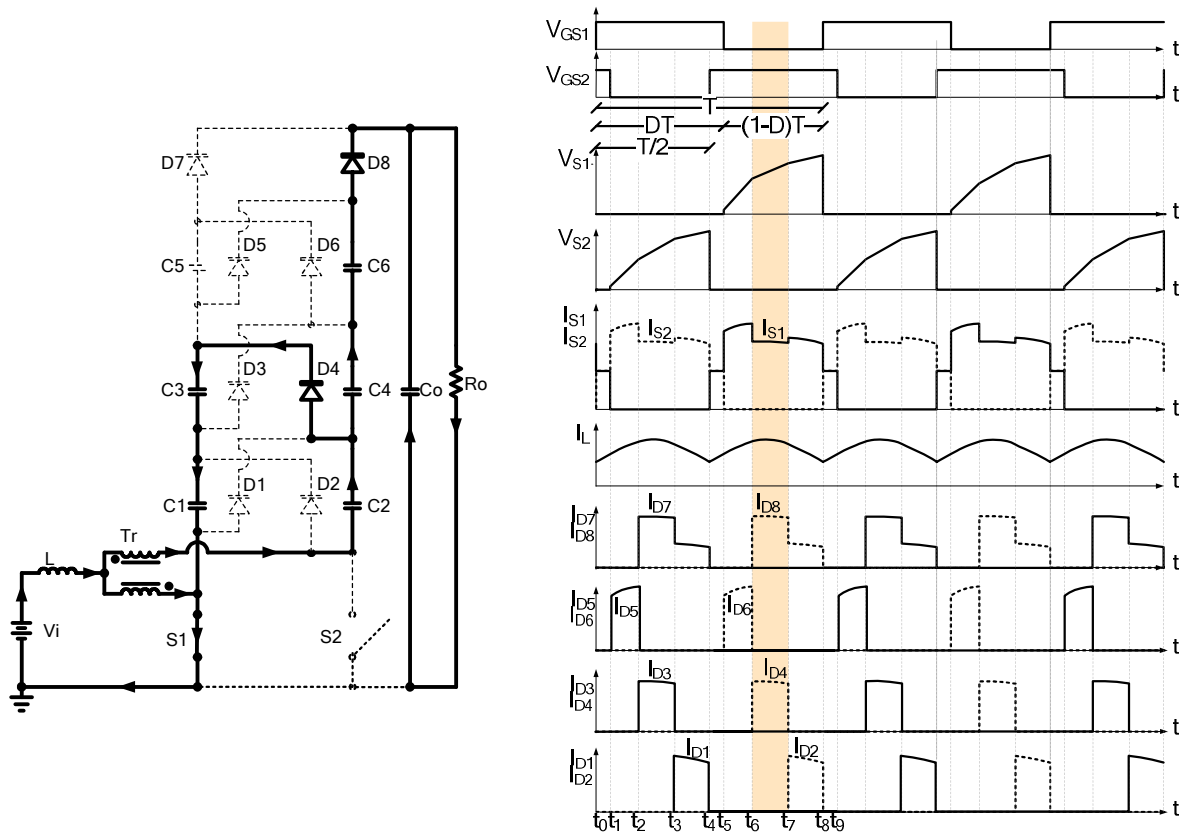


Figura 3.23 – Sétima etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

A equação (3.76) descreve esta etapa:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_6}^{t_7} \frac{i_L(t)}{C_{eq4}} + \int_{t_6}^{t_7} \frac{i_o(t)}{C_{eq4}} - V_i - V_o = 0 \quad (3.76)$$

Onde:

$$C_{eq4} = \frac{C_1 \cdot C_3}{C_1 + C_3} \quad (3.77)$$

- Oitava Etapa (t_7-t_8):

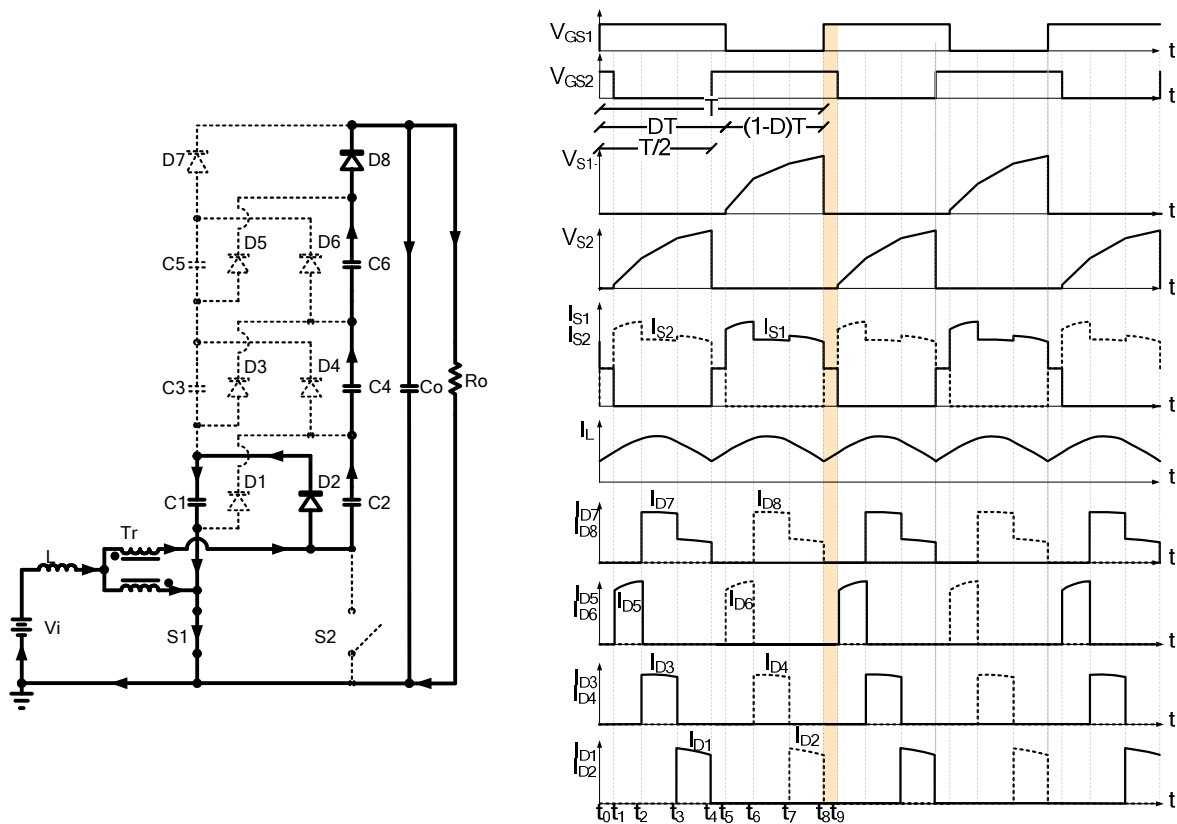


Figura 3.24 – Oitava etapa de operação da configuração com três níveis multiplicadores de tensão ($mc=3$).

O interruptor S_1 permanece conduzindo, o interruptor S_2 continua bloqueado, o diodo D_4 é reversamente polarizado, o diodo D_8 permanece diretamente polarizado e o diodo D_2 é polarizado diretamente. Os demais diodos permanecem reversamente polarizados. Existe transferência de energia da entrada para a saída através do diodo D_8 ao capacitor de filtro de saída C_o , que continua sendo carregado. O indutor continua sendo descarregado, o capacitor C_1 continua sendo carregado e os capacitores C_2 , C_4 e C_6 continuam sendo descarregados. A Figura 3.24 mostra o circuito da etapa e as formas de onda marcadas em destaque.

A equação (3.78) descreve esta etapa:

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{1}{4} \cdot \int_{t_7}^{t_8} i_L(t) + \frac{1}{2} \int_{t_7}^{t_8} i_o(t) - V_i - V_o = 0 \tag{3.78}$$

3.3.3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA

Com objetivo de calcular os intervalos de tempo das etapas de operação, aplica-se a metodologia de análise das correntes médias e, assim, calculam-se os esforços dos valores eficazes nos componentes da configuração com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$) [26].

A seguir, será feita a determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e correntes nos componentes passivos e ativos do conversor com três células multiplicadoras de tensão ($mc=3$). Essas expressões serão utilizadas para o projeto do conversor [26].

A tensão máxima aplicada nos interruptores controlados S_1 e S_2 , nos diodos retificadores D_7 e D_8 e nos capacitores multiplicadores V_{C1} a V_{C6} é igual a:

$$V_{C1-C6} = V_{S1-S2} = V_{D7-D8} = \frac{\left(\frac{V_o}{2} + \frac{\Delta V_c}{8} \right)}{mc^{0.3}} \quad (3.79)$$

sendo que ΔV_c é a ondulação da tensão dos capacitores multiplicadores.

A máxima tensão dos diodos multiplicadores D_1 a D_6 é igual a duas vezes a tensão sobre os capacitores multiplicadores C_1 a C_6 .

$$V_{D1-D6} = 2 \cdot V_{D7-D8} \quad (3.80)$$

A corrente eficaz que circula através dos interruptores S_1 e S_2 do conversor é definida pela expressão (3.81).

$$I_{S1rms} = I_{S2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{(2-D)T} \left(\frac{I_L}{2} \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{3}T} I_L^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{3}T} \left(\frac{3}{4} I_L \right)^2 \cdot dt + \int_0^{\frac{1-D}{3}T} \left(\frac{7}{8} I_L \right)^2 \cdot dt \right)} \quad (3.81)$$

$$I_{S1rms} = I_{S2rms} = \frac{I_L}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot (101 - 53 \cdot D)}$$

A corrente média que circula através dos interruptores S_1 e S_2 do conversor é definida pela expressão (3.82).

$$I_{S1avg} = I_{S2avg} = \frac{1}{8} \cdot (D + 3) \cdot I_L \quad (3.82)$$

As correntes médias em cada diodo são determinadas pela seguinte expressão:

$$I_{D1avg}, I_{D2avg}, \dots = \frac{1}{8} \cdot (1-D) \cdot I_L \quad (3.83)$$

As correntes eficazes nos diodos são dadas em (3.84), (3.85), (3.86) e (3.87), os valores das correntes e tempos instantâneos de cada etapa são mostrados nas equações (3.88):

$$I_{D1rms} = I_{D2rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_3-t_4} (I_{e_2})^2 \cdot dt} \quad (3.84)$$

$$I_{D3rms} = I_{D4rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_2-t_3} (I_{e_1})^2 \cdot dt} \quad (3.85)$$

$$I_{D5rms} = I_{D6rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_1-t_2} \left(\frac{I_L}{2}\right)^2 \cdot dt} \quad (3.86)$$

$$I_{D7rms} = I_{D8rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{t_2-t_3} I_{o1}^2 \cdot dt + \int_0^{t_3-t_4} I_{o2}^2 \cdot dt \right]} \quad (3.87)$$

3.3.3.4 - DETERMINAÇÃO DOS INTERVALOS DE TEMPO

Os tempos de comutação são calculados através das correntes que passam pelos diodos usando circuitos equivalentes médios para cada uma das oito etapas de operação que foram apresentadas nas Figura 3.17 a Figura 3.24. Nestes circuitos, substitui-se a tensão de entrada V_i que está em série com o indutor por uma fonte de corrente I_i , e substitui-se o capacitor em paralelo com a carga por uma fonte de tensão V_o .

Na Figura 3.18, Figura 3.19 e Figura 3.20, tem-se que, durante as etapas dois a quatro, os capacitores C_2 , C_4 e C_6 do braço complementar ao interruptor S_1 são carregados seqüencialmente, mas os capacitores do próprio braço são descarregados da mesma forma.

Os tempos de comutação são mostrados em (3.88).

$$\left\{ \begin{array}{l} t_0-t_1 = t_4-t_5 = \frac{T}{2} \cdot (2D-1) \\ t_1-t_2 = t_5-t_6 = T \cdot \frac{(1-D)}{mc+1} \\ t_2-t_3 = t_6-t_7 = \frac{T}{2} \cdot \left(\frac{1-D}{mc+1} \right) \cdot \left(1 + \frac{\frac{2}{C1} + \frac{1}{C3}}{\frac{1}{C3} + \frac{1}{C5} + \frac{1}{Co}} \right) \\ t_3-t_4 = t_7-t_8 = T \cdot \frac{(1-D)}{mc+1} \cdot \left(1 + \frac{1}{1 + \frac{C1}{C3} + \frac{C1}{C5} + \frac{C1}{Co}} \right) \end{array} \right. \quad (3.88)$$

Para a configuração com três níveis ($mc=3$), t_2-t_3 e t_3-t_4 são função de C_1 , C_3 , C_5 e C_o .

3.4 - CONCLUSÕES

O modelo do interruptor PWM aplicado a conversores CC-CC que operam no modo de condução contínua [1] é uma técnica importante que permite encontrar o modelo matemático do conversor por simples inspeção do circuito. Assim, é possível implementar também este modelo na simulação e desenvolver análises em regime permanente, regime transitório e análise de pequenos sinais por meio de uma abordagem unificada.

A modelagem da topologia em estudo se torna um desafio devido a sua não linearidade, originada pelos dois interruptores, um autotransformador, e as células multiplicadoras de tensão (mc). Logo, a ferramenta do interruptor PWM pode ser empregada então em conversores mais complexos que contenham mais de um interruptor controlado.

As formas de onda são lineares para configurações com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e para configurações com maior número de células multiplicadoras de tensão ($mc>1$) são não lineares. Assim, constatou que a dificuldade da análise matemática ao utilizar a modelagem do interruptor PWM aumenta para configurações com múltiplas células multiplicadoras de tensão ($mc>1$), porque nestas condições de operação é mais complexo encontrar os tempos de comutação das diferentes etapas. Por esta razão, neste capítulo é importante destacar a análise matemática das topologias com duas ($mc=2$) e três ($mc=3$) células multiplicadoras de tensão.

O ganho estático do conversor proposto é calculado utilizando o método de balanço volt–segundo, e também se verificou que é possível calculá-lo por meio do interruptor PWM.

Os modelos matemáticos obtidos descrevem satisfatoriamente o comportamento do conversor *boost* cc-cc de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (*mc*). Resultados de simulação utilizando o aplicativo computacional PSIM permitiram validar a aplicabilidade da técnica de modelagem adotada.

Nas configurações com $mc > 1$, os tempos de comutação dos diodos são dependentes dos valores dos capacitores multiplicadores [26]. Logo, as expressões matemáticas para a determinação dos esforços de tensão e corrente nos componentes ativos e passivos para as configurações apresentadas com uma, duas e três células multiplicadoras de tensão não são iguais. Então, é importante a análise matemática para cada configuração considerando o número de níveis [26] [27].

CAPÍTULO 4

EXEMPLO DE PROJETO DAS CONFIGURAÇÕES COM DUAS E TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=2$) E ($MC=3$)

4.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta a metodologia e exemplo de projeto do conversor *boost* de alto ganho para configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão ($mc=2$ e $mc=3$, respectivamente).

O projeto dos conversores é desenvolvido nas seguintes seções deste capítulo considerando a análise previamente realizada no capítulo 3.

4.2 - PROJETO DAS CONFIGURAÇÕES COM DUAS E TRÊS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=2$) E ($MC=3$) DO CONVERSOR *BOOST* DE ALTO GANHO

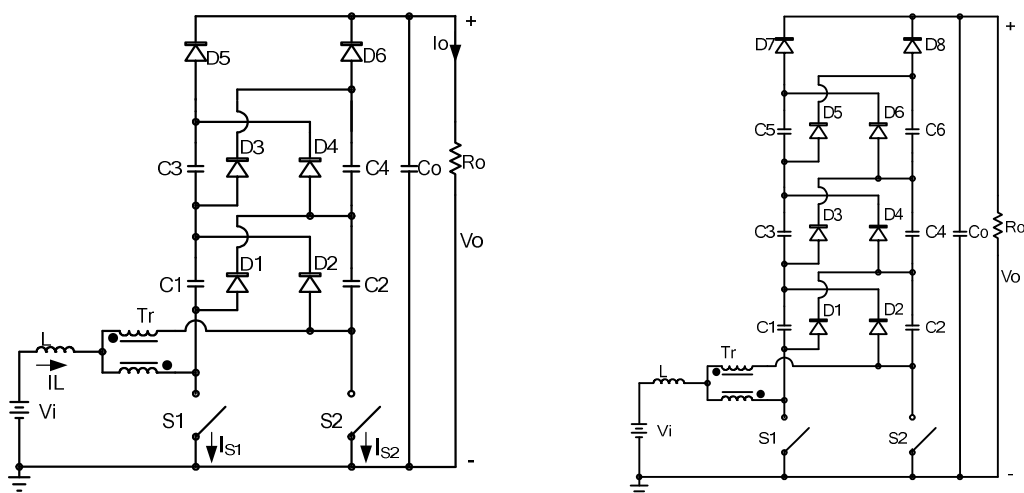


Figura 4.1 – Conversores CC-CC de alto ganho baseados na célula de comutação de três estados com duas e três células multiplicadoras de tensão.

Nesta seção, é apresentado o projeto do circuito de potência das duas configurações de conversores de alto ganho, sendo que as principais equações obtidas no capítulo 3 foram

usadas para este propósito. Na Figura 4.1, apresentam-se os circuitos de potência das configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão. Deve-se ressaltar que, para o projeto das duas configurações, considera-se que a carga conectada à saída é puramente resistiva, conforme a análise realizada no capítulo 3.

As especificações adotadas no projeto para as duas configurações de conversores são dadas na Tabela 4.1

Tabela 4.1 – Especificações de projeto dos conversores boost CC-CC de alto ganho.

| Parâmetro | Especificação |
|--|-------------------------------|
| Máxima potência de saída | $P_o = 1000$ [W] |
| Tensão mínima de entrada | $V_{imin} = 42$ [V] |
| Tensão máxima de entrada | $V_{imax} = 54$ [V] |
| Tensão nominal de entrada | $V_i = 48$ [V] |
| Tensão nominal de saída | $V_o = 400$ [V] |
| Frequência de comutação dos semicondutores | $f = 25$ [kHz] |
| Máxima ondulação de corrente no indutor L | $\Delta I_L = 15\% I_{imax}$ |
| Máxima ondulação da tensão nos capacitores multiplicadores de tensão | $\Delta V_{C_k} = 8,75\% V_o$ |
| Máxima ondulação da tensão de saída | $\Delta V_{C_o} = 5\% V_o$ |
| Rendimento esperado do conversor <i>boost</i> de alto ganho | $\eta = 95\%$ |
| Relação de transformação | $n = 1$ |

4.3 - CÁLCULO DE ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Para simplificar a metodologia e exemplo de projeto, os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor são obtidos para as condições nominais de funcionamento, considerando uma carga puramente resistiva.

Potência de entrada:

A potência de entrada média do conversor é calculada em (4.1).

$$P_i = \frac{1000}{0,95} = 1052,6 \text{ [W]} \quad (4.1)$$

Razão cíclica nominal:

Em função das especificações iniciais, pode-se calcular o valor da razão cíclica nominal de operação dos interruptores do conversor *boost* para as duas configurações $mc=2$ e $mc=3$, considerando o pior caso da tensão de entrada, isto é, $V_i=42 \text{ V}$.

$$D = \frac{400-42(2+1)}{400} = 0,685 \quad (mc=2) \quad (4.2)$$

$$D = \frac{400-42(3+1)}{400} = 0,58 \quad (mc=3)$$

Corrente de entrada média:

Empregando os valores nominais do projeto com (4.3) pode-se calcular a corrente média de entrada do indutor para as duas configurações de $mc=2$ e $mc=3$.

$$I_{Lmed} = \frac{1000}{48 \cdot 0,95} = 21,93 \text{ [A]} \quad (4.3)$$

Corrente de entrada máxima:

Com a tensão de entrada mínima, calcula-se a corrente de entrada máxima do indutor para as configurações $mc=2$ e $mc=3$.

$$I_{Lmax} = \frac{1000}{42 \cdot 0,95} = 25,06 \text{ [A]} \quad (4.4)$$

Máxima ondulação da corrente no indutor L :

$$\Delta I_L = \%I_L \cdot I_{Lmax} = 0,15 \cdot 25,06 = 3,76 \text{ [A]} \quad (4.5)$$

Corrente de saída média:

A corrente média de saída é dada pela expressão (4.6) para $mc=2$ e $mc=3$.

$$I_{\text{omed}} = \frac{P_o}{V_o} \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ [A]} \quad (4.6)$$

Projeto do indutor L :

A seguir, é realizado o projeto físico do indutor L e os cálculos dos esforços de corrente aos quais será submetido.

O valor da indutância do indutor é obtido a partir da expressão (3.37).

$$L = \frac{400}{16 \cdot (25000) \cdot (2+1) \cdot 3,76} = 88,7 \text{ [\mu H]} \quad (mc=2)$$

$$L = \frac{400}{16 \cdot (25000) \cdot (3+1) \cdot 3,76} = 66,5 \text{ [\mu H]} \quad (mc=3) \quad (4.7)$$

Foi escolhido o valor intermediário de $L=70 \text{ [\mu H]}$ nas duas configurações.

Projeto físico do indutor:

Para a construção do indutor é empregado um núcleo magnético toroidal da fabricado por Magnetics. A implementação é desenvolvida seguindo as recomendações contidas manual do próprio fabricante.

- Escolha do núcleo:

É empregado o núcleo toroidal de material Hi Flux com as seguintes características:

- material HiFlux, cuja indutância interna é constituída por entreferro distribuído em forma de micro esferas de ar;
- formado por 50% níquel e 50% de uma mistura de ferro em pó, que produz maior capacidade de polarização comparada com qualquer outro material de tipo ferro em pó;
- núcleos Hi Flux têm certas vantagens para aplicações de alta potência, como elevada polarização em corrente contínua ou alta polarização em corrente alternada a elevadas freqüências de comutação;
- possuem uma densidade de fluxo de saturação da ordem de 1,5 T, valor consideravelmente superior se comparado a núcleos de ferrite convencionais que possuem 0,45 T;

- as perdas dos núcleos Hi Flux são muito menores que em qualquer outro material de tipo pó de ferro;
- é possível obter uma redução de tamanho comparado com outros núcleos de material tipo pó de ferro.

A seleção do tamanho do núcleo é baseada na seguinte relação:

$$A_p = I_{Lmed}^2 \cdot L = 21,93^2 \cdot 70 \times 10^{-3} = 33,66 \text{ [A}^2 \cdot \text{mH]} \quad (4.8)$$

Donde:

I_{Lmed} – corrente média no indutor [A];

L – indutância nominal [mH].

A variação da densidade de fluxo magnético é calculada em (4.9).

$$\Delta B_{max} = \frac{B_{max}}{I_{max}} \cdot \Delta I_{max} = \frac{1.5}{I_{max}} \cdot 20\% I_{max} = 0,3 \text{ [T]} \quad (4.9)$$

A seguir, escolhe-se o tamanho do núcleo utilizando o ábaco da Figura 4.2.

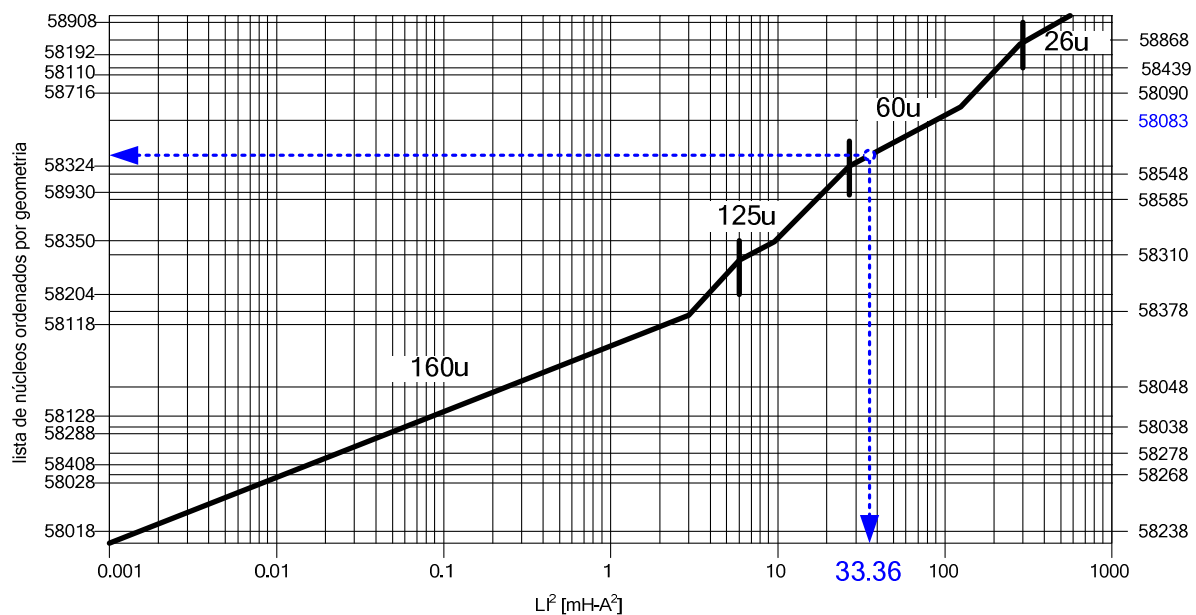


Figura 4.2 – Escolha do indutor para o conversor CC-CC de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados.

A escolha do núcleo é baseada nas dimensões dos enrolamentos, segundo mostra a Figura 4.3.

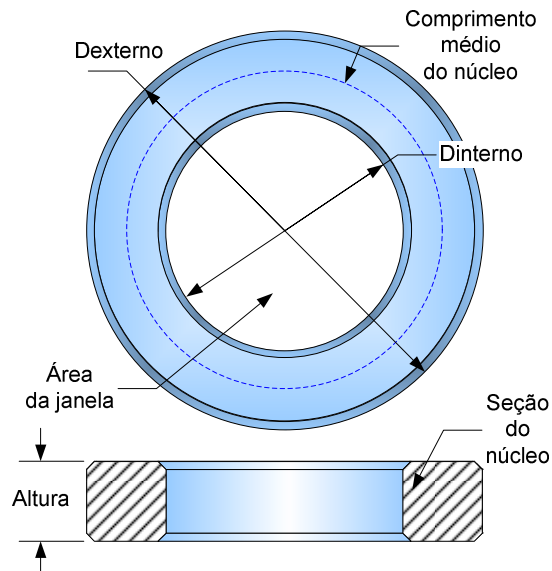


Figura 4.3 – Núcleo toroidal.

Segundo o ábaco, um núcleo do tipo 58083 é adequado. Para o projeto, foi escolhido o núcleo 58195, que possui maior diâmetro e apresenta as seguintes características:

Tabela 4.2 – Características do núcleo 58195.

| Parâmetro | Especificação |
|-----------------------------------|-------------------------|
| Diâmetro externo | 58 [mm] |
| Diâmetro interno | 25,6 [mm] |
| Altura | 16,1 [mm] |
| Área da janela | 5,14 [cm ²] |
| Seção transversal do núcleo | 2,29 [cm ²] |
| Comprimento médio do núcleo | 12,5 [cm] |
| Volume | 28,6 [cm ³] |
| Peso | 226 [g] |
| Produto das áreas | 11,8 [cm ⁴] |
| Permeabilidade relativa do núcleo | 125 |

| | |
|--|----------|
| Indutância por 1000 voltas $A_L \pm 8\%$ | 287 [mH] |
|--|----------|

Parâmetros para o cálculo do comprimento do condutor.

| Fator de enrolamento | Comprimento/volta |
|----------------------|-------------------|
| 100% (unidade) | 9,02 [cm] |
| 60% | 8,35 [cm] |
| 40% | 7,62 [cm] |
| 20% | 7,01 [cm] |
| 0% | 6,46 [cm] |

Núcleo bobinado com Fator de enrolamento unitário

Máximo diâmetro externo 75,7 [mm]

Máxima altura 34,0 [mm]

Área superficial

Núcleo sem enrolamentos 91,0 [cm²]

Núcleo com enrolamentos 115 [cm²]

A indutância nominal do núcleo para 1000 voltas considerando $AL=287$ mH é:

$$L_{1000} = \frac{287 \text{ mH} \cdot 8\%}{1000 \text{ voltas}} = \frac{264,04 \text{ mH}}{1000 \text{ voltas}} = 0,26404 \text{ [mH/espira]}$$

$$N_L = \sqrt{\frac{L \cdot 10^6}{L_{1000}}} = \sqrt{\frac{70 \times 10^{-6} \cdot 10^6}{0,26404}} = 16,28 \text{ [espiras]} \quad (4.10)$$

Existe um fator de correção do número de espiras em função da permeabilidade relativa do núcleo. Inicialmente, deve-se calcular a força magnetizante utilizando (4.11).

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{Lmax}}{le} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 16,28 \cdot 25,06}{12,5} = 41,01 \text{ [Oersteds]} \quad (4.11)$$

Usando o ábaco da Figura 4.4, calcula-se a permeabilidade relativa corrigida.

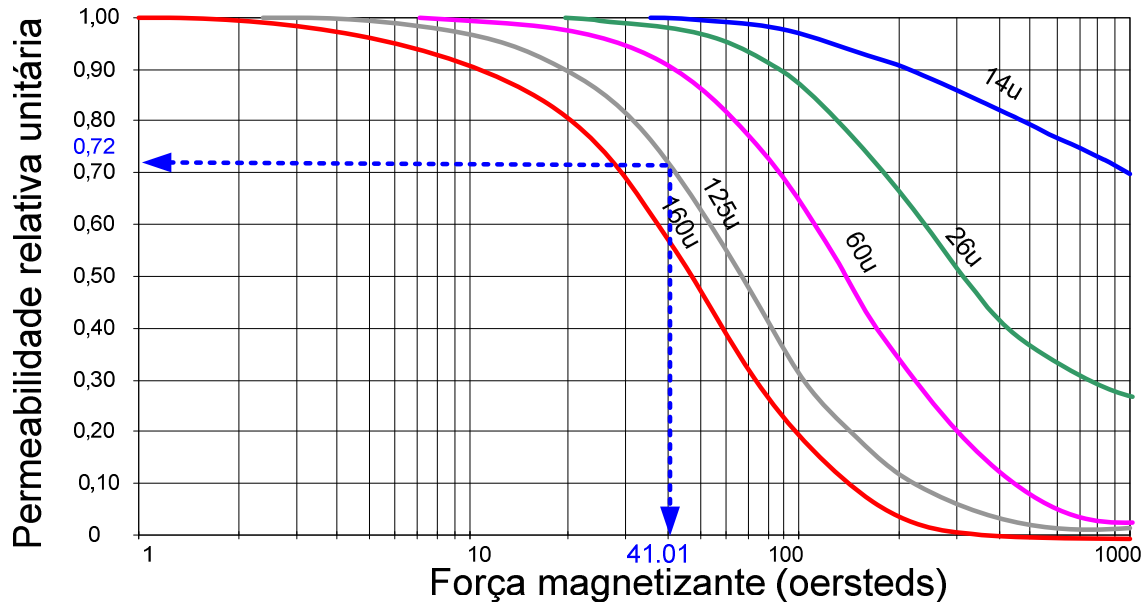


Figura 4.4 – Permeabilidade relativa em função da força magnetizante para o núcleo High Flux.

Segundo o ábaco da Figura 4.4, a permeabilidade relativa inicial é $\mu_i=0,72$. Então, o número corrigido de voltas para o enrolamento é:

$$N_{Lc} = \frac{N_L}{\mu_i} = \frac{16,28}{0,72} = 22 \text{ [espiras]} \quad (4.12)$$

No intuito de minimizar o efeito pelicular, emprega-se a expressão (4.13) para determinar o máximo diâmetro do fio que poderá ser usado nos enrolamentos do indutor.

$$d_f = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{cu}}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \mu_o \cdot \mu_r}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,7241 \times 10^{-8}}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f_c) \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 1}} = \frac{0,065}{\sqrt{2 \cdot f_c}} \quad (4.13)$$

$$= 0,0002955 \text{ [m]} = 0,29 \text{ [mm]}$$

Para o projeto do indutor, é escolhido o fio de cobre esmaltado representado na Figura 4.5 do tipo 26 AWG, o qual possui as seguintes características:

- $d_{fsi} = 0,404$ [mm] – diâmetro do fio sem isolamento;
- $S_{fsi} = 0,129$ [mm²] – seção transversal do fio sem isolamento;
- $d_{fci} = 0,439$ [mm] – diâmetro do fio com isolamento;
- $S_{fci} = 0,1513$ [mm²] – seção transversal do fio com isolamento.

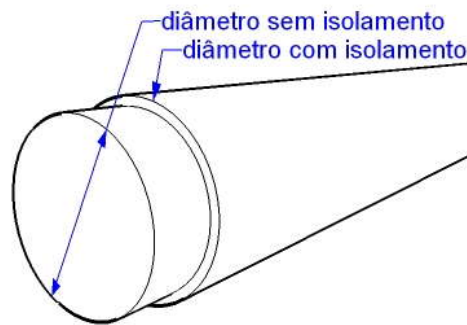


Figura 4.5 – Representação da seção transversal de um condutor de cobre.

O diâmetro do fio 26 AWG é maior que o diâmetro limite aceitável para evitar o efeito pelicular (isto é, $0,404 \text{ mm} > 0,29 \text{ mm}$), mas é utilizado devido a sua boa resistência mecânica.

Com a expressão (4.14), é calculada a seção total do condutor necessária para conduzir a corrente nominal do indutor. Assume-se $J_{\max} = 350$ [A/cm²] como a máxima densidade de corrente para este cálculo.

$$S_L = \frac{I_{L\max}}{J_{\max}} = \frac{25,06}{350} = 0,072 \text{ [cm}^2\text{]} = 7,2 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (4.14)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (4.22) utilizando a seção do fio sem isolamento.

$$n_L = \frac{S_L}{S_{fsi}} = \frac{7,2}{0,129} = 55 \text{ [fios]} \quad (4.15)$$

O cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é obtido a partir da expressão (4.23).

$$k_{uL} = \frac{n_L \cdot N_c \cdot S_{fci}}{A_{wtotoide}} = \frac{55 \cdot 22 \cdot 0,1513}{5,14} = 35,6 \% \quad (4.16)$$

Conclui-se por meio da expressão (4.23) que a montagem do indutor não apresenta problemas de espaço, já que o coeficiente de utilização da janela k_{uL} máximo recomendável é 75% devido aos espaços vazios, sendo maior que 35,6%.

- Perdas no indutor:

As perdas por condução no indutor são dadas por (4.17) para um comprimento de espira (l_v) com fator de ocupação da janela de 60%.

$$P_{cuL} = \frac{\rho_{cu} \cdot l_v \cdot N_{Lc} \cdot I_{Lef}^2}{S_{cu} \cdot n_L} = \frac{1,7241 \cdot 10^{-8} \cdot 0,0835 \cdot 22 \cdot 25,1}{0,129 \cdot 10^{-6} \cdot 50} = 3,09 \text{ [W]} \quad (4.17)$$

Projeto físico do autotransformador

O projeto do autotransformador é feito analogamente a um conversor *full-bridge* convencional. Para escolher o núcleo magnético, primeiro calcula-se o produto das áreas do núcleo e da janela como:

$$A_e \cdot A_{wT} = \frac{P_o}{kt \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot (2 \cdot f)} \cdot 10^4 = 12 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (4.18)$$

onde:

$kt = 1$ – fator de topologia;

$k_u = 0,4$ – fator de utilização da área da janela (valor assumido);

$k_p = 0,41$ – fator de utilização do enrolamento primário (valor assumido);

$\Delta B_{max} = 0,3 \text{ [T]}$ – máxima variação da densidade de fluxo magnético;

$J_{max} = 350 \text{ [A/cm}^2\text{]}$ – máxima densidade de corrente (valor assumido).

Com o resultado da expressão (4.18), o núcleo de ferrite selecionado adotado é do tipo NEE-65/33/26, fabricado por Thornton e mostrado na Figura 4.6.

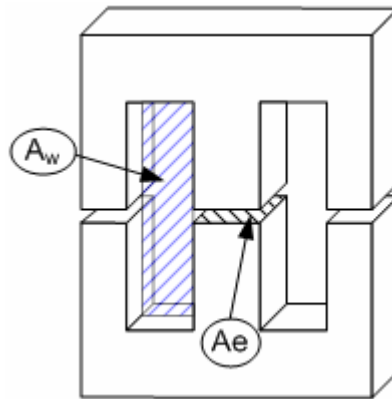


Figura 4.6 – Representação de um núcleo do tipo EE.

As características do núcleo são as seguintes:

- $A_e=5,7$ [cm²] – área transversal do núcleo;

- $A_w=5,5$ [cm²] – área da janela;

$A_p=A_e \cdot A_w=28,3$ [cm⁴] – produto das áreas;

$l_f=14,8$ [cm] – comprimento médio de uma espira;

$V_e=71,4$ [cm³] – volume do núcleo.

O número de espiras dos enrolamentos do autotransformador é calculado pela expressão (4.19).

$$N_T = \frac{\frac{V_o}{2}}{4 \cdot A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot (2 \cdot f)} \cdot 10^4 = 19 \text{ [espiras]} \quad (4.19)$$

Assim, foram adotadas 19 espiras para cada enrolamento.

Como a corrente no autotransformador apresenta uma ondulação em alta frequência, deve-se considerar o efeito pelicular. Assim, com a expressão (4.20), calcula-se o máximo diâmetro do fio que poderá ser usado nos enrolamentos do autotransformador no intuito de minimizar o efeito pelicular.

$$d_f = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot \mu_o \cdot \mu_r}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,7241 \times 10^{-8}}{2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot f) \cdot 4\pi \times 10^{-7} \cdot 1}} = \frac{0,065}{\sqrt{2 \cdot f}} \quad (4.20)$$

$$= 0,0002955 \text{ [m]} = 0,29 \text{ [mm]}$$

Para o projeto do transformador, é escolhido o fio de cobre esmaltado 26 AWG com as seguintes características:

- $d_{fsi} = 0,404 \text{ [mm]}$ – diâmetro do fio sem isolamento;
- $S_{fsi} = 0,129 \text{ [mm}^2\text{]}$ – seção transversal do fio sem isolamento;
- $d_{fci} = 0,439 \text{ [mm]}$ – diâmetro do fio com isolamento;
- $S_{fci} = 0,1513 \text{ [mm}^2\text{]}$ – seção transversal do fio com isolamento.

O diâmetro do condutor 26 AWG é maior que diâmetro limite aceitável para evitar o efeito pelicular, sendo utilizado devido a sua boa resistência mecânica.

Com a expressão (4.21), é calculada a seção total do condutor a ser utilizado nos enrolamentos do autotransformador.

$$S_T = \frac{I_{Lmax}}{J_{max}} = \frac{25,06}{350} = 0,0358 \text{ [cm}^2\text{]} = 3,58 \text{ [mm}^2\text{]} \quad (4.21)$$

O número de fios em paralelo para cada enrolamento é calculado pela expressão (4.22) utilizando a seção do fio sem isolamento.

$$n_T = \frac{S_T}{S_{fsi}} = \frac{3,58}{0,129} = 28 \text{ [fios]} \quad (4.22)$$

O cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é feito a partir da expressão (4.23).

$$k_{uT} = 2 \cdot \frac{n_T \cdot N_T \cdot S_{fci}}{Aw} = 2 \cdot \frac{28 \cdot 19 \cdot 0,1513}{5,5} = 29,27 \% \quad (4.23)$$

Conclui-se com a expressão (4.23) que a montagem do transformador não apresenta problemas de espaço, já que o coeficiente de utilização da janela k_u máximo recomendável é 40%, sendo maior que 29,27%.

- Perdas no transformador:

As perdas por condução no transformador são calculadas em (4.24).

$$P_{\text{cuL}} = \frac{2 \cdot \rho_{\text{cu}} \cdot I_{\text{VTr}} \cdot N_{\text{Trc}} \cdot I_{\text{Tref}}^2}{S_{\text{cu}} \cdot n_L} = \frac{2 \cdot 1,7241 \cdot 10^{-8} \cdot 0,0902 \cdot 19 \cdot \left(\frac{25,1}{2}\right)^2}{0,129 \cdot 10^{-6} \cdot 28} = 2,57 \text{ [W]} \quad (4.24)$$

Determinação dos esforços de tensão sobre os interruptores, diodos retificadores e capacitores multiplicadores

A tensão máxima aplicada aos interruptores controlados (S_1 e S_2), nos diodos retificadores (D_7 e D_8) e nos capacitores multiplicadores (V_{C1} - V_{C6}) é calculada através da expressão (3.22).

$$mc=2 \quad V_{\text{max C1-C6}} = V_{\text{max S1-S2}} = V_{\text{max D7-D8}} = \frac{\left(\frac{400}{2} + \frac{20}{8}\right)}{2^{0,3}} = 164 \text{ V} \quad (4.25)$$

$$mc=3 \quad V_{\text{max C1-C6}} = V_{\text{max S1-S2}} = V_{\text{max D7-D8}} = \frac{\left(\frac{400}{2} + \frac{20}{8}\right)}{3^{0,3}} = 145 \text{ V}$$

Determinação dos esforços de tensão sobre os diodos multiplicadores de tensão:

A máxima tensão dos diodos multiplicadores (D_1 - D_6) é calculada através da expressão (3.23) para $mc=2$ e $mc=3$.

$$V_{\text{max D1-D6}} = 2 \cdot \frac{\left(\frac{V_o}{2} + \frac{\Delta V_c}{8}\right)}{mc^{0,3}} = 2 \cdot \frac{\left(\frac{400}{2} + \frac{20}{8}\right)}{2^{0,3}} = 330 \text{ [V]} \quad (4.26)$$

$$V_{\text{D1-D6}} = 2 \cdot \frac{\left(\frac{400}{2} + \frac{20}{8}\right)}{3^{0,3}} = 292 \text{ [V]}$$

Determinação da corrente média no indutor

A corrente média do indutor para o caso de tensão de entrada mínima, é calculada utilizando (3.24).

$$I_i = \frac{1000}{42 \cdot 0,95} = 25,06A \quad (4.27)$$

Cálculo da capacitância dos capacitores multiplicadores

Com a equação (3.38), é calculada a capacitância dos capacitores das células multiplicadoras de tensão. A tensão de entrada mínima $V_{imin}=42$ [V], sendo $D=0,58$ para $mc=3$ e considerando a ondulação de tensão em cada capacitor multiplicador como $\Delta V = 35$ [V]. Para dois níveis multiplicadores de tensão, tem-se $D = 0,685$ e ondulação de tensão sobre cada capacitor multiplicador de $\Delta V = 25$ [V].

As capacitâncias das células multiplicadoras de tensão para $mc=2$ com variação de tensão de 25 V são:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{(3 \cdot 1)} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} = \frac{25,06(1-0,685)}{3 \cdot 1 \cdot 25000 \cdot 25} = 4,2\mu F \quad (4.28)$$

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{(3 \cdot 2)} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} = \frac{25,06(1-0,58)}{3 \cdot 2 \cdot 25000 \cdot 25} = 2,1\mu F$$

Os valores comerciais escolhidos foram $C_1=C_2=4,4 \mu F$ e $C_3=C_4=2,2 \mu F$.

As capacitâncias das células multiplicadoras de tensão para $mc=3$ com variação de tensão de 35 V são:

$$C_1 = C_2 = \frac{(3-1+1)}{8} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} = \frac{(3-1+1)}{8} \frac{25,06 \cdot (1-0,58)}{25000 \cdot 35} = 4,5 [\mu F]$$

$$C_3 = C_4 = \frac{(3-2+1)}{8} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} = \frac{(3-2+1)}{8} \frac{25,06 \cdot (1-0,58)}{25000 \cdot 35} = 3,0 [\mu F] \quad (4.29)$$

$$C_5 = C_6 = \frac{(3-3+1)}{8} \frac{I_i \cdot (1-D)}{f_c \cdot \Delta V} = \frac{(3-3+1)}{8} \frac{25,06 \cdot (1-0,58)}{25000 \cdot 35} = 1,5 [\mu F]$$

Os valores comerciais escolhidos foram $C_1=C_2=4,4 \mu F$, $C_3=C_4=3,2 \mu F$ e $C_5=C_6=2,2 \mu F$.

Determinação da corrente média que nos interruptores S_1 e S_2

A corrente média que circula nos interruptores S_1 e S_2 é definida pela expressão (3.61) para $mc=2$:

$$I_{S1avg}=I_{S2avg}=\frac{1}{6}\cdot(D+2)\cdot I_L=\frac{1}{6}\cdot(0,58+2)\cdot 25,06=10,77[\text{A}] \quad (4.30)$$

A corrente média que circula através dos interruptores S_1 e S_2 do conversor é definida pela expressão (3.57) para $mc=3$:

$$I_{S1avg}=I_{S2avg}=\frac{1}{8}\cdot(D+3)\cdot I_L=\frac{1}{8}\cdot(0,58+3)\cdot 25,06=11,21[\text{A}] \quad (4.31)$$

Determinação da corrente média em cada diodo

As correntes médias nos diodos considerando as configurações $mc=2$ e $mc=3$ são obtidas em (4.32).

| | $mc = 2$ | $mc = 3$ | (4.32) |
|--|--|---|--------|
| $I_{D1 \text{ avg}}$ $= I_{D2 \text{ avg}}$ | $(1-D)\frac{1}{6}I_L = (1-0,685)\frac{1}{6}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | $(1-D)\frac{1}{8}I_L = (1-0,58)\frac{1}{8}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | |
| $I_{D3 \text{ avg}}$ $= I_{D4 \text{ avg}}$ | $(1-D)\frac{1}{6}I_L = (1-0,685)\frac{1}{6}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | $(1-D)\frac{1}{8}I_L = (1-0,58)\frac{1}{8}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | |
| $I_{D5 \text{ avg}}$ $= I_{D6 \text{ avg}}$ | $(1-D)\frac{1}{6}I_L = (1-0,685)\frac{1}{6}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | $(1-D)\frac{1}{8}I_L = (1-0,58)\frac{1}{8}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | |
| $I_{D7 \text{ avg}}$ $= I_{D8 \text{ avg}}$ | - | $(1-D)\frac{1}{8}I_L = (1-0,58)\frac{1}{8}25,1 = 1,32 [\text{A}]$ | |

Determinação da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2

A corrente eficaz que circula através dos interruptores S_1 e S_2 do conversor é definida pela expressão (3.57) e (3.81) para $mc=2$ e $mc=3$.

| | | | |
|------------------------------|--|--|--------|
| | $mc=2$ | $mc=3$ | |
| I_{S1rms} $= I_{S2rms}$ | $\frac{I_L}{12} \cdot \sqrt{6 \cdot (11 - 5 \cdot D)} =$ $\frac{25,1}{12} \cdot \sqrt{6 \cdot (11 - 5 \cdot 0,685)} = 14,1 \text{ [A]}$ | $\frac{I_L}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot (101 - 53 \cdot D)} =$ $\frac{25,1}{24} \cdot \sqrt{3 \cdot (101 - 53 \cdot 0,58)} = 15,18 \text{ [A]}$ | (4.33) |

Perdas por condução e comutação nos semicondutores

Existem dois tipos de perdas nos semicondutores: perdas por condução e por comutação, que serão determinadas a seguir. O mecanismo das perdas por comutação pode ser compreendido observando a Figura 4.7.

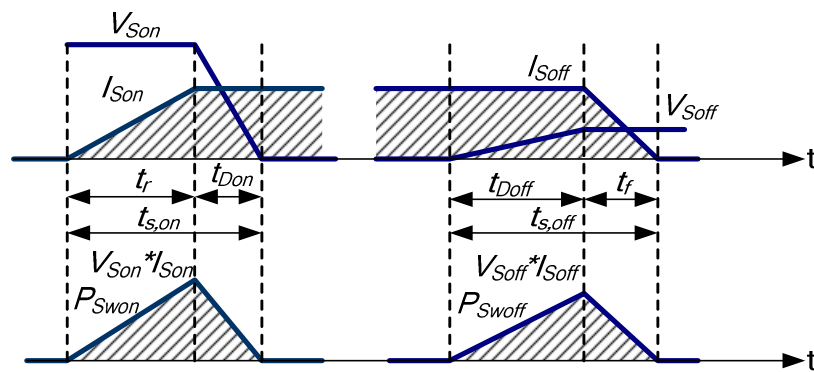


Figura 4.7 – Perdas por comutação nos interruptores.

Perdas por condução e comutação nos interruptores

As perdas por condução e comutação dos interruptores tipo MOSFET IRFP-4227 são calculadas em (4.34)

As principais especificações do interruptor MOSFET são:

| | | | |
|------------------------------------|-------------------|---------|--------|
| Tipo de interruptor | PDP SWITCH MOSFET | | |
| Corrente máxima de dreno | I_D | = 46 A | 100 °C |
| Máximo pico de corrente repetitiva | I_{FRM} | = 130 A | |
| Tensão máxima entre dreno-fonte | V_{DS} | = 200 V | |
| Resistência dreno-fonte | R_{SDon} | = 21 mΩ | |
| Tempo de início da condução | t_{Don} | = 33 ns | |
| Tempo de fim da condução | t_{Doff} | = 21 ns | |
| Tempo de subida | t_r | = 20 ns | |

Tempo de descida $t_f = 31 \text{ ns}$
 Componente (*International Rectifier*) IRFP4232PbF

| | | | |
|----------|--------|---|----------|
| P_{Sw} | $mc=2$ | $= I_{Srms}^2 \cdot R_{DSon} + \frac{t_{Son} \cdot I_{Son} \cdot V_{Son}}{2 \cdot T} + \frac{t_{Soff} \cdot I_{Soff} \cdot V_{Soff}}{2 \cdot T}$ $= 14,1^2 \cdot 0,021 + \frac{(20 \cdot 10^{-9} + 33 \cdot 10^{-9}) \cdot \frac{25,1}{2} \cdot 164}{2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} + \frac{(21 \cdot 10^{-9} + 31 \cdot 10^{-9}) \cdot \frac{25,1}{2} \cdot 115}{2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}$ $= 4,17 + 1,31 + 0,92 = 6,47 [W]$ | (4.34) |
| | $mc=3$ | $= I_{Srms}^2 \cdot R_{DSon} + \frac{t_{Son} \cdot I_{Son} \cdot V_{Son}}{2 \cdot T} + \frac{t_{Soff} \cdot I_{Soff} \cdot V_{Soff}}{2 \cdot T}$ $= 15,18^2 \cdot 0,021 + \frac{(20 \cdot 10^{-9} + 33 \cdot 10^{-9}) \cdot \frac{25,1}{2} \cdot 145}{2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}} + \frac{(21 \cdot 10^{-9} + 31 \cdot 10^{-9}) \cdot \frac{25,1}{2} \cdot 10}{2 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}$ $= 4,8 + 1,16 + 0,08 = 6,10 [W]$ | |

Perdas por condução e comutação nos diodos

As perdas por condução e comutação nos diodos de saída e nos diodos multiplicadores de tensão tipo ULTRAFast HFA25TB60 são calculadas em (4.35) para $mc=2$ e $mc=3$, respectivamente.

As principais especificações dos diodos são:

| | | | |
|---|---|-------|----------|
| Tipo de diodo | HEXFET/ <i>Ultrafast, Soft Recovery Diode</i> | | |
| Corrente média | I_{dmed} | = 25 | A |
| Tensão máxima reversa | V_R | = 600 | V |
| Pico Maximo de corrente repetitiva | I_{FRM} | = 100 | A |
| Corrente máxima de recuperação reversa | I_{rrM} | = 15 | A 125°C |
| Tempo de recuperação reversa | t_{rr} | = 115 | ns 125°C |
| Referência (<i>International Rectifier</i>) | HFA25TB60 | | |

As características de condução do diodo em função da tensão de condução direta são mostradas na Figura 4.8.

No caso de duas células multiplicadoras de tensão, para um valor de corrente instantânea I_F nos diodos D_1 e D_2 de 9,4 (A) e para $T_J=125 \text{ }^\circ\text{C}$, a queda de tensão é $V_{FMI}=1,21$ (V). Para um valor de corrente instantânea I_F nos diodos D_3 e D_4 de 13,5 (A) e para $T_J=125 \text{ }^\circ\text{C}$, a queda de tensão é $V_{FMI}=1,34$ (V). Para um valor de corrente instantânea I_F nos diodos D_5 e D_6 de 7,7 (A) e para $T_J=125 \text{ }^\circ\text{C}$, a queda de tensão é $V_{FMI}=1,16$ (V).

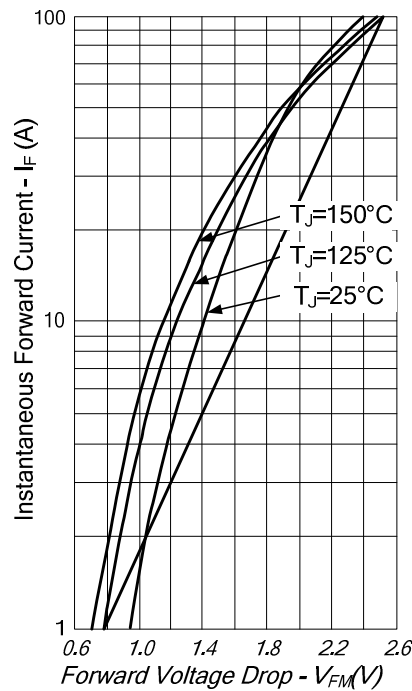


Figura 4.8 – Corrente direta em função da tensão direta nos diodos HFA25TB60.

No caso de três células multiplicadoras de tensão, para um valor de corrente instantânea I_F nos diodos D_1 e D_2 de 9,9 (A) e para $T_J=125$ °C, a queda de tensão é $V_{FM1}=1,23$ (V). Para um valor de corrente instantânea I_F igual à corrente instantânea nos diodos D_3 e D_4 de 7,6 (A) e para $T_J=125$ °C, a queda de tensão é $V_{FM2}=1,15$ (V). Para um valor de corrente instantânea I_F igual à corrente instantânea nos diodos D_5 e D_6 de 12,8 (A) e para $T_J=125$ °C, a queda de tensão é $V_{FM3}=1,32$ (V), Para um valor de corrente instantânea I_F igual à corrente instantânea nos diodos D_5 e D_6 de 5,3 (A) e para $T_J=125$ °C, a queda de tensão é $V_{FM4}=1,06$ (V).

| | $mc=2$ | $mc=3$ | |
|-----------------|---|---|--------|
| $P_{D1}=P_{D2}$ | $=V_{FM1} \cdot I_{D1avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D1} \cdot f$ $= 1,21 \cdot 1,31 + 0 = 1,58 \text{ [W]}$ | $=V_{FM1} \cdot I_{D1avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D1} \cdot f$ $= 1,23 \cdot 1,31 + \frac{1}{2} \cdot \frac{15}{2} \cdot \frac{115 \cdot 10^{-9}}{4} \cdot 145 \cdot 25000$ $= 1,61 + 0,42 = 2,03 \text{ [W]}$ | (4.35) |
| $P_{D3}=P_{D4}$ | $=V_{FM2} \cdot I_{D3avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D3} \cdot f$ $= 1,34 \cdot 1,31 + 0 = 1,755 \text{ [W]}$ | $=V_{FM2} \cdot I_{D3avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D1} \cdot f$ $= 1,15 \cdot 1,31 + 0 = 1,51 \text{ [W]}$ | |
| $P_{D5}=P_{D6}$ | $=V_{FM3} \cdot I_{D5avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D5} \cdot f =$ $= 1,16 \cdot 1,31 + \frac{1}{2} \cdot \frac{15}{2} \cdot \frac{115 \cdot 10^{-9}}{4} \cdot 165 \cdot 25000$ $= 1,52 + 0,42 = 1,94 \text{ [W]}$ | $=V_{FM3} \cdot I_{D5avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D1} \cdot f$ $= 1,32 \cdot 1,31 + 0 = 1,73 \text{ [W]}$ | |

| | | | |
|-----------------|---|--|--|
| $P_{D7}=P_{D8}$ | - | $=V_{FM3} \cdot I_{D5avg} + \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_b \cdot V_{D1} \cdot f =$ $= 1,06 \cdot 1,31 + \frac{1}{2} \cdot \frac{15}{2} \cdot \frac{115 \cdot 10^{-9}}{4} \cdot 145 \cdot 25000$ $= 1,39 + 0,42 = 1,81[W]$ | |
|-----------------|---|--|--|

4.4 - CONCLUSÃO

Existem diferenças nos valores dos esforços de tensões e correntes aplicados aos componentes para configurações com números distintos de células multiplicadoras de tensão. É fundamental escolher adequadamente os elementos, e no caso dos diodos todos possuem a mesma corrente média independentemente da quantidade de níveis da topologia.

No caso das correntes eficazes nos interruptores, a corrente varia em função da topologia, mas não supera o valor máximo da corrente de entrada. No caso dos valores máximos das tensões nos diodos e nos interruptores, estes são dependentes das capacitâncias multiplicadoras, de modo que valores pequenos provocam uma grande oscilação de tensão.

A oscilação de tensão superior a 10% da tensão de saída nos capacitores multiplicadores auxilia a redução da tensão de comutação no início do bloqueio dos interruptores, e conseqüentemente, isto implica a redução das perdas de comutação.

Como o conversor tem comportamento não linear, os esforços nos componentes são calculados separadamente para cada topologia.

CAPÍTULO 5

CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA APLICADO AO CONVERSOR BOOST DE ALTO GANHO

5.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar uma metodologia para o projeto do controlador para a configuração com melhor rendimento usando o controle por corrente média convencional [27] [28]. Será utilizado o modelo matemático das variáveis de controle desenvolvido no capítulo 3 para tal propósito.

Inicialmente, a topologia da configuração a ser controlada é apresentada, bem como as especificações do conversor e considerações de projeto. Assim, o projeto dos controladores para as malhas de tensão e de corrente são desenvolvidos.

Resultados experimentais do citado conversor são apresentados no capítulo 6 para validar a metodologia utilizada.

5.2 - TOPOLOGIA DA CONFIGURAÇÃO COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO ($MC=2$)

A topologia da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) foi descrita no capítulo 3, sendo que também foi determinado seu modelo matemático com a técnica de modelagem do interruptor PWM [1].

O circuito de potência do conversor CC-CC com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) é mostrado na Figura 5.1.

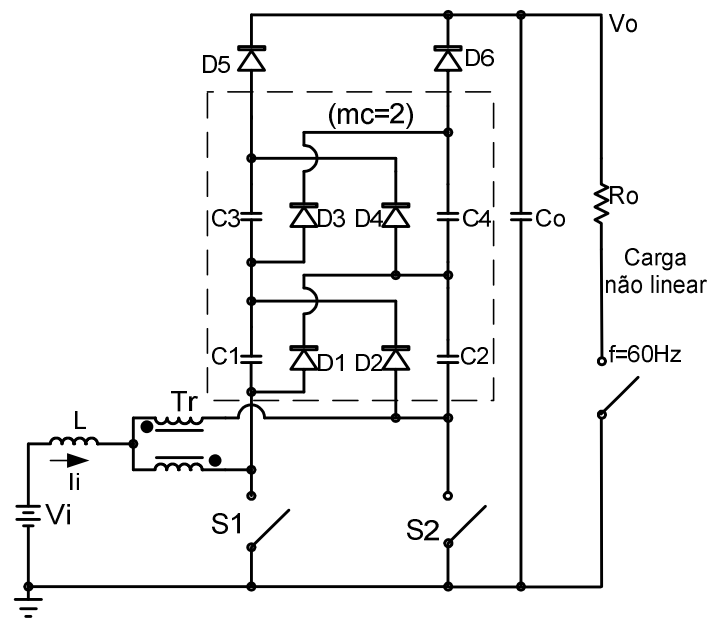


Figura 5.1 – Circuito de potência do conversor CC-CC com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

Os valores nominais e especificações para o projeto do protótipo do laboratório da configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) são mostrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações de projeto dos conversores boost CC-CC de alto ganho com duas células multiplicadoras de tensão.

| Parâmetro | Especificação |
|---------------------------|------------------------------|
| Potência de saída nominal | $P_o=1000\text{ W}$ |
| Tensão de entrada mínima | $V_{\text{min}}=42\text{ V}$ |
| Tensão de entrada máxima | $V_{\text{max}}=54\text{ V}$ |
| Tensão de entrada nominal | $V_{\text{nom}}=48\text{ V}$ |
| Tensão de saída nominal | $V_o=400\text{ V}$ |
| Frequência de comutação | $f_c=50\text{ kHz}$ |

| | |
|---|-------------------------------------|
| Rendimento esperado do conversor <i>boost</i> de alto ganho | $\eta = 95\%$ |
| Potência de entrada | $P_i = \frac{P_o}{\eta}$ |
| Corrente de entrada máxima | $I_{i\max} = \frac{P_i}{V_{i\min}}$ |
| Ondulação da corrente de entrada | $\Delta I_L = 0,15 \cdot I_{i\max}$ |
| Ondulação da tensão de saída | $\Delta V_{ck} = 0,15 \cdot V_o$ |

5.3 - CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA APLICADO À CONFIGURAÇÃO COM DUAS CÉLULAS MULTIPLICADORAS DE TENSÃO (MC=2)

O controle por corrente média apresenta duas malhas de controle, uma de corrente e outra de tensão. Na Figura 5.2, é mostrado o diagrama de blocos do controle por corrente média [28] para a configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$).

Na malha interna $T_i(s)$ que utiliza a corrente média do indutor L , Fm é o ganho do modulador, $G_i(s) = \hat{i}_L / \hat{d}$ é a função de transferência do sinal de controle para a corrente do indutor, $H_i(s)$ é o ganho da amostra de corrente, $H_e(s)$ é um ganho de amostra que representa as não linearidades da planta, e a função de transferência do compensador de corrente $G_c(s)$ parcelada dentro da função transferência $G_s(s)$.

Na malha externa $T_v(s)$ que emprega a tensão de saída para fins de realimentação, $G_v(s)$ é a função de transferência do compensador de tensão, $H_v(s)$ é o ganho da amostra de tensão e $Z(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente do indutor \hat{v}_o / \hat{i}_L .

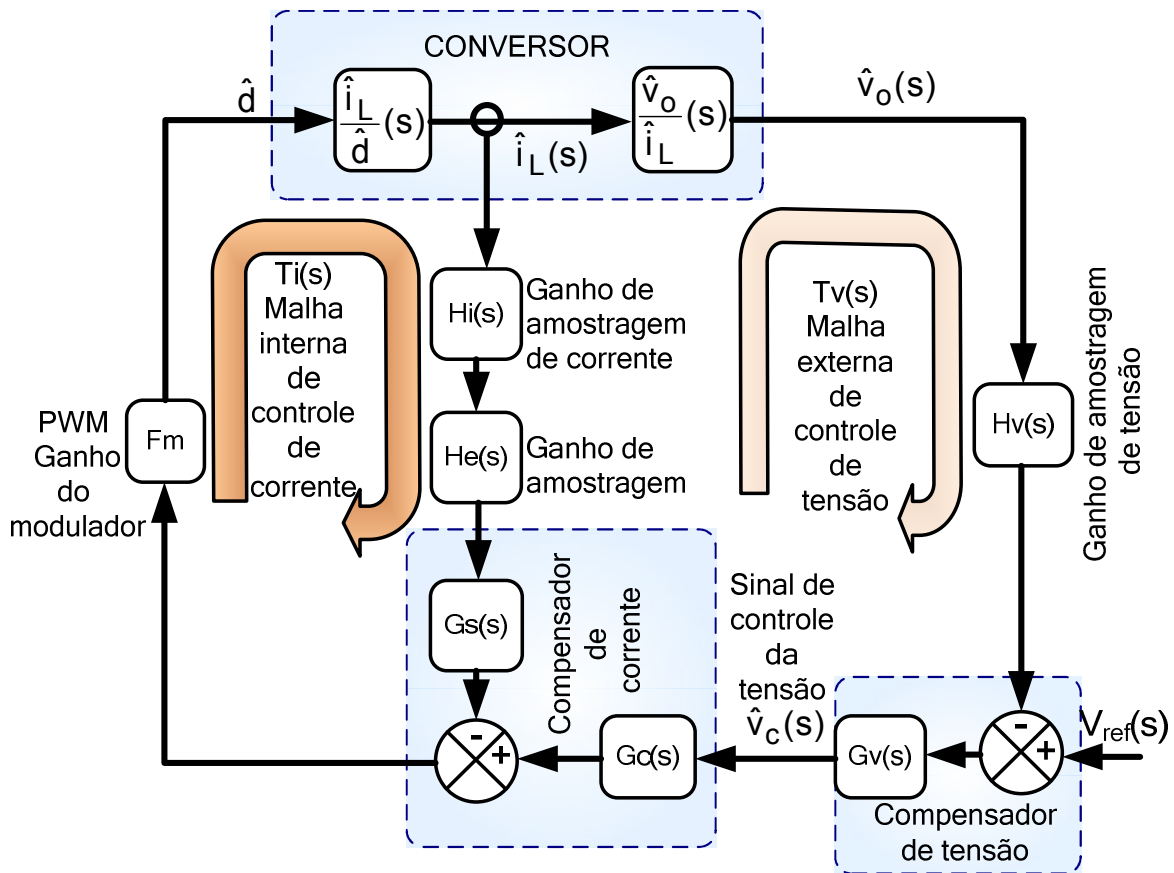


Figura 5.2 – Diagrama de blocos do controle por corrente média para a configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$)[27][28].

Considerando as equações (3.48) e (3.50) correspondentes à planta da configuração mostrada na Figura 5.1, o projeto é desenvolvido para a seleção adequada de um controlador PI com filtro para a malha interna de corrente $T_i(s)$, assim como outro controlador PI com filtro para a malha externa de tensão $T_v(s)$.

5.3.1 - PROJETO DA MALHA DE CORRENTE

Para o projeto da malha de corrente, é preciso conhecer a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador. Considerando que já foi obtida a função de transferência que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica $G_l(s)$ na equação (3.48), as funções de transferência dos demais blocos da malha de corrente são obtidas através das seguintes equações:

- Função de Transferência do Elemento de Medição de Corrente $H_i(s)$:

A função de transferência do elemento de medição de corrente é definida pela equação (5.1)

$$H_i(s) = K_{dif} \cdot K_{hall} \quad (5.1)$$

Considerando:

- Ganho do sensor de corrente do tipo efeito Hall: $K_{hall} = 0.04$;
- Ganho do amplificador diferencial: $K_{dif} = 2$.

- Função de Transferência de $H_e(s)$:

Esta função de transferência é definida pela equação (5.2).

$$H_e(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (5.2)$$

onde:

$$\begin{aligned} \omega_n &= \pi \cdot f_c \\ Q_z &= -\frac{2}{\pi} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Na equação (5.3), f_c é a frequência de comutação.

- Função de Transferência de F_m :

O ganho do modulador é definido pela equação (5.4)

$$F_m = \frac{1}{V_D} \quad (5.4)$$

Considerando a amplitude da onda dente de serra: $V_D = 3$ [V], o valor de F_m é $F_m = \frac{1}{3} = 0,333$.

- Função de Transferência de Laço Aberto sem Compensador:

Finalmente, a função de transferência de laço aberto da malha de corrente sem compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTLAG_{sc}(s) = G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot H_i(s) \quad (5.5)$$

Antes de projetar o compensador de corrente $G_c(s)$, primeiramente é necessário analisar a estabilidade da planta, sendo que o lugar de raízes em laço aberto de $G_i(s)$ é mostrado na Figura 5.3. Na Figura 5.4 e na Figura 5.5, tem-se o lugar de raízes e a resposta em frequência em laço aberto de $G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot H_i(s)$.

Como se pode observar, a função de transferência da planta $G_i(s)$ dada na equação (3.48) é de fase mínima, enquanto que a função de transferência de $FTLAG_{sc}(s)$ é de fase não mínima, porque $H_e(s)$ tem dois zeros no semi plano direito, conforme é verificado na Figura 5.4.

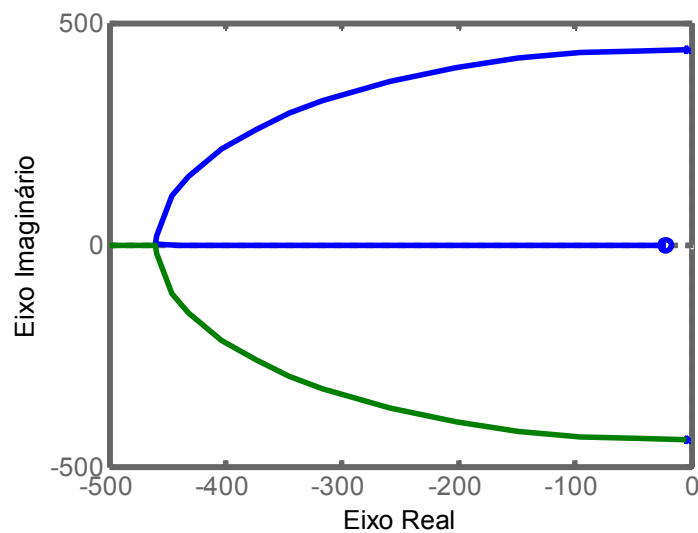


Figura 5.3 – Lugar de raízes em laço aberto de $G_i(s)$.

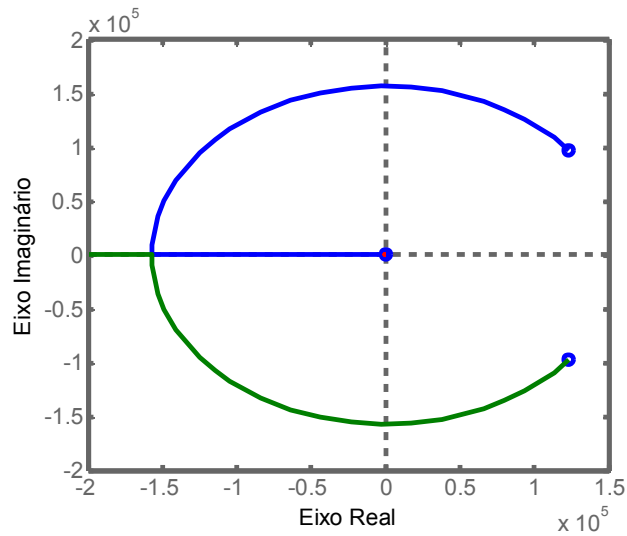


Figura 5.4 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAGsc(s)$.

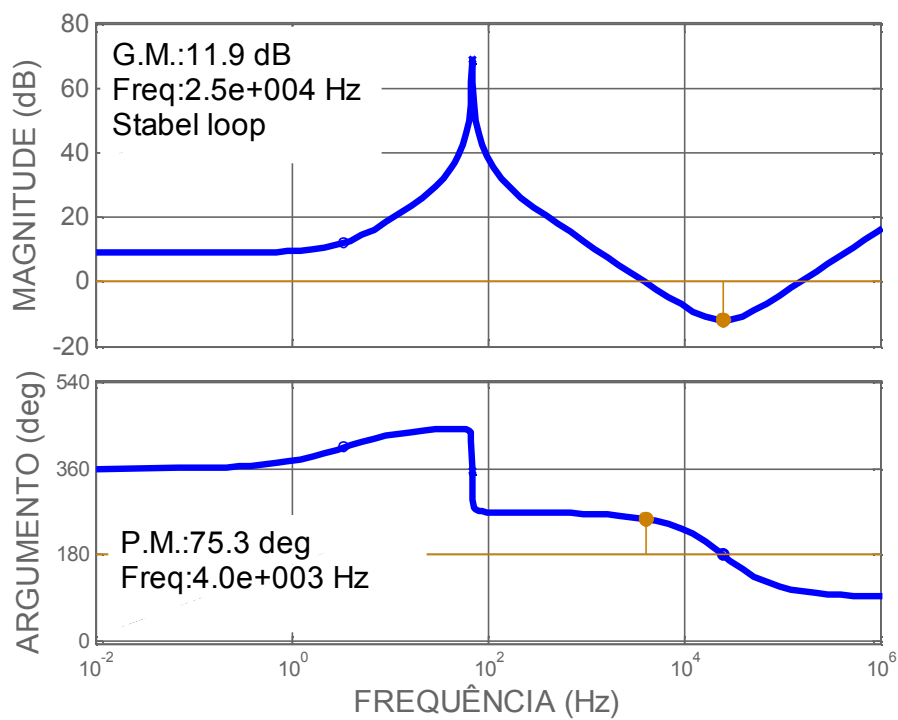


Figura 5.5 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAGsc(s)$.

O diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAGsc(s)$ apresenta uma margem de ganho de 11,9 dB e uma margem de fase de $75,3^\circ$, o que implica um sistema estável. No entanto, é necessário um erro de regime permanente igual a zero (ess).

5.3.2 - PROJETO DE COMPENSADOR DE CORRENTE

Nesta seção, um controlador PI com filtro é projetado para reduzir a zero o erro de regime permanente (*ess*) e melhorar a robustez do sistema.

- Função de Transferência do Compensador $G_c(s)$:

A função de transferência do compensador é igual a:

$$G_c(s) = \frac{1}{R_6 \cdot C_1} \cdot \frac{s \cdot j + \frac{1}{R_8 \cdot C_2}}{s \cdot j \cdot \left(s \cdot j + \frac{C_1 + C_2}{C_2 \cdot C_1 \cdot R_8} \right)} \quad (5.6)$$

Para a determinação dos parâmetros do compensador $G_c(s)$ são considerados os critérios conhecidos de estabilidade da teoria de fontes chaveadas.

A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $FTLAGC_{sc}(s)$ deve ser menor ou igual que $f_c/4$. Para o projeto do compensador de corrente da Figura 5.6, são consideradas as expressões a seguir.

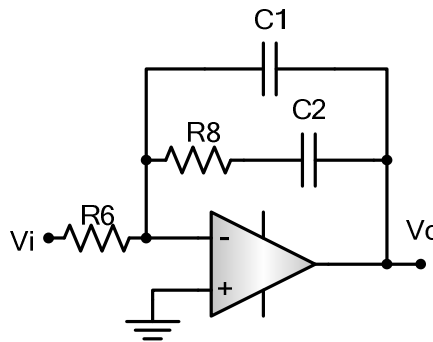


Figura 5.6 – Compensador de corrente.

$$f_{cru} = \frac{f_c}{8} = 6,25 \cdot 10^3 \text{ [Hz]} \quad (5.7)$$

$$s = 2 \cdot \pi \cdot f_{cru} \quad (5.8)$$

$$H2 = 20 \cdot \log(|FTLAGC_{sc}(s)|) \quad (5.9)$$

$$A2 = 10^{\frac{|H2|}{20}} = 1,267 \quad (5.10)$$

O zero do compensador é alocado uma década abaixo da metade da frequência de comutação.

$$f_z = \frac{1}{10} \cdot \frac{f_c}{2} = 2,5 \cdot 10^3 \text{ [Hz]} \quad (5.11)$$

O segundo pólo é alocado acima da metade da frequência de comutação.

$$f_{p2} = f_c = 5 \cdot 10^4 \text{ [Hz]} \quad (5.12)$$

O sistema de equações para determinar os parâmetros do compensador é:

$$A_2 = \frac{R_8}{R_6} \quad (5.13)$$

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot C_2} \quad (5.14)$$

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (5.15)$$

Assumindo $R_6 = 10 \text{ k } \Omega$, determina-se os outros parâmetros com valores comerciais como:

$$R_8 = A_2 \cdot R_6 \quad R_8 = 1,3 \cdot 10^4 [\Omega] \quad (5.16)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot f_z} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (5.17)$$

$$C_1 = \frac{C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_8 \cdot C_2 \cdot f_{p2} - 1} = 265 \cdot 10^{-12} \text{ [F]} \quad (5.18)$$

- Função de Transferência da Malha de Corrente com Compensador $F_{TLAGCcc}(s)$:

A função de transferência de laço aberto da malha de corrente com compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTLAGC_{cc}(s) = G_i(s) \cdot H_e(s) \cdot F_m \cdot H_i(s) \cdot G_c(s) \quad (5.19)$$

Uma vez determinados os parâmetros do compensador, a Figura 5.7 e a Figura 5.8 mostram o lugar de raízes e a resposta em frequência em laço aberto de $FTLAGC_{cc}(s)$.

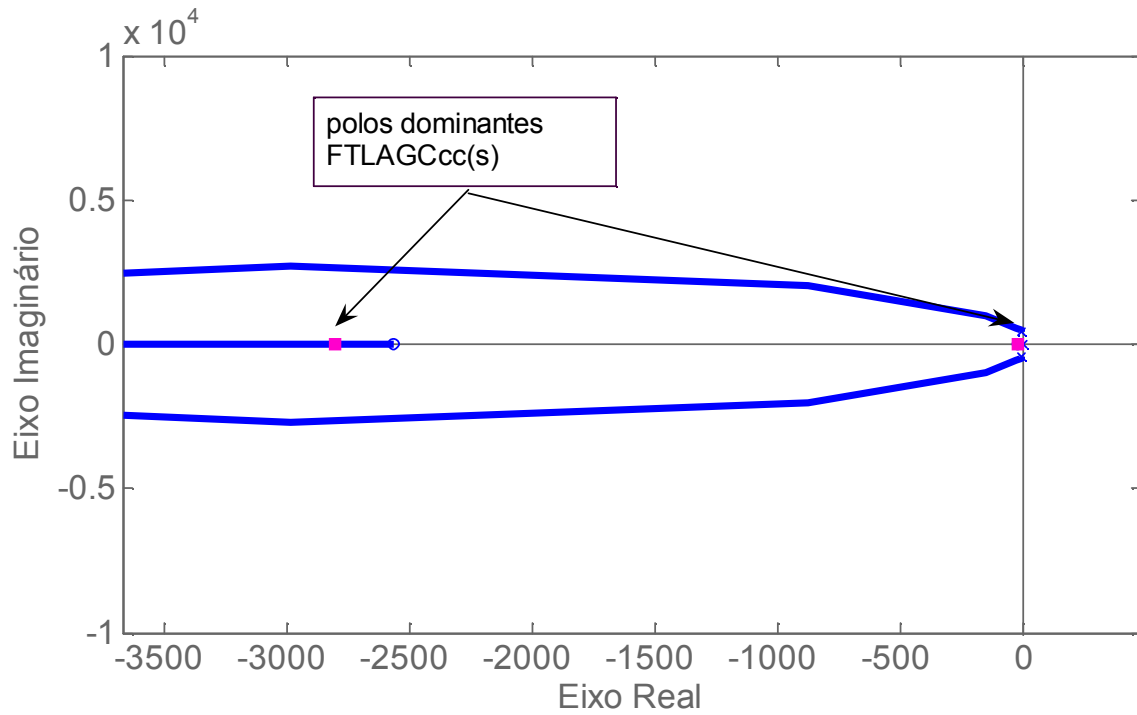


Figura 5.7 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAGC_{cc}(s)$.

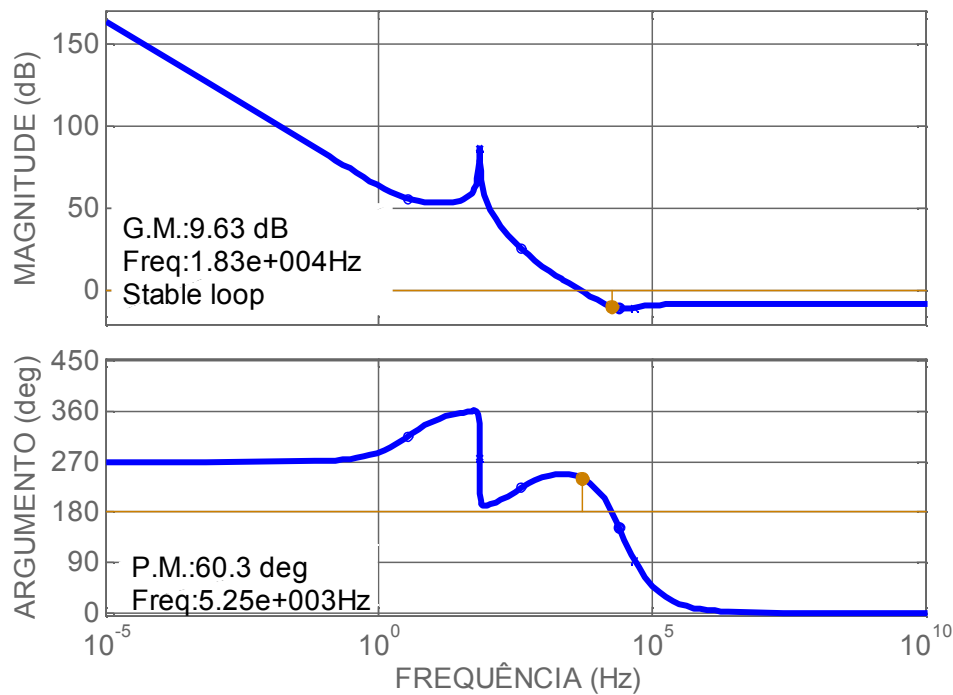


Figura 5.8 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAGC_{cc}(s)$.

Como se pode observar, no lugar de raízes e na resposta em frequência em laço aberto as especificações dinâmicas desejadas do ganho de laço interno da corrente de $FTLAGC_{cc}(s)$ conforme os critérios de estabilidade para este tipo de planta foram cumpridos.

5.3.3 - PROJETO DA MALHA DE TENSÃO

O procedimento para o projeto do compensador de tensão é semelhante ao método descrito na seção anterior para o projeto do compensador de corrente $G_c(s)$.

A seguir é determinada a função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador.

- Função de Transferência $Z(s)=\widehat{v}_o/\widehat{i}_L$:

Considerando que já foi obtida a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente do indutor na equação (3.50) definindo $Z(s)=\widehat{v}_o/\widehat{i}_L$, as funções de transferência dos demais blocos da malha de tensão são obtidas através das seguintes equações:

- Função de Transferência do Elemento de Medição de Tensão $H_v(s)$:

A função de transferência do elemento de medição de tensão é igual a:

$$H_v(s) = \frac{V_{refv}}{V_o} \quad (5.20)$$

Considerando:

- Tensão de referência: $V_{refv}=2$ [V];

- Tensão de saída: $V_o=400$ [V].

- Função de Transferência da Malha de Tensão sem Compensador:

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão sem compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTLA_{SGV}(s) = \frac{1}{H_i(s)} \cdot H_v(s) \cdot Z(s) \quad (5.21)$$

A fim de projetar o compensador de tensão $G_v(s)$, primeiramente é necessário analisar a estabilidade da planta, sendo que o lugar de raízes e a resposta em frequência em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$ são mostrados na Figura 5.9 e na Figura 5.10, respectivamente.

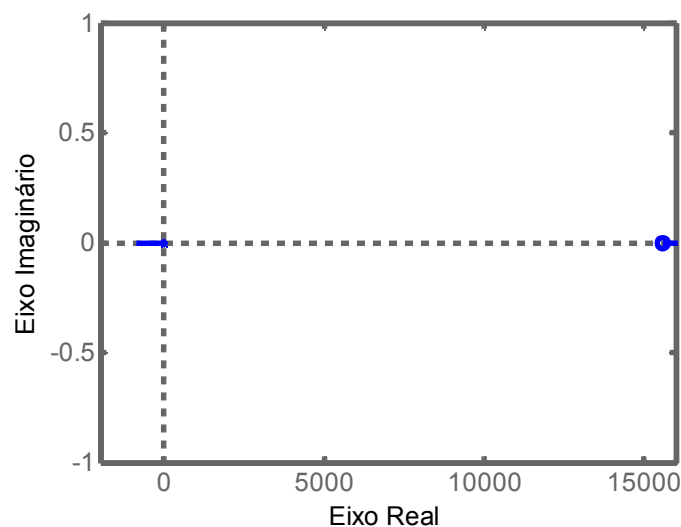


Figura 5.9 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$.

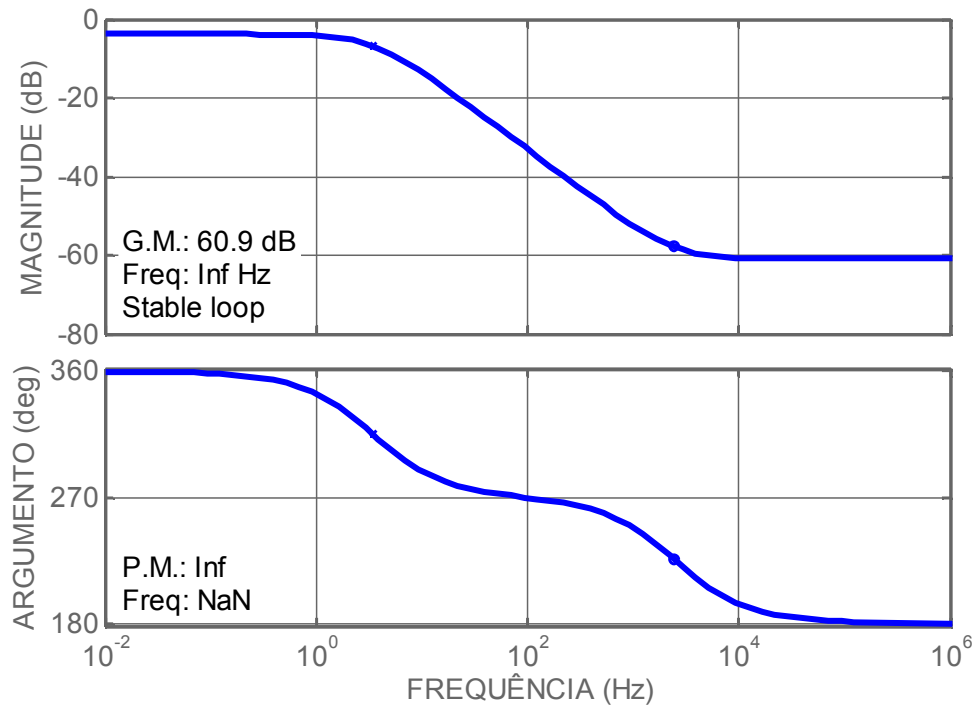


Figura 5.10 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$.

Considerando a função de transferência dada na equação (3.50), a função de transferência $FTLA_{SGV}(s)$ é de fase não mínima, conforme é verificado na Figura 5.9.

O diagrama de Bode em laço aberto de $FTLA_{SGV}(s)$ apresenta um margem de ganho de 60,9 dB e a margem de fase é infinita, o que um sistema estável. No entanto, é necessário um erro de regime permanente igual a zero (ess).

5.3.4 - PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO

Um controlador PI com filtro é projetado para reduzir a zero o erro de regime permanente (ess) e melhorar a robustez do sistema. A função de transferência do compensador é igual a:

$$G_v(s) = \frac{1}{R_6 \cdot C_1} \cdot \frac{s \cdot j + \frac{1}{R_8 \cdot C_2}}{s \cdot j \cdot \left(s \cdot j + \frac{C_1 + C_2}{C_2 \cdot C_1 \cdot R_8} \right)} \quad (5.22)$$

Para a determinação dos parâmetros do compensador $G_v(s)$, são consideradas as recomendações da teoria de controle conhecidas na literatura para este tipo de planta. A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $F_{TL}G_v(s)$ depende do tipo de carga. Para esta planta, foi escolhida:

$$f_{cru}=20 \text{ [Hz]} \quad (5.23)$$

Para o projeto do compensador de tensão da Figura 5.11, são consideradas as expressões a seguir.

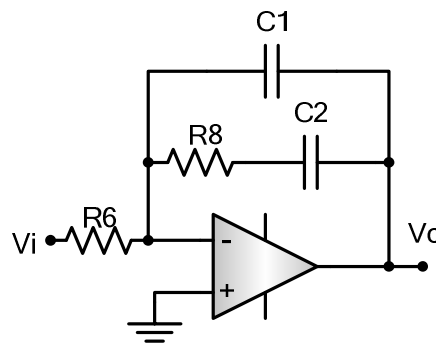


Figura 5.11 – Compensador de tensão.

$$s=2 \cdot \pi \cdot f_{cru} \quad (5.24)$$

$$H2=20 \cdot \log(|F_{TL}G_v(s)|) \quad (5.25)$$

$$H2=20 \cdot \log(A2) \quad (5.26)$$

$$A2=10^{\frac{|H2|}{20}} = 9,113 \quad (5.27)$$

Os zeros do compensador são alocados uma década abaixo da frequência de cruzamento.

$$f_z=\frac{1}{10} \cdot f_{cru}=2 \text{ [Hz]} \quad (5.28)$$

O segundo pólo uma década acima da frequência de cruzamento

$$f_{p2}=10 \cdot f_{cru}=200 \text{ [Hz]} \quad (5.29)$$

O sistema de equações para determinar os parâmetros do compensador é:

$$A2 = \frac{R8}{R6} \quad (5.30)$$

A partir da equação (5.22), obtém-se as equações (5.31) e (5.32).

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C2} \quad (5.31)$$

$$f_{p2} = \frac{C1 + C2}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C1 \cdot C2} \quad (5.32)$$

Assumindo $R6=56k \text{ } [\Omega]$, obtém-se os outros parâmetros usando valores comerciais:

$$R8 = A2 \cdot R6 = 510 \cdot 10^3 \text{ } [\Omega] \quad (5.33)$$

$$C2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot f_z} = 156 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (5.34)$$

$$C1 = \frac{C2}{2 \cdot \pi \cdot R8 \cdot C2 \cdot f_{p2} - 1} = 1,6 \cdot 10^{-9} \text{ [F]} \quad (5.35)$$

- Função de Transferência da Malha de Tensão com Compensador.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão com compensador é dada pela seguinte expressão:

$$FTLAGV_{cc}(s) = Z(s) \cdot H_v(s) \cdot [1/H_i(s)] \cdot G_v(s) \quad (5.36)$$

As Figuras 5.10 e 5.11 mostram o lugar de raízes e a resposta em frequência em laço aberto de $FTLAGV_{cc}(s)$.

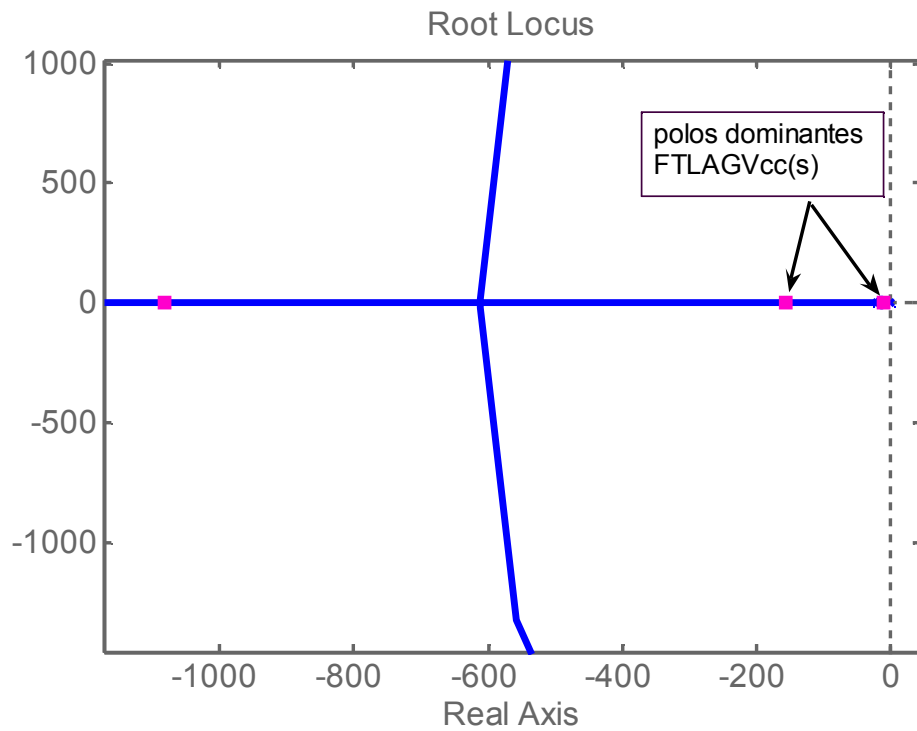


Figura 5.12 – Lugar de raízes em laço aberto de $FTLAGV_{cc}(s)$.

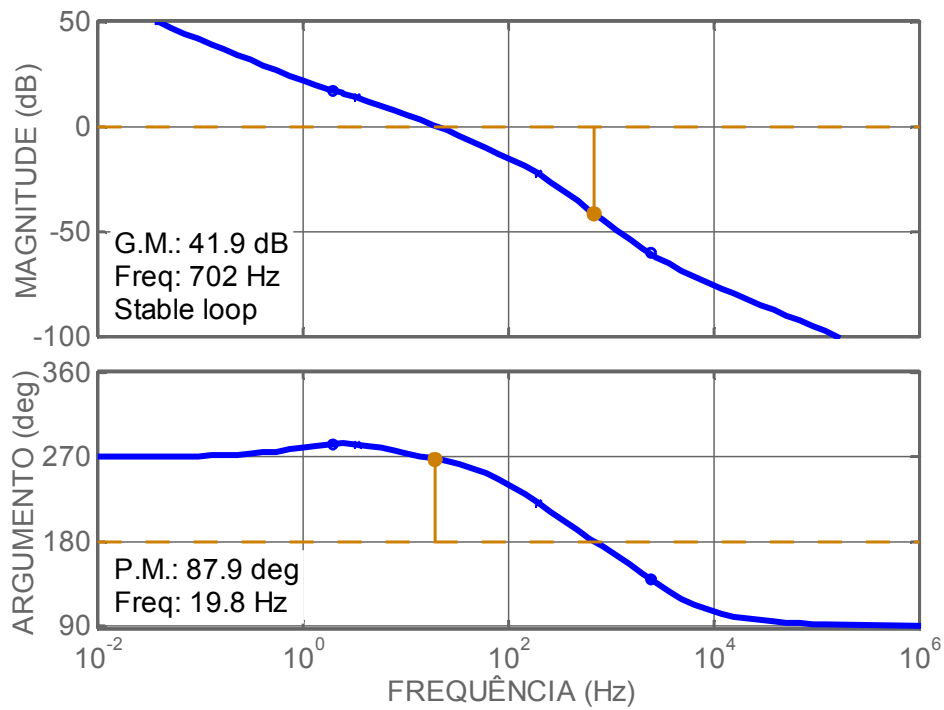


Figura 5.13 – Diagrama de Bode em laço aberto de $FTLAGV_{cc}(s)$.

Como se pode observar no lugar de raízes e na resposta em frequência em malha aberta, as especificações dinâmicas desejadas do ganho da malha de tensão $FTLAGV_{cc}(s)$ foram cumpridas conforme os critérios de estabilidade para este tipo de planta.

5.4 - CONCLUSÃO

Este capítulo dedicou-se ao projeto de controladores para a configuração com duas células multiplicadoras de tensão ($mc=2$) usando a técnica de controle por corrente média. Considerando o modelo matemático obtido da planta com a modelagem do interruptor PWM e os critérios conhecidos de estabilidade da teoria de fontes chaveadas, um controlador convencional PI foi projetado para a malha de corrente e outro controlador PI foi projetado para a malha de tensão.

O controlador proposto é validado por meio da teoria de controle neste capítulo e também por resultados experimentais no capítulo 6, demonstrando o desempenho do conversor e a efetividade da técnica de controle proposto.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 - INTRODUÇÃO

Utilizando a teoria desenvolvida nos capítulos anteriores, foram implementados em laboratório dois protótipos do conversor *boost* baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (*mc*).

A Figura 6.1 (a) mostra o circuito de potência do conversor com duas células multiplicadoras de tensão, enquanto a Figura 6.1 (b) ilustra o circuito de potência do conversor com três células multiplicadoras de tensão. A diferença entre uma configuração e outra consiste na adição de uma célula multiplicadora de tensão composta por dois diodos e dois capacitores.

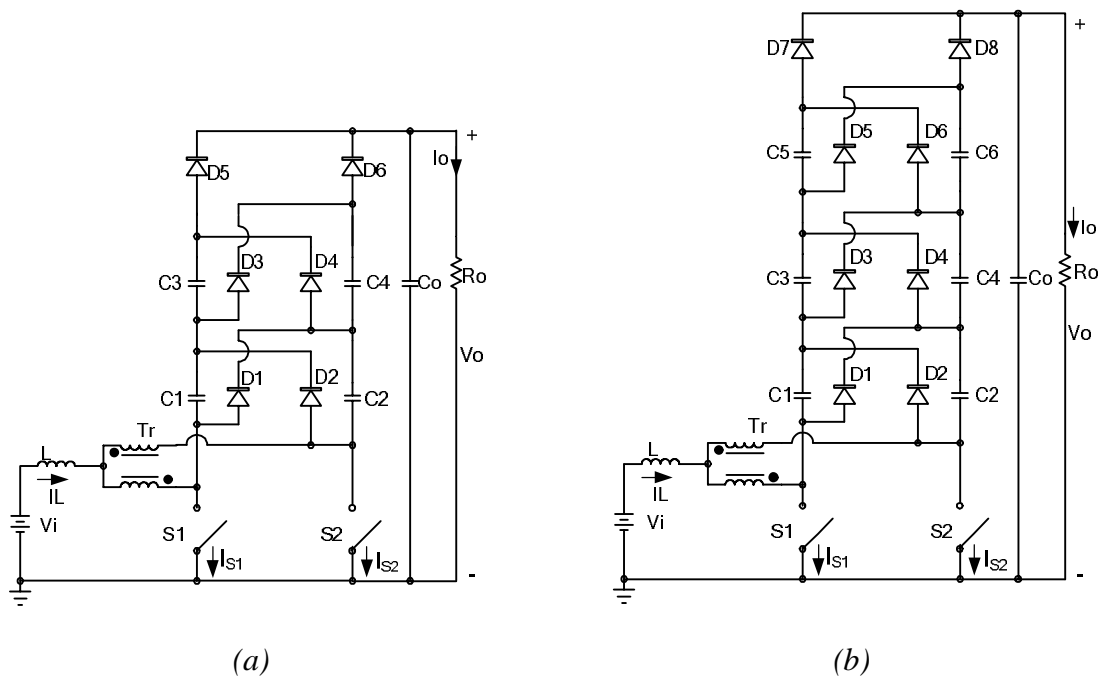


Figura 6.1 – (a) Circuito de potência do conversor com 2 células multiplicadoras de tensão; (b) Circuito de potência do conversor com 3 células multiplicadoras de tensão.

6.2 - PROTÓTIPOS EXPERIMENTAIS

Para a verificação prática dos resultados obtidos por análise e simulação, foram testadas ambas as configurações supracitadas. Na Tabela 6.1 são detalhados os componentes de

potência utilizados no conversor para as configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão.

Tabela 6.1 – Lista de componentes do circuito de potência.

| Componente | Especificações | |
|-----------------------------|--|--|
| | Duas Células | Três Células |
| Indutor L | Núcleo Toroidal: Magnetics 58195A2 Indutância: 70 μH Número de espiras: 22 Fio: AWG 26 Fios em paralelo: 55 | Núcleo Toroidal: Magnetics 58195A2 Indutância: 70 μH Número de espiras: 22 Fio: AWG 26 Fios em paralelo: 55 |
| Autotransformador T_r | Núcleo: NEE-65/33/26 Thornton Fio: AWG 26 Número de espiras do primário: 19 Número de fios em paralelo do primário: 28 Número de espiras do secundário: 19 Número de fios em paralelo do secundário: 28 | Núcleo: NEE-65/33/26 Thornton Fio: AWG 26 Número de espiras do primário: 19 Número de fios em paralelo do primário: 28 Número de espiras do secundário: 19 Número de fios em paralelo do secundário: 28 |
| Interruptores S_1 e S_2 | Tipo: MOSFET Modelo: IRFP4227 | Tipo: MOSFET Modelo: IRFP4227 |
| Diodos $D_1 \dots D_8$ | Tipo: Diodo ultra fast Modelo: HFA25PB60 | Tipo: Diodo <i>ultra fast</i> Modelo: HFA25PB60 |
| Capacitores C_1 e C_2 | Modelo: Epcos B32594 Tipo: Poliéster metalizado Capacitância / Tensão: 2x2,2 μF / 400 V | Modelo: Epcos B43304 Tipo: Poliéster metalizado Capacitância / Tensão: 2x2,2 μF / 400 V |
| Capacitores C_3 e C_4 | Modelo: Epcos B32594 Tipo: Poliéster metalizado Capacitância / Tensão: 2,2 μF / 400 V | Modelo: Epcos B32562+ B32594 Tipo: Poliéster metalizado Capacitância / Tensão: 2,2 μF + 1,1 μF / 400 V |
| Capacitores C_5 e C_6 | — | Modelo: Epcos B32594 Tipo: Poliéster metalizado Capacitância / Tensão: 2,2 μF / 400 V |
| Capacitor de saída C_o | Modelo: Epcos B43304 Tipo: Eletrolítico Capacitância / Tensão: 670 μF / 450 V | Modelo: Epcos B43304 Tipo: Eletrolítico Capacitância / Tensão: 670 μF / 450 V |

6.2.1 - CONVERSOR COM $MC=2$ DESENVOLVIDO EM LABORATÓRIO

Os circuitos de potência e de controle foram montados em duas placas separadas para facilitar os ensaios e a coleta dos resultados experimentais.

A fotografia dos circuitos de potência e de controle do conversor com $mc=2$ montados no laboratório é apresentada na Figura 6.2.

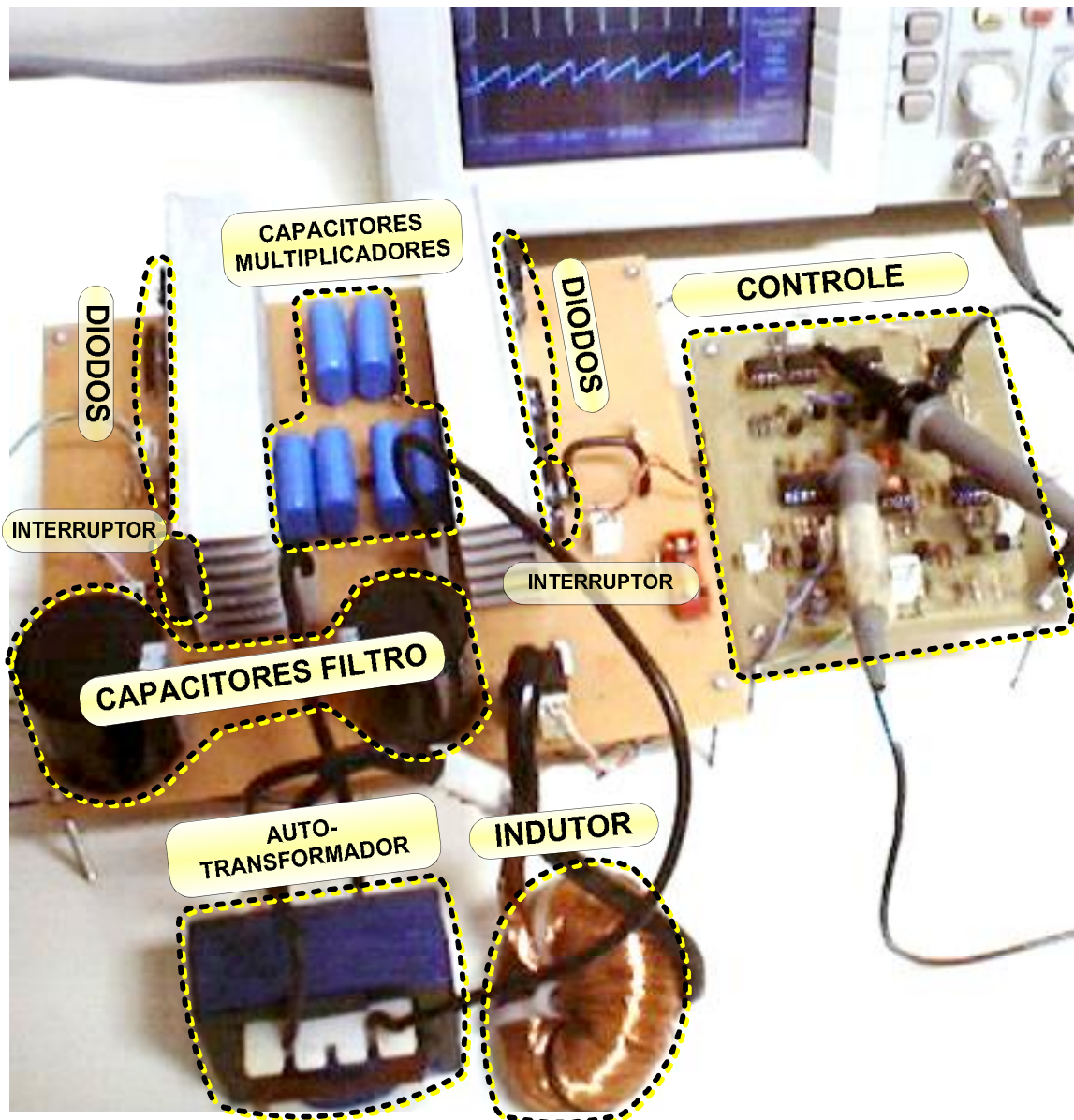


Figura 6.2 – Fotografia dos circuitos de potência e de controle do protótipo do conversor com $mc=2$ desenvolvido em laboratório.

6.2.2 - CONVERSOR COM $MC=3$ DESENVOLVIDO EM LABORATÓRIO

A fotografia do protótipo do conversor com $mc=3$ em malha aberta foi montado no

laboratório é apresentada na Figura 6.3.

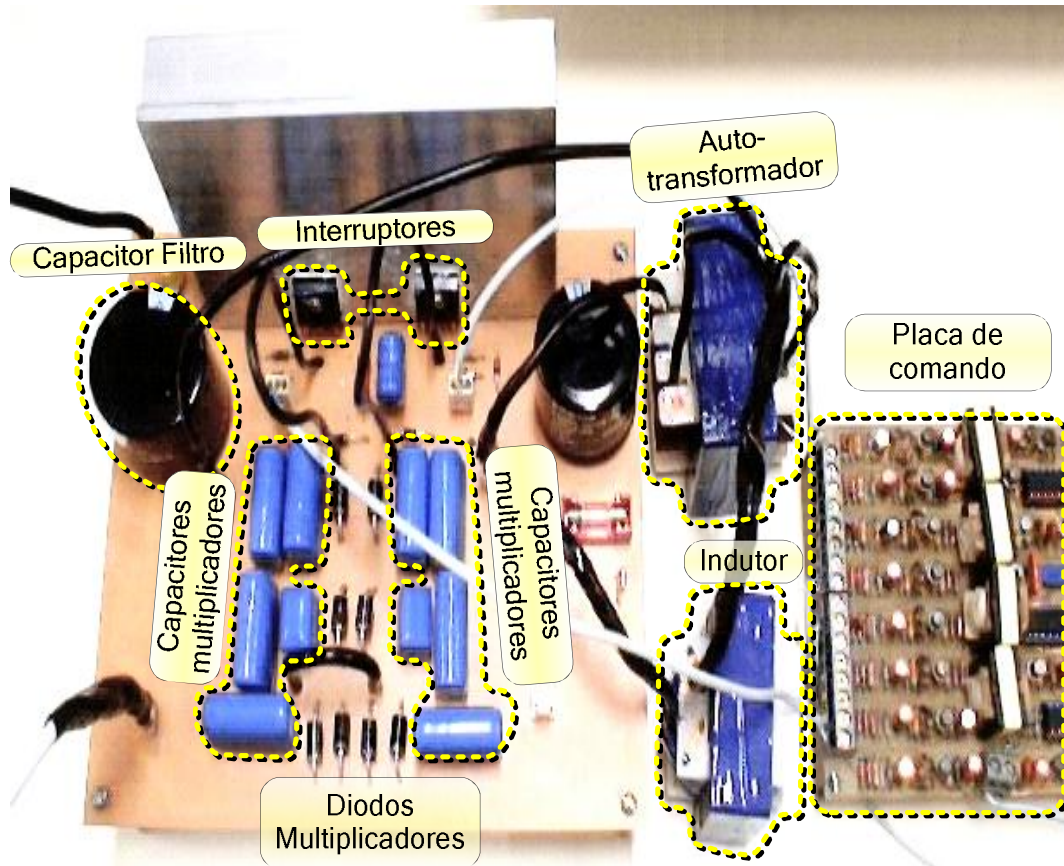


Figura 6.3 – Fotografia do circuito de potência do protótipo do conversor com $mc=3$ em malha aberta desenvolvido em laboratório.

Os resultados experimentais foram coletados com o conversor operando em regime permanente e depois com variação de carga. Para a alimentação do conversor, foi utilizada uma fonte de tensão contínua.

6.3 - ENSAIOS EM REGIME PERMANENTE

Nesta seção, são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos principais elementos do circuito de potência coletadas utilizando um osciloscópio Tektronics.

6.3.1 - INDUTOR L

O valor da ondulação de corrente no indutor para as configurações com duas e três células multiplicadores de tensão é aproximadamente 6 A.

A tensão no indutor varia entre -30 V e +42 V na configuração com duas células multiplicadores de tensão, como se observa na Figura 6.4 (a). Na configuração com três

células multiplicadoras, varia entre -22 V e +42 V, segundo a Figura 6.4 (b).

Nas duas configurações, a tensão é constante durante a condução simultânea dos interruptores, e não linear durante a condução não síncrona dos interruptores. Como se observa, a tensão média no indutor, é próxima de zero. A corrente no indutor cresce linearmente durante a condução simultânea dos interruptores, e é decrescente durante a condução não síncrona dos interruptores.

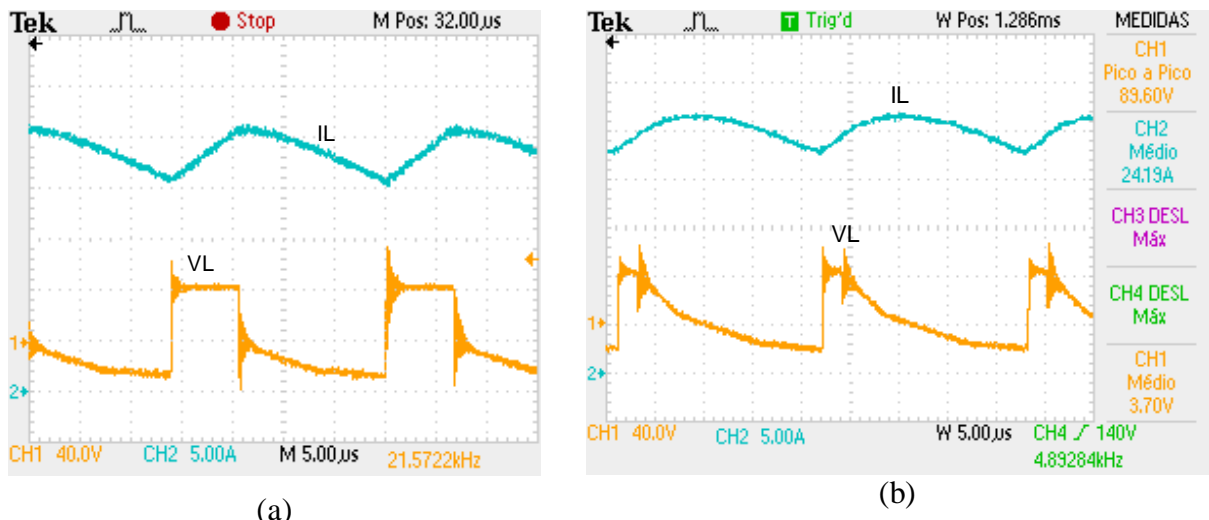


Figura 6.4 – (a) Corrente e tensão no indutor L para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (5 A/div; 40 V/div; 5 μ s/div);

(b) Corrente e tensão no indutor L para o conversor com três células multiplicadoras de tensão; (5 A/div; 40 V/div; 5 μ s/div).

6.3.2 - AUTOTRANSFORMADOR T_R

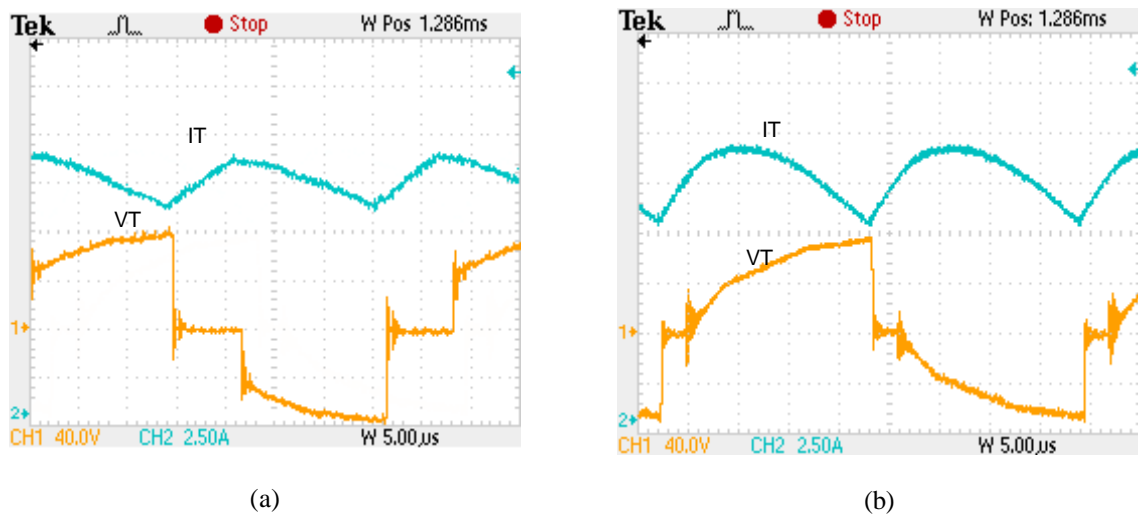


Figura 6.5 – (a) Tensão e corrente no enrolamento primário P1 do autotransformador para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (40 V/div; 2.5 A/div; 5

us/div; (b) Tensão e corrente no enrolamento primário P1 do autotransformador para o conversor com três células multiplicadoras de tensão; (40 V/div; 2.5 A/div; 5 us/div).

Os esforços de tensão e corrente nos dois enrolamentos do autotransformador são semelhantes porque o número de espiras de cada enrolamento é igual. Isto quer dizer que a corrente em cada braço do autotransformador é dividida em duas partes e é igual à metade da corrente do indutor. A ondulação da corrente é aproximadamente 4 A para as configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão, como é observado na Figura 6.5 –(a) e na Figura 6.5 –(b), respectivamente. A tensão de pico em cada enrolamento é a metade da tensão pico do interruptor e varia de -76 V a +76 V. O valor da tensão média também é zero em cada enrolamento.

6.3.3 - INTERRUPTORES S_1 E S_2

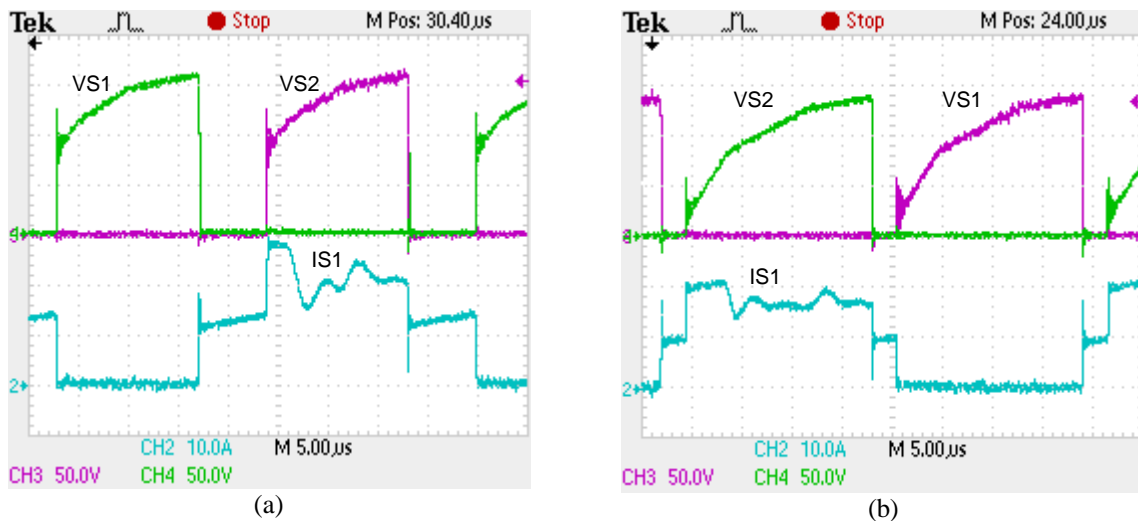


Figura 6.6 – (a) Tensão e corrente no interruptor S_1 e tensão no interruptor S_2 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 5 us/div); (b) Tensão e corrente no interruptor S_1 e tensão no interruptor S_2 para o conversor com três células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 5 us/div).

A Figura 6.6 (a) e a Figura 6.6 (b) mostram simultaneamente a tensão entre dreno e fonte dos interruptores S_1 e S_2 e a corrente através do interruptor S_1 para as configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão.

As tensões sobre os interruptores S_1 e S_2 são praticamente iguais, defasadas em meio período. A tensão máxima é aproximadamente 160 V no caso da configuração com duas células multiplicadoras de tensão, e 140 V para a configuração com três células

multiplicadoras de tensão. Estes valores são muito próximos aos calculados em (4.23).

A tensão no início do bloqueio do interruptor é menor que a tensão no final do bloqueio em ambos interruptores. A topologia com capacitores multiplicadores faz que a tensão sobre o interruptor no início do bloqueio seja reduzida de um valor $(V_o/(mc+1))$ para um valor menor igual a $(mc \cdot \Delta VC)$ dos capacitores multiplicadores. No final do bloqueio, esta é aumentada para $[(mc-1) \cdot \Delta VC]$.

A corrente que circula através do interruptor S_I tem um formato descontínuo devido à comutação dos diodos multiplicadores de tensão, como foi analisado no capítulo 3. O valor de pico da corrente neste interruptor é igual à corrente pico no indutor L , isto é, aproximadamente 30 A.

A Figura 6.7 mostra o detalhe da entrada em condução do interruptor S_I para as configurações. É possível perceber que as perdas por comutação na entrada em condução são mais reduzidas para a configuração com três células multiplicadoras de tensão.

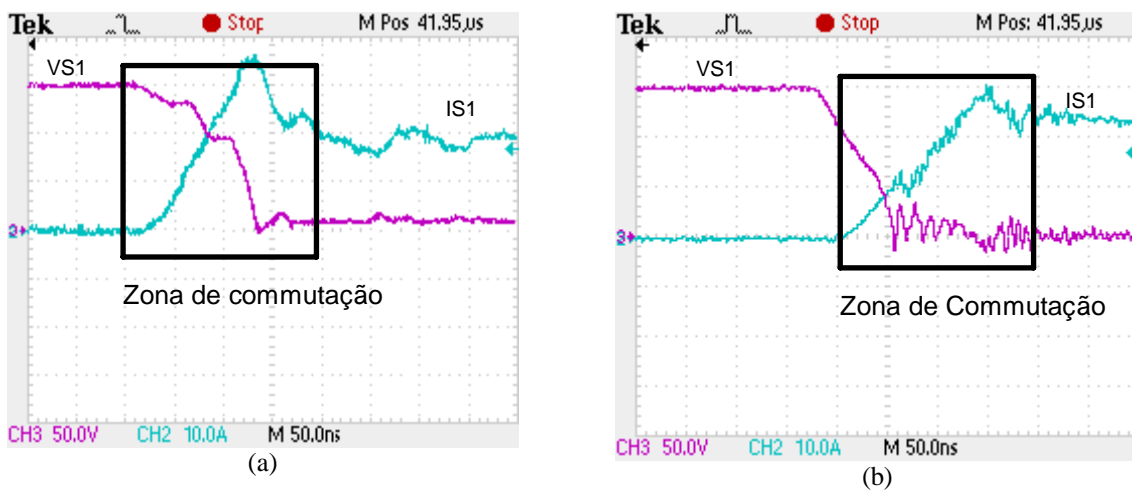


Figura 6.7 – (a) Detalhe da tensão e corrente do interruptor S_I na entrada em condução para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 100 ns/div) (b) Detalhe da tensão e corrente do interruptor S_I na entrada em condução para o conversor com três células multiplicadoras de tensão (50 V/div; 10 A/div; 50 ns/div).

A Figura 6.8 (a) mostra o detalhe do início de bloqueio no interruptor S_I para duas células multiplicadoras de tensão e a Figura 6.8 (b) mostra também o início do bloqueio no interruptor S_I para três células multiplicadoras de tensão. É importante observar que as perdas durante o bloqueio são menores na configuração com três células multiplicadoras de tensão, o que implica a melhoria do rendimento do conversor.

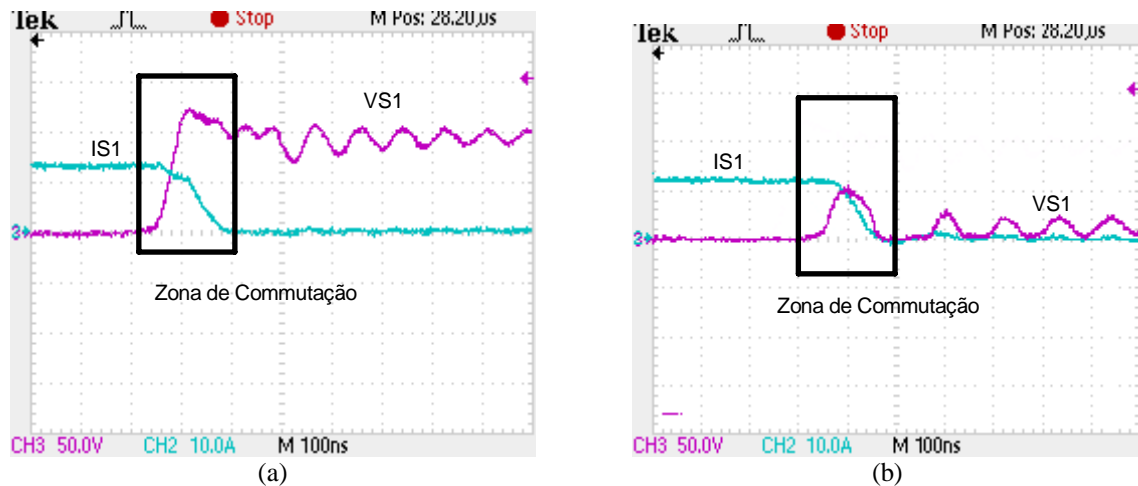


Figura 6.8 – (a) Detalhe de tensão e corrente do interruptor S1 no bloqueio para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 10 A/div; 100 ns/div); (b) Detalhe de tensão e corrente no interruptor S1 no início do bloqueio para o conversor com três células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 10 A/div; 100 ns/div).

6.3.4 - DIODOS MULTIPLICADORES DE TENSÃO E DIODOS RETIFICADORES.

A Figura 6.9 (a) mostra as tensões sobre os diodos D_1 , D_3 e D_5 da configuração com duas células multiplicadoras de tensão. Deve-se ressaltar que as tensões sobre os diodos D_2 , D_4 e D_6 são similares às tensões nos diodos do outro braço, embora defasadas em 180° .

As tensões nos diodos D_1 e D_2 do primeiro nível multiplicador são maiores que 200 V devido à soma das tensões sobre os interruptores e nos capacitores adjacentes. As tensões sobre os diodos D_3 e D_4 são aproximadamente 200 V porque resultam da soma de tensões nos capacitores adjacentes.

As tensões sobre os diodos retificadores D_5 e D_6 são aproximadamente 140 V, sendo menores que a tensão das células multiplicadoras porque não há capacitores adjacentes.

A Figura 6.9 (b) mostra as tensões sobre os diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_7 do conversor com três células multiplicadoras de tensão. Os diodos D_2 , D_4 , D_6 e D_8 possuem as mesmas tensões que os respectivos pares do outro braço, embora defasadas em 180° .

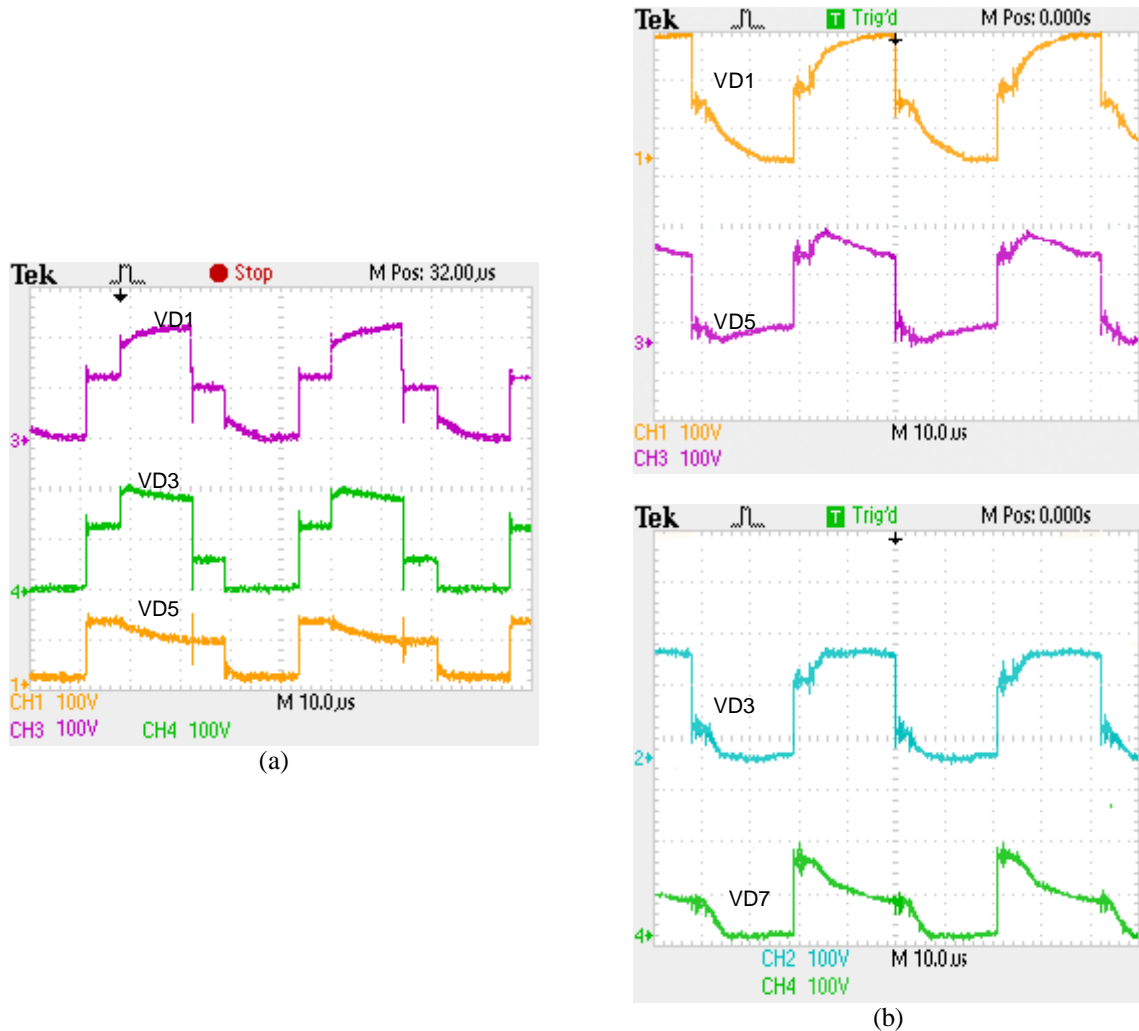


Figura 6.9 – (a) Tensão nos diodos D_1 , D_3 e D_5 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 10 µs/div);

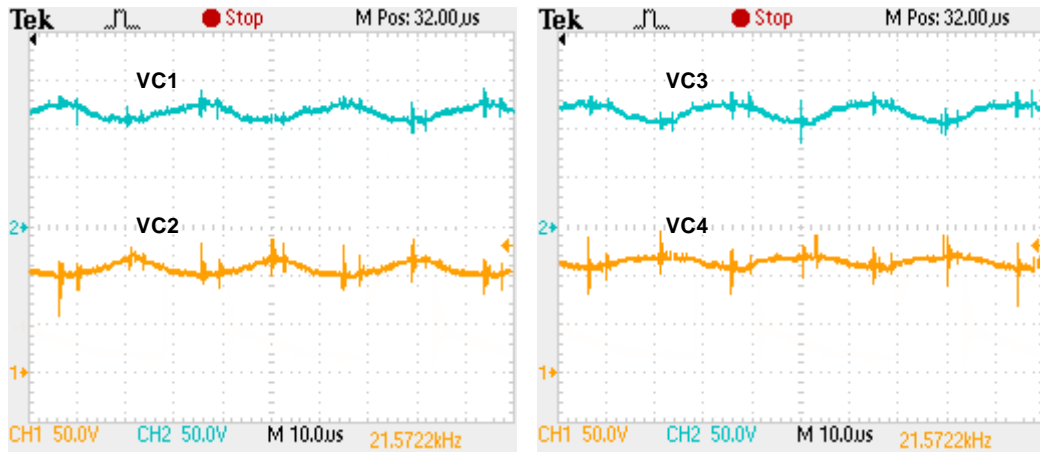
(b) Tensão nos diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_7 para o conversor com três células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 10 µs/div).

Os diodos multiplicadores D_1 , D_3 e D_5 são submetidos a tensões entre 200 e 250 V porque possuem capacitores adjacentes que apresentam estas tensões. O diodo retificador D_7 , como no caso da configuração com duas células multiplicadoras de tensão, é submetido a tensões menores que aproximadamente 140 V, porque não possui capacitor adjacente.

Por fim, ressalta-se que todos os resultados são semelhantes aos valores obtidos em simulação. Não foi possível obter medições das correntes nos diodos devido à inacessibilidade dos terminais, e não foram colocados cabos para a medição das correntes já

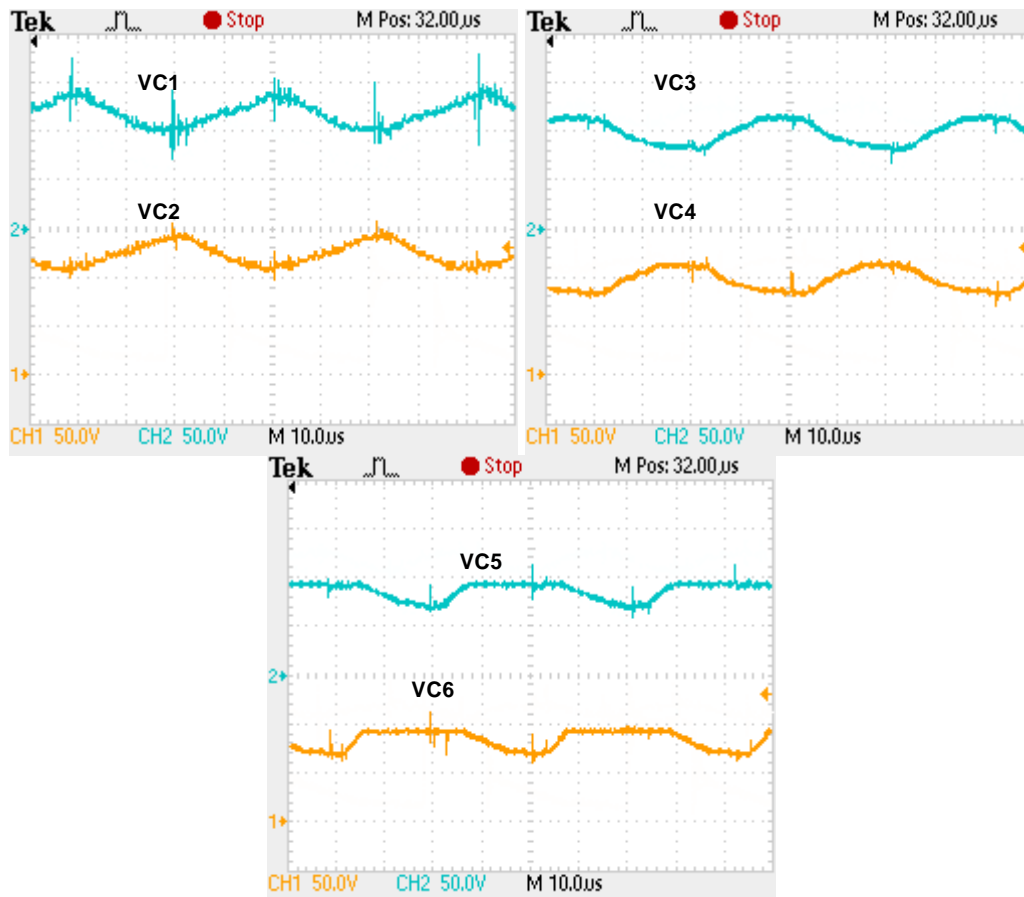
que aumentam as indutâncias de dispersão nos terminais dos diodos, o que pode provocar nos mesmos sobretensões prejudiciais na comutação.

6.3.5 - CAPACITORES MULTIPLICADORES DE TENSÃO



(a)

Figura 6.10 – (a) Tensão sobre os capacitores C_1 a C_6 para o conversor com duas células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 10 us/div).



(b)

Figura 6.11 – Tensão sobre os capacitores C_1 a C_6 para o conversor com 3 células multiplicadoras de tensão; (50 V/div; 50 V/div; 50 V/div; 50 V/div; 10 us/div).

As tensões nos capacitores multiplicadores de tensão são mostradas na Figura 6.11. É possível observar que existe uma grande ondulação das tensões, o que é útil para diminuir as sobretensões nos interruptores no início do bloqueio.

Para a configuração com dois níveis multiplicadores, as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 variam de +110 a +130 V, e nos capacitores C_3 e C_4 de +105 a +125 V, como é mostrado na Figura 6.11 (a).

Entretanto, para a configuração com três níveis multiplicadores, as tensões nos capacitores C_1 e C_2 variam de +115 a +145 V, nos capacitores C_3 e C_4 de +105 a +125 V, e nos capacitores C_5 e C_6 variam de +70 a +95 V, como é mostrado na Figura 6.11 (b). Assim, é interessante observar que o valor da tensão suportada pelos capacitores é reduzida conforme aumenta o número de níveis.

6.3.6 - SAÍDA DO CONVERSOR

Nas Figura 6.12 (a) e Figura 6.12 (b), são mostradas a tensão e a corrente na saída do conversor. A tensão e a corrente de saída apresentam baixa ondulação em ambas as configurações do conversor

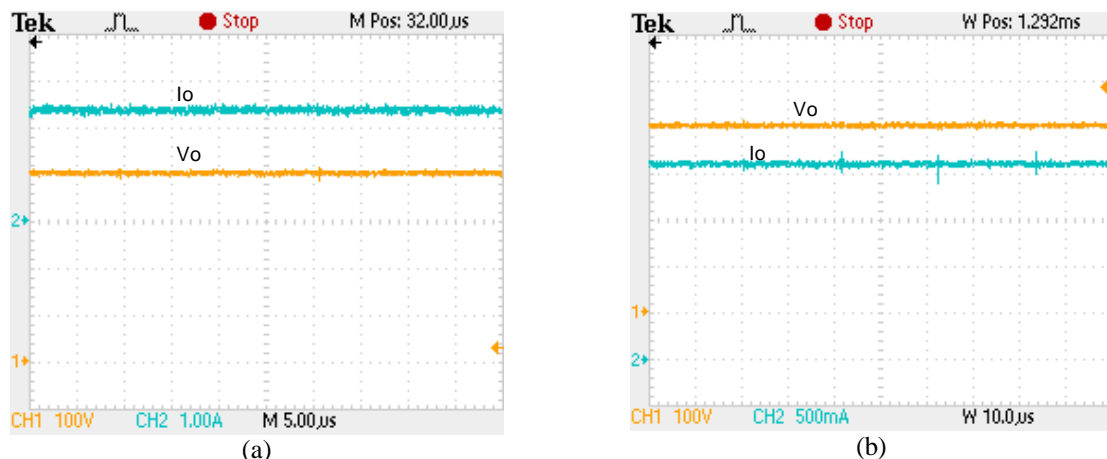


Figura 6.12 – (a) Tensão e corrente na saída do conversor com duas células multiplicadoras de tensão (100 V/div; 1 A/div; 5 μ s/div);

(b) Tensão e corrente na saída do conversor com três células multiplicadoras de tensão (500 mA/div; 10 μ s/div).

6.4 - ENSAIOS EM REGIME TRANSITÓRIO

Nesta seção, são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em regime de

transitório de partida do conversor.

6.4.1 - TRANSITÓRIO DE PARTIDA

A Figura 6.13 mostra o comportamento do conversor no instante da partida. Observa-se que a tensão de saída V_o é elevada de zero ao valor de regime permanente de 400 V, com a tensão de entrada V_i também variando de zero a 48 V. Existe uma sobretensão de 80 V na partida devido ao transitório de partida. A corrente no indutor I_L tem um pico de partida devido aos capacitores descarregados que atuam como um curto circuito. O sistema de controle inicia a regulação da tensão de saída V_o quando a tensão de entrada V_i atinge 20 V.

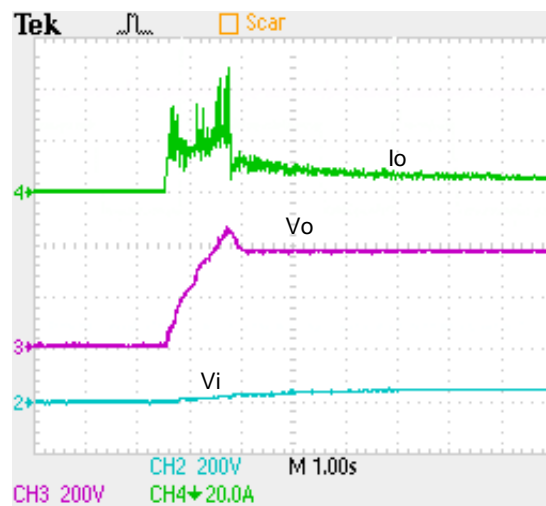


Figura 6.13 – Transitório de partida, tensão de entrada V_i , tensão de saída V_o e corrente no indutor I_L no instante da partida (20 A/div; 200 V/div; 200 V/div; 1 s/div).

6.4.2 - TRANSITÓRIO DE CARGA

A Figura 6.14 mostra o comportamento do conversor quando existem variações instantâneas de carga. Observa-se que, para um degrau de carga aignificativo, a corrente de saída I_o aumenta ou diminui, mas as tensões de saída V_o e de entrada V_i permanecem isentas de perturbações.

Existem picos de corrente quando a carga aumenta devido à conexão de lâmpadas incandescentes, que têm uma resistência muito menor quando estão frias. Isto provoca maior corrente que em regime nominal de funcionamento, sendo que os picos de corrente são de duas a três vezes maiores que a corrente de regime permanente, enquanto não existem picos de corrente quando a carga diminui.

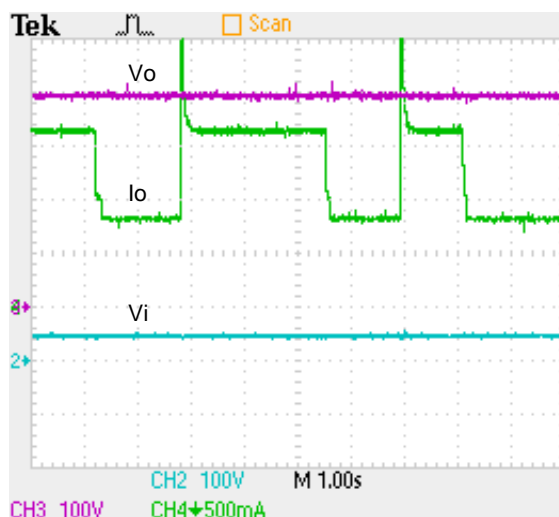


Figura 6.14 – Tensão de saída V_o , corrente de saída I_o e tensão de entrada V_i durante transitórios de carga; (100 V/div; 100 V/div; 0,5 A/div; 1 s/div).

6.5 - RENDIMENTO DO SISTEMA

A Figura 6.15 mostra a curva de rendimento do sistema para diferentes potências de carga. Os resultados foram obtidos para as configurações com duas ($mc=2$) e três ($mc=3$) células multiplicadoras de tensão.

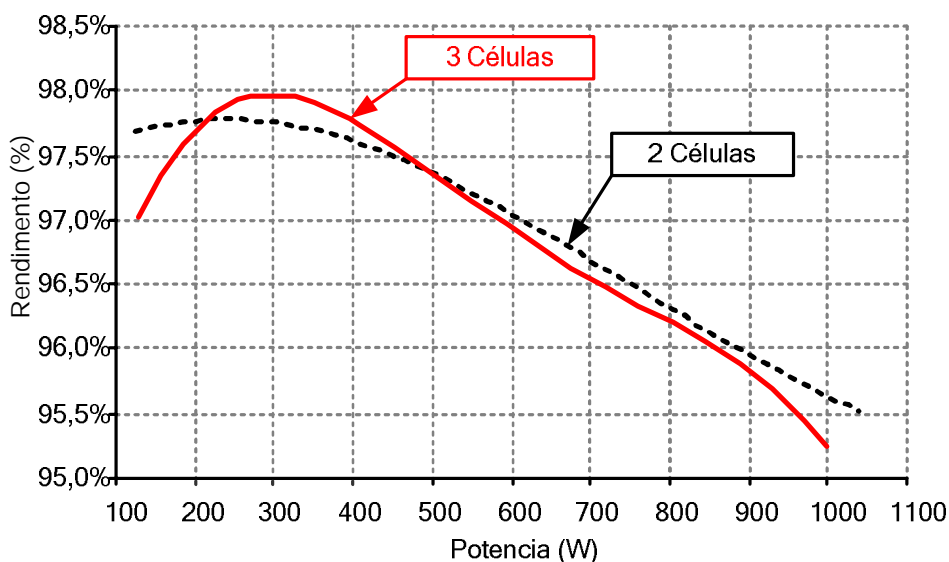


Figura 6.15 – Curvas de rendimento das configurações com duas e três células multiplicadoras de tensão.

Observa-se que o rendimento do conversor com duas células multiplicadoras de tensão é melhor que a configuração com três células multiplicadoras de tensão, porque o menor número de diodos reduz as perdas por comutação e por condução. O valor máximo de rendimento na configuração com duas células multiplicadoras de tensão é 97,7%. Para a

configuração com três células multiplicadoras de tensão, o rendimento máximo chega em 97.9%.

6.6 - CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram apresentadas as principais formas de onda experimentais do conversor proposto com duas ($mc=2$) e três ($mc=3$) células multiplicadoras de tensão, sendo desenvolvidos protótipos para uma potência de 1000 W.

Os ensaios foram realizados alterando a configuração de duas ($mc=2$) para três ($mc=3$) células multiplicadoras de tensão na mesma placa de potencia e utilizando cargas resistivas compostas por lâmpadas incandescentes e reostatos lineares. O sistema foi operado em regime permanente e em regime transitório com variações bruscas de carga. A atuação do sistema de controle foi rápida e precisa.

O comportamento do conversor com duas e três células multiplicadoras de tensão possui a mesma lógica de funcionamento para as diferentes etapas de comutação, como foi estudado no capítulo 3. Os valores máximos e médios dos esforços de tensão e corrente nos componentes são próximos aos valores encontrados mediante cálculo e simulação.

O rendimento máximo obtido na configuração com três células multiplicadoras de tensão foi de aproximadamente 97,9 % para uma potência de carga de 300 W, e 95,3% para potência nominal de 1000 W. O rendimento máximo obtido na configuração com duas células multiplicadoras de tensão foi de aproximadamente 97,7 % para uma potência de carga de 250 W, e 95,7% para potência nominal de 1000 W.

Verifica-se que o conversor desenvolve rendimento acima de 95%, sendo apropriado para utilização em sistemas que requerem eficiência elevada, como geração fotovoltaica, geração eólica, entre outros.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o estudo do conversor *Boost* CC-CC de alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados e nas células multiplicadoras de tensão (mc).

Foi realizada a análise da topologia com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e das topologias com mais de uma célula multiplicadora de tensão ($mc>1$), no intuito de melhor compreender o comportamento do conversor que é influenciado pelo número de células multiplicadoras de tensão (mc). Verificou-se teoricamente que as formas de onda foram lineares para configurações com uma célula multiplicadora de tensão ($mc=1$) e, para configurações com maior número de células multiplicadoras de tensão ($mc>1$), foi confirmada teórica e experimentalmente que as respostas foram não lineares. Esta análise foi importante porque se observaram três aspectos importantes:

- (1) a dificuldade da análise matemática aumenta para configurações com $mc>1$, porque nestas condições de operação é mais complexo encontrar os tempos de comutação das diferentes etapas para essas configurações. Por esta razão, nesta dissertação foi importante a análise matemática das topologias com duas ($mc=2$) e três ($mc=3$) células multiplicadoras de tensão;
- (2) Em relação à precisão dos resultados, observou-se que as expressões matemáticas dos esforços de tensão e corrente nos componentes ativos e passivos obtidas para cada configuração não foram iguais;
- (3) As topologias com $mc>1$ tem melhor rendimento, como foi verificado com $mc=2$.

No capítulo 2, foi apresentada de maneira didática a contextualização da topologia proposta através da análise e classificação das principais topologias de conversores *boost* que foram propostas na literatura. No capítulo 3, foram investigados os modelos matemáticos para as configurações com $mc=1$, $mc=2$ e $mc=3$, e para esta finalidade foi utilizada a ferramenta de “modelagem do interruptor PWM”, que facilitou a modelagem das topologias e possibilitou realizar diversas análises, como o estado em regime permanente, regime transitório e análise de pequenos sinais em um único modelo correspondente a cada configuração. No capítulo 4, apresentou-se um exemplo de projeto para as configurações com $mc=2$ e $mc=3$. No capítulo 5,

foi proposta a aplicação do controle por corrente média na configuração com $mc=2$. Finalmente, no capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais da configuração com $mc=3$ sem controle em malha fechada e da configuração com $mc=2$ controlada.

Os modelos obtidos com a ferramenta de “modelagem do interruptor PWM” descreveram satisfatoriamente o comportamento das configurações com $mc=1$, $mc=2$ e $mc=3$. Os resultados de simulação usando o PSIM verificaram a efetividade do método proposto.

O rendimento do conversor e a efetividade do controlador proposto foram demonstrados por resultados experimentais para um protótipo de laboratório de 1 kW.

Verificou-se que a topologia em estudo apresentou melhor rendimento em relação às demais topologias devido à comutação suave dos interruptores MOSFET o que é verificado durante a entrada em condução dos mesmos.

Outras vantagens da topologia são a corrente de entrada não pulsada e com baixa ondulação. A frequência de operação do indutor e do autotransformador é o dobro da frequência de comutação dos interruptores, o que ajuda na redução do volume.

O esforço de tensão sobre os interruptores é menor que metade da tensão de saída devido à utilização dos estágios multiplicadores de tensão. Verificou-se ainda que não existem picos de sobretensão nos interruptores no início do bloqueio, e assim não é necessário utilizar *snubbers*.

Eventuais desvantagens da topologia são:

- um desequilíbrio na comutação dos interruptores provoca um desequilíbrio de tensão sobre os interruptores, e também provoca desequilíbrio de aquecimento;
- existe um maior número de componentes passivos (diodos e capacitores multiplicadores de tensão).

Finalmente, tem-se que o novo tipo de conversor *boost* não isolado com alto ganho de tensão proposto e estudado neste trabalho pode ser aplicado em sistemas UPS, sendo também apropriado para operar como um estágio *boost* de alto ganho de tensão para alimentação de inversores aplicados a sistemas de energias renováveis como solar fotovoltaica ou eólica. Pode ainda ser empregado em outros sistemas que requeiram estágios elevadores de tensão

CC-CC, como é o caso das empilhadeiras elétricas, amplificadores de áudio automotivo, entre outros.

Como sugestões para trabalhos futuros, tem-se a análise do conversor quando opera este com $D < 0,5$ e no modo de condução descontínua (MCD).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. V. Dijk, H. J. N. Spruijt, D. M. O'Sullivan, . B. Klaassens, "PWM-Switch Modeling of DC-DC converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 6, November 1995, pp. 659-665.
- [2] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages", in Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf., 1976, pp. 18-34.
- [3] R. P. T. Bascopé, Y. J. Acosta, E. C. Lenz, C. G. C. Branco, L. D. Bezerra, "A DC-AC Converter for Stand-Alone Systems", in VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2008, Poços de Caldas-MG, INDUSCON 2008, 2008.
- [4] S. V. Araujo et.al., "Stand-Alone Photovoltaic Systems Using an UPS Inverter and a Microcontrolled Battery Charger Based on a Boost Converter with a 3 State Commutation Cell", in Proc. Industrial Electronics Conference, IECON 2006, Paris, França, 2006,pp. 4381-4386.
- [5] B. Sahan, S. V. Araújo, P. Zacharias, F. L. M. Antunes, R. P. T. Bascopé, "Analysis and Proposition of a PV Module Integrated Converter with High Voltage Gain Capability in a Non-Isolated Topology", in: Proc. 7th International Conference on Power Electronics, -26 October 2007, EXCO, Daegu, Korea.
- [6] K. C. Tseng, T. J. Liang "Novel High-Efficiency Step-Up Converter", IEEE Proc.- Electr. Power Apply., vol. 151, No. 2, March 2004.
- [7] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd Edn. (John Wiley, New York, USA, 1950), pp. 39-55.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics", 2nd Edn. (John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1995), pp. 172-178.
- [9] J. Riatsch, "Modulintegriertes Umrichtersystem für die Netzambindung einer einzelnen Grobflächigen Niederspannung Solarzelle", PhD thesis ,ETH, Zurich, 2001.
- [10] L. Huber, M. M. Jovanovic, "A Design Approach for Server Power Supplies for Networking," in Proc. IEEE-APEC'00 Conf., 2000, pp.1163-1169.
- [11] X. G. Feng, J. J. Liu, and F. C. Lee, "Impedance Specifications for Stable DC Distributed Power Systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, pp. 157-162, Mar. 2002.
- [12] Novaes, Y.; Rufer, A.; Barbi, I., "A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications"; Power Conversion Conference - Nagoya. PCC '07.

- pp. 601 - 607.
- [13] K. W. Ma, Y. S. Lee, "An Integrated Flyback Converter For DC Uninterruptible Power Supply", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 318–327, Mar. 1996.
 - [14] C. T. Choi, C. K. Li, S.K. Kok, "Modeling of An Active Clamp Discontinuous Conduction Mode Flyback Converter Under Variation of Operating Condition," in *Proc. IEEE-PEDS'99 Conf.*, 1999, pp.730–733.
 - [15] Q. Zhao, F. C. Lee, "High-Efficiency, High-Step Up DC-DC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.18, No.1, January 2003.
 - [16] Q. Zhao, F. Tao, H. Yongxuan, F. C. Lee, "Active-Clamp DC/DC Converters Using Magnetic Switches", *APEC 2001*, vol. 2, March 2000, pp. 946-952.
 - [17] K.C. Tseng, T. J. Liang, "Novel High-Efficiency Step-Up Converter", *IEEE Proc. on Power Applications*, vol. 151, no.2, March 2004.
 - [18] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Step-Up Switching-Mode Converter with High Voltage Gain Using a Switched-Capacitor Circuit", in *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 50, No.8, August 2003, pp.1098-1102.
 - [19] J. Yungtaek, M. M. Jovanovic, "New Two-Inductor Boost Converter with Auxiliary Transformer", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol.19, no.1, January 2004.
 - [20] R. Gules, L. L. Pfitscher, L. C. Franco, "An Interleaved Boost DC-DC Converter with Large Conversion Ratio", *ISIE '03*, vol. 1, June 2003, pp. 411-416.
 - [21] R. Gules, L. L. Pfitscher, L. C. Franco, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, p. 871-887, 2008.
 - [22] G. V. Torrico Bascopé, I. Barbi. "Generation of a Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells", in *IEEE Power Electronic Specialists Conference, 2000, PESC'00*, Vol.2, 18-23 June 2000, pp. 858-863.
 - [23] G. V. Torrico-Bascopé, "New Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using the Three-State Switching Cell", PhD. thesis, Dept. Elect. Eng., Federal University of Santa Catarina, Brazil, 2001.
 - [24] G. V. T. Bascopé, R. P. T. Bascopé, D. S. Oliveira Jr., S. V. Araújo, F. L. M. Antunes, C. G. C. Branco, "A High Step-Up Converter Based on Three-State Switching Cell," in *Proc. of ISIE '2006 - IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings*, pp. 998-1003, 2006.
 - [25] Y. J. Acosta, R. P. T. Bascopé, W. G. C. Cabero, L. Moura, "High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers," in *Proc. VIII*

- Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2008, Poços de Caldas-MG. INDUSCON 2008, 2008.
- [26] Y. J. Acosta, R. P. T. Bascopé, D. S. Oliveira Jr., W. G. C. Cabero, E. H. Andrade, “High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell and Voltage Multipliers,” In: 34th IEEE Industrial Electronics Conference, Nov 2008, Orlando, FL.
- [27] Yblin J. Acosta Alcazar, W. Gustavo Cárdenas Cabero, René P.Torrigo Bascopé, Sérgio Daher, Demercil S. Oliveira Jr., Gean J. Maya de Sousa, “Modeling And Control Of The High Voltage Gain Boost Converter Based On Three-State Switching Cell And Voltage Multipliers (Mc)”, In: 10o. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Bonito, 2009.
- [28] G. Garcerá, E. Figueres, A. Mocholí, , “Novel Three –Controller Average Current Mode Control of DC-DC PWM Converters with Improved Robustness and Dynamic Response ,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No.3, May 2000, pp.516-528.