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

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

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERSORES CC-CC BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS PARA ACIONAMENTO DE MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

Aluno: José Carlos da Silva Júnior
Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
Co-orientador: Prof. MSc. Juan Paulo Robles Balestero

São João del-Rei, Outubro de 2013

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

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

por

José Carlos da Silva Júnior

Texto da Dissertação de Mestrado submetido à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João Del Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como requisito parcial para aobtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de Concentração: Modelagem e Controle de Sistemas
Linha de pesquisa: Análise e Modelagem de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. Fernando Lessa Tofoli
Coorientador: Prof. MSc. Juan Paulo Robles Balestero

São João del-Rei, Outubro de 2013

AGRADECIMENTOS

À Deus que sempre me deu forças e proteção durante os momentos que estive viajando para realizar as disciplinas e pesquisas relacionadas a este trabalho.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), cujos recursos financeiros permitiram realização deste trabalho por meio do processo Nº. TEC - APQ-00259-11.

Ao professor orientador Fernando Lessa Tofoli e ao professor coorientador Juan Paulo Robles Balestero que auxiliaram durante todo o desenvolvimento deste trabalho, de forma prestativa e imediata, com análises críticas e construtivas que culminaram na conclusão desta dissertação de forma satisfatória.

Aos meus pais, José Carlos e Terezinha, e minha esposa Fernanda que sempre me apoiaram, criando condições para que pudesse me dedicar aos estudos. Ao meu filho Lucas, que sempre me serviu de inspiração e força para superar desafios.

Aos meus colegas de trabalho, em especial ao Eduardo Felipe e Luis Carlos, pela força e compreensão das dificuldades em conciliar estudos e trabalho. Sem o apoio recebido destas pessoas eu não teria concluído este trabalho.

Silva Júnior, J.C., “Conversores CC-CC Baseados na Célula de Comutação de Três Estados para Acionamento de Máquinas de Corrente Contínua” – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 116p.

O desenvolvimento de drives de corrente alternada (CA) e a viabilidade econômica têm favorecido a substituição dos motores de corrente contínua (CC) pelos motores de indução acionados por inversores de frequência. Apesar disso, diversas vantagens ainda tornam as máquinas CC atraentes para várias aplicações, a saber: ciclo contínuo em baixas rotações; alto torque na partida e em baixas rotações; ampla variação de velocidade; facilidade em controlar a velocidade; confiabilidade; flexibilidade em termos da existência de vários tipos de excitação; e simplicidade do acionamento em virtude do uso de modernos conversores CC-CC. Neste contexto, este trabalho propõe a concepção de novas estruturas de conversores que empregam a célula de três estados, onde são obtidas várias vantagens sobre topologias já existentes, a saber: capacidade de operar em altas correntes com o equilíbrio da corrente entre os semicondutores mantido por um autotransformador de alta frequência; redução do custo, peso e volume dos elementos magnéticos que são projetados para o dobro da frequência de operação dos semicondutores; perdas reduzidas, com consequente aumento do rendimento global do sistema; e redução do custo associado ao uso de semicondutores capazes de suportar menores esforços de corrente. Especificamente, a proposta consiste em três estruturas: um conversor CC-CC capaz de operar no primeiro e no segundo quadrantes, com reversibilidade de corrente da máquina CC; um conversor CC-CC capaz de operar no primeiro e no terceiro quadrantes, com reversibilidade da tensão na máquina CC; e uma topologia capaz de operar nos quatro quadrantes, com reversibilidade da corrente e/ou tensão.

Palavras-chave: acionamentos com velocidade variável, *choppers*, conversores CC-CC.

Silva Júnior, J. C., “DC-DC Converters Based on The Three-State Switching Cell for DC Machine Drives” – São João del-Rei, UFSJ, 2013, 116p.

The development of AC current drives and economic viability are the main reasons why DC machines have been increasingly replaced by induction motors driven by frequency converters. However, several advantages can be addressed to DC machines, thus making them attractive for several applications, that are: continuous cycle operation even at low speeds; high startup torque and operation at low speed; operation over a wide speed range; simplicity to control speed; reliability; flexibility regarding several excitation schemes; and the possibility to use modern DC-DC converter to control speed. Within this context, this work proposes novel dc-dc converter topologies based on the three-state switching cell, whose well-known advantages over conventional existing structures are: ability to operate at higher current levels, while current sharing is maintained by a high frequency transformer; reduction of cost, size, weight, and volume of magnetics, which are designed for twice the switching frequency of the semiconductor elements; reduced losses, with consequent increase of the global efficiency; and reduction of cost associated to the use of semiconductors with lower current ratings. The proposal consists of three structures: a dc-dc converter with bidirectional current characteristic able to operate in the first and second quadrants; a dc-dc converter with bidirectional voltage characteristic able to operate in the first and third quadrants; and a dc-dc converter with bidirectional current and voltage characteristics able to operate in four quadrants.

Keywords: adjustable speed drives, choppers, DC-DC converters.

SUMÁRIO

Lista de Figuras IX

Lista de Tabelas XV

CAPÍTULO 1 Introdução Geral 1

1.1 - Justificativas do Trabalho 1

1.2 - Objetivos do Trabalho 6

1.3 - Estrutura do Trabalho 6

CAPÍTULO 2 Revisão Bibliográfica 8

2.1 - Considerações Iniciais 8

2.2 - Máquinas de Corrente Contínua 8

2.3 - Conversores CC-CC Concebidos a Partir da Célula de Comutação de Três Estados 15

2.4 - Proposta de Novas Estruturas de Conversores CC-CC Baseados na Célula de Três Estados 23

2.5 - Considerações Iniciais 26

CAPÍTULO 3 Conversor CC-CC Não Isolado Reversível em Corrente Baseado na Célula de Comutação de Três Estados 28

3.1 - Considerações Iniciais 28

3.2 - Conversor CC-CC Reversível em Corrente 28

3.3 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* sem Sobreposição 31

3.3.1 - Etapas de Funcionamento 31

3.3.2 - Ganho Estático 32

3.4 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* com Sobreposição 34

3.4.1 - Etapas de Funcionamento 34

3.4.2 - Ganho Estático 35

3.5 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* sem Sobreposição 37

3.5.1 - Etapas de Funcionamento 37

3.5.2 - Ganho Estático 39

3.6 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* com Sobreposição 40

3.6.1 - Etapas de Funcionamento 40

3.6.2 - Ganho Estático 42

3.7 - Considerações Finais 43

CAPÍTULO 4 Outras Topologias de Conversores CC-CC Baseados na Célula de Comutação de Três Estados 45

4.1 - Considerações Iniciais 45

4.2 - Conversor CC-CC Reversível em Tensão 46

4.2.1 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* sem Sobreposição 46

4.2.2 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* com Sobreposição 48

4.2.3 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* sem Sobreposição 50

4.2.4 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* com Sobreposição 52

4.3 - Conversor CC-CC Reversível em Tensão e Corrente 55

4.3.1 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* sem Sobreposição 56

4.3.2 - Análise Qualitativa em Modo *Buck* com Sobreposição 57

4.3.3 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* sem Sobreposição 58

4.3.4 - Análise Qualitativa em Modo *Boost* com Sobreposição 59

4.3.5 - Análise Comparativa das Topologias 60

4.4 - Considerações Iniciais 61

CAPÍTULO 5 Projeto e Implementação de um Conversor CC-CC Reversível em Corrente Baseado na Célula de Três Estados 62

5.1 - Considerações Iniciais 62

5.2 - Análise dos Esforços de Corrente e Tensão 62

5.2.1 - Indutor 62
5.2.2 - Autotransformador 69
5.2.3 - Diodos 69
5.2.4 - Interruptores Controlados 70
5.3 - Exemplo de Projeto 71
5.3.1 - Especificações Preliminares 71
5.3.2 - Projeto do Indutor 71
5.3.3 - Projeto do Transformador 74
5.3.4 - Interruptores Controlados 76
5.3.5 - Diodos 77
5.4 - Circuito de Comando dos Interruptores 78
5.5 - Resultados de Simulação 79
5.6 - Resultados Experimentais 84
5.7 - Considerações Finais 87
CAPÍTULO 6 Resultados de Simulação do Conversor de Dois Quadrantes Reversível em Tensão e do Conversor de Quatro Quadrantes 88
6.1 - Considerações Iniciais 88
6.2 - Resultados de Simulação para o Conversor de Dois Quadrantes Reversível em Tensão 88
6.3 - Resultados de Simulação para o Conversor de Quatro Quadrantes Reversível em Tensão e Corrente 92
6.4 - Considerações Finais 98
CAPÍTULO 7 Conclusão Geral 99
Referências Bibliográficas 100

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Acionamento de motores CC empregando conversores estáticos de potência [3]. 10

Fig. 2.2 – Modos de operação de uma máquina CC para os arranjos do tipo excitação separada e série [3]. 14

Fig. 2.3 – Operação de uma máquina CC em quatro quadrantes [3]. 15

Fig. 2.4 – Conversor CC-CC capaz de operar em quatro quadrantes [3]. 15

Fig. 2.5 – Conversores CC-CC não isolados clássicos [17]..... 16

Fig. 2.6 – Conversor *push-pull* [9] [17]. 18

Fig. 2.7 – Obtenção da célula de comutação de três estados [9] [17]. 18

Fig. 2.8 – Representação esquemática do funcionamento da célula de três estados [9] [17]. 19

Fig. 2.9 – Modos de operação dos interruptores da célula de três estados. 20

Fig. 2.10 – Inversão bilateral da célula de três estados. 21

Fig. 2.11 – Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de dois estados [9] [17]. .. 21

Fig. 2.12 – Conversores CC-CC não isolados com a célula de comutação de três estados [9] [17]. 22

Fig. 2.13 – Conversor de dois quadrantes reversível em corrente [3]. 23

Fig. 2.14 – Conversor de dois quadrantes reversível em tensão [3]. 24

Fig. 2.15 – Conversor de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão [3]. 24

Fig. 2.16 – Conversor de dois quadrantes reversível em corrente utilizando a célula de comutação de três estados. 25

Fig. 2.17 – Conversor de dois quadrantes reversível em dois quadrantes reversível em tensão. 25

Fig. 2.18 – Conversor de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão. 25

Fig. 2.19 – Conversor CC-CC reversível em corrente utilizando a célula de comutação de três estados proposto em [23]. 26

Fig. 3.1 – Conversor CC-CC reversível em corrente baseado na célula de comutação de três estados. 28

Fig. 3.2 – Sinais de comando dos interruptores em modo de não sobreposição. 30

Fig. 3.3 – Sinais de comando dos interruptores em modo de sobreposição. 30

Fig. 3.4 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 31

Fig. 3.5 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 33

Fig. 3.6 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 34

Fig. 3.7 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 36

Fig. 3.8 – Ganho estático do conversor CC-CC reversível em corrente no modo *buck*. 37

Fig. 3.9 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados. 38

Fig. 3.10 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados. 39

Fig. 3.11 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 41

Fig. 3.12 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 42

Fig. 3.13 – Ganho estático do conversor CC-CC reversível em corrente no modo *boost*. 43

Fig. 4.1 – Conversor CC-CC reversível em tensão baseado na célula de comutação de três estados. 45

Fig. 4.2 – Conversor CC-CC reversível em corrente e tensão baseado na célula de comutação de três estados. 45

Fig. 4.3 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 46

Fig. 4.4 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 48

Fig. 4.5 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 49

Fig. 4.6 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 50

Fig. 4.7 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados. 51

Fig. 4.8 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados. 53

Fig. 4.9 - Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados 53

Fig. 4.10 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 54

Fig. 4.11– Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 56

Fig. 4.12 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 57

Fig. 4.13 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 58

Fig. 4.14 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 59

Fig. 4.15 – Quadro comparativo das expressões válidas para o conversor de quatro quadrantes. 60

Fig. 5.1 – Variação da corrente no indutor para diferentes valores de razão cíclica. 63

Fig. 5.2 – Relações válidas para as duas primeiras etapas de funcionamento do conversor nos modos de operação *buck* ou *boost*, com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. 64

Fig. 5.3 – Ondulação da corrente no indutor nos modos de operação *buck* ou *boost*, com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. 65

Fig. 5.4 – Ondulação da corrente no indutor parametrizada nos modos de operação com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. 66

Fig. 5.5 – Ondulação da corrente no indutor parametrizada em função da razão cíclica nos modos de operação com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores. 66

Fig. 5.6 – Expressões para o cálculo das correntes instantânea, máxima e mínima do indutor. 68

Fig. 5.7 – Diagrama de blocos simplificado do circuito de comando. 78

Fig. 5.8 – Diagrama completo do circuito de comando. 79

Fig. 5.9 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em corrente acionando um motor CC. 80

Fig. 5.10 –Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados. 81

Fig. 5.11 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 82

Fig. 5.12 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados. 82

Fig. 5.13 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 83

Fig. 5.14 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente no momento de transição do modo *buck* para o modo *boost*. 83

Fig. 5.15 – Estágio de potência do conversor CC-CC de dois quadrantes reversível em corrente. 84

Fig. 5.16 – Representação do circuito de comando. 84

Fig. 5.17 – Diagrama do circuito da placa de controle do protótipo. 85

Fig. 5.18 – Placa de comando e controle. 86

Fig. 5.19 – Sinais de comando dos interruptores para operação em modo *buck* ou *boost*. 86

Fig. 5.20 – Tensão de saída para os modos com sobreposição e sem sobreposição. 87

Fig. 6.1 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em tensão acionando um motor CC. 89

Fig. 6.2 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.....90

Fig. 6.3 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados. 90

Fig. 6.4 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.....91

Fig. 6.5 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados. 91

Fig. 6.6 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão no momento de transição do modo *buck* para *boost*.....92

Fig. 6.7 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão acionando um motor CC. 93

Fig. 6.8 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no primeiro quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.....94

Fig. 6.9 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no primeiro quadrante com sobreposição dos interruptores controlados. 94

Fig. 6.10 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no segundo quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.....95

Fig. 6.11 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no segundo quadrante com sobreposição dos interruptores controlados. 95

Fig. 6.12 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no terceiro quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados. 96

Fig. 6.13 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no terceiro quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.....96

Fig. 6.14 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no quarto quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados. 97

Fig. 6.15 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no quarto quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.....97

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comportamentos dos interruptores em cada estado de comutação [9] [17]. 18

Tabela 5.1 – Especificações do motor CC utilizado. 71

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - JUSTIFICATIVAS DO TRABALHO

A eletrônica de potência é a subárea da Engenharia Elétrica que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de potência, que por sua vez são equipamentos destinados a processar e controlar eletronicamente o fluxo de energia elétrica. Dada uma saída desejada, e por meio do uso de dispositivos de estado sólido, busca-se a conversão eficiente, o controle e o condicionamento da potência elétrica a partir de uma fonte disponível na entrada.

O Prof. Dr. Bimal K. Bose, da Universidade do Tennessee nos Estados Unidos, enquanto um dos mais renomados pesquisadores da área de eletrônica de potência, reconhecido em nível internacional, é bastante ousado em sua tentativa de contextualizar a importância da eletrônica de potência para a sociedade contemporânea. Em entrevista ao periódico científico IEEE Industrial Electronics Magazine, em Junho de 2009, Bose afirma categoricamente que: "a eletrônica de potência desenvolve atualmente um impacto relevante em nossa sociedade, o qual, em minha opinião, é tão grande quanto (senão maior) que aquele da tecnologia da informação. Em essência, a roda da civilização industrial é movida pela eletrônica de potência. A produtividade e qualidade da produção das indústrias modernas dependem da eletrônica de potência, que possibilita a existência de sistemas energéticos ultraeficientes, que são tão vitais para nossas indústrias. O problema do aquecimento global que ameaça a civilização humana pode ser em parte solucionado ou mitigado com a ajuda da eletrônica de potência. A maior parte das fontes de energias limpas e renováveis, que têm sido intensamente exploradas, depende unicamente da eletrônica de potência para seu aproveitamento e utilização. Nossos veículos elétricos e híbridos são baseados na eletrônica de potência. A eficiência energética de aparelhos elétricos e eletrônicos, a qual tem sido enfaticamente destacada, é altamente dependente da eletrônica de potência. À medida que o custo da energia

elétrica tender a aumentar sensivelmente em um futuro próximo, o impacto da eletrônica de potência se tornará mais visível" [1].

Assim, dentre as inúmeras aplicações que explicitam o caráter interdisciplinar da eletrônica de potência, pode-se citar:

- transmissão de corrente contínua em alta tensão (HVDC);
- controle de componentes harmônicas da tensão e da corrente, bem como de reativos;
- acionamentos em diversas topologias de máquinas elétricas;
- veículos automotores elétricos;
- melhor aproveitamento de energia proveniente de fontes alternativas, como solar e eólica;
- eletrônica embarcada em aeronaves, embarcações navais e automotores terrestres;
- sistemas de iluminação inteligentes e otimizados;
- automação industrial;
- sistemas de alimentação ininterrupta de energia;
- fontes chaveadas;
- amplificadores de áudio;
- entre várias outras aplicações.

De modo amplo, o papel da eletrônica de potência na sociedade contemporânea consiste em processar e controlar o fluxo de energia elétrica para alimentar cargas da forma mais adequada e eficiente possível. Para o controle ou o condicionamento de energia elétrica, a conversão dessa energia de uma forma para outra é necessária, sendo que as características de comutação dos dispositivos semicondutores permitem essas conversões. Os conversores estáticos de potência realizam essas funções, podendo ser classificados basicamente em quatro tipos[2]:

- conversores CA-CC (retificadores controlados e não controlados);
- conversores CC-CC (*choppers*);
- conversores CC-CA (inversores);
- conversores CA-CA (controladores de tensão CA).

Em qualquer processo de conversão energética, a redução das perdas e a otimização da eficiência tornam-se fatores de suma importância, em função do custo da energia elétrica e da remoção do calor dissipado. Logo, a concepção de conversores estáticos com custo, peso e volume reduzidos, bem como elevada robustez, tem sido o fator impulsionador de pesquisas em âmbito industrial e acadêmico [3].

Uma das alternativas para obter a redução do peso e do volume reside na elevação da frequência de comutação dos semicondutores, o que é possível em termos da disponibilidade atual de dispositivos capazes de operar em frequências mais elevadas, bem como tecnologias emergentes de materiais magnéticos e capacitores especiais para operação sob tais condições. Neste contexto, surge outro aspecto incentivador ao desenvolvimento da eletrônica de potência, em termos da disponibilidade de circuitos eletrônicos dedicados ao controle e comando dos conversores estáticos [4].

Na literatura pertinente à eletrônica de potência, há um vasto número de topologias envolvendo as quatro possíveis classes de conversão da energia elétrica supramencionadas. A base de dados IEEEXplore disponibiliza aproximadamente 3.500.000 publicações relacionadas às mais variadas áreas da Engenharia Elétrica, sendo estes documentos compilados a partir de 1989 até os dias atuais [5]. Utilizando-se o termo de busca "*powerconverter*" (conversor de potência), são exibidos mais de 50.000 trabalhos relacionados ao tema [5].

Em termos das diversas aplicações dos conversores estáticos, os acionamentos de máquinas elétricas podem ser destacados como um dos campos de estudo mais importantes, principalmente em virtude da existência do grande número destes dispositivos eletromecânicos nos ambientes residencial e industrial [6].Tipicamente, as máquinas elétricas rotativas podem ser classificadas como máquinas de corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), as quais são capazes de operar como geradores (na conversão de energia mecânica em energia elétrica) ou motores (na conversão de energia elétrica em energia mecânica).

Atualmente, o desenvolvimento de técnicas de acionamentos CA com velocidade variável e a redução dos custos dos denominados inversores de frequência têm favorecido a substituição dos motores CC por máquinas de indução. Entretanto, devido às suas características e vantagens intrínsecas, o motor CC ainda se mostra a melhor opção em inúmeras aplicações, tais como: bobinadeiras e desbobinadeiras; laminadores, impressoras, prensas; elevadores; sistemas de transporte e elevação de cargas; moinhos de rolos; entre diversas outras aplicações [7].

As máquinas CC caracterizam-se por sua versatilidade. Por meio das diversas combinações de enrolamentos de campo, estes dispositivos podem ser projetados de modo a apresentar ampla variedade de características de tensão *versus* corrente ou de velocidade *versus* conjugado, para operações dinâmicas ou em regime permanente. Devido à facilidade com que podem ser controlados, sistemas de máquinas CC são usados frequentemente em aplicações que exigem ampla faixa de velocidades ou controle preciso de torque e de velocidade.

Dentre os conversores estáticos que podem ser empregados no controle de velocidade dos motores CC, destacam-se [3]:

- retificadores controlados: fornecem uma tensão CC regulável a partir de uma fonte CA fixa;
- conversores CC-CC: fornecem uma tensão CC regulável a partir de uma fonte CC fixa, a qual pode ser representada por uma fonte CA conectada em cascata com um retificador a diodos ou mesmo uma bateria.

Em aplicações de velocidade variável, uma máquina CC pode operar em um ou mais dos modos, a saber: motor, frenagem regenerativa, frenagem dinâmica, plugueamento e quatro quadrantes. Particularmente no que se refere aos conversores CC-CC, a bibliografia básica disponibiliza algumas topologiasque permitem a operação da máquina em um, dois ou quatro quadrantes[3][8]. Assim, as estruturas existentes são capazes de operar com as seguintes características:

- tensão e corrente unidirecionais;
- reversibilidade de corrente;

- reversibilidade de tensão;

- reversibilidade de tensão e corrente.

Para definir qual conversor estático é o mais adequado para uma determinada aplicação, vários itens devem ser analisados. Dentre estes, destacam-se a robustez, a densidade de potência, o rendimento, aspectos construtivos, e principalmente os custos [2][3]. Porém, essas estruturas clássicas estudadas em [3] e [8] tornam-se inconvenientes à medida que os níveis das correntes envolvendo os acionamentos aumentam consideravelmente, pois algumas vezes a energia é processada por um único semicondutor, que deve suportar elevados esforços de corrente. Isto onera o sistema em termos da aquisição de semicondutores de potência capazes de suportar os elevados níveis de corrente, por sua vez associados a dissipadores para remover o calor gerado no elemento em questão.

O conceito da célula de três estados foi introduzido em uma tese de doutorado [9], onde o modelo do interruptor PWM de dois estados concebido por Vorpérian [10] foi substituído gerando uma nova família de conversores CC-CC não isolados que inclui estruturas *buck*, *boost*, *buck-boost*, Ćuk, SEPIC e zeta. Durante os últimos 10 anos, diversas novas topologias com características variadas baseadas na célula de três estados têm sido propostas, a exemplo dos conversores CC-CC não isolados com elevado ganho de tensão estudados em publicações recentes [11][12].

Dentre as diversas vantagens atribuídas à utilização da célula de três estados, é possível citar:

- os elementos magnéticos são projetados para o dobro da frequência de comutação dos interruptores e, como consequência, tem-se peso e volume reduzidos;
- a corrente que circula pelos semicondutores se reduz à metade daquela que seria obtida em um projeto que cujas tensão e potência de saída sejam as mesmas;
- a distribuição do calor proveniente dos semicondutores é mais uniforme e eficiente no dissipador, pois as perdas são distribuídas nos mesmos;

- parte da potência de entrada é transferida diretamente à carga através do autotransformador, sem ser processada pelos interruptores controlados, de modo que as perdas por condução e de comutação tornam-se menores.

Assim, tem-se que o emprego da célula é interessante do ponto de vista da obtenção de novas topologias de conversores CC-CC capazes de operar em altas frequências em aplicações de altas correntes, onde se deseja ainda obter a redução das dimensões físicas do sistema em se tratando dos elementos magnéticos envolvidos.

1.2 - OBJETIVOS DO TRABALHO

Diante do exposto, este trabalho tem por objetivo apresentar um conjunto de topologias de conversores CC-CC empregando a célula de três estados, especificamente dedicadas ao acionamento de máquinas CC, obtendo-se assim estruturas com características de reversibilidade de tensão e/ou corrente.

De modo específico, pretende-se por meio do desenvolvimento deste trabalho apresentar contribuições no sentido de:

- desenvolver conversores estáticos de potência do tipo CC-CC capazes de operar no primeiro e no segundo quadrantes; no primeiro e no terceiro quadrantes; ou nos quatro quadrantes;
- testar o sistemade acionamento com reversibilidade em corrente por meio de simulações computacionais;
- destacar suas vantagens e desvantagens diante das demais soluções clássicas existentes para acionamentos de máquinas CC;
- comprovar o desempenho diferenciado de conversores estáticos baseados na célula de comutação de três estados.

1.3 - ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho está estruturado na forma de sete capítulos, os quais são descritos detalhadamente a seguir.

No Capítulo 2, tem-se uma revisão bibliográfica do motor CC, onde são destacados alguns aspectos pertinentes aos acionamentos CC. Além disso, são novamenteapresentados alguns conceitos que envolvem a concepção da célula de três estados, sendo que a análise culmina nas estruturas que constituem o escopo deste trabalho.

O Capítulo 3 trata do estudo de um conversor CC-CC reversível em corrente para acionamento de máquinas CC em dois quadrantes, sendo desenvolvida uma análise qualitativa e quantitativa que se traduz no roteiro de projeto da estrutura.

De forma análoga, o Capítulo 4 dedica-se ao estudo de outras estruturas baseadas na célula de três estados, isto é, um conversor CC-CC com reversibilidade em tensão e um conversor CC-CC capaz de operar em quatro quadrantes.

O Capítulo 5 destina-se a validar as considerações teóricas anteriores, onde é apresentado um roteiro de projeto para o conversor CC-CC reversível em corrente. Além disso, são discutidos os resultados obtidos por simulação computacional.

O Capítulo 6 apresenta os resultados de simulações computacionais para as topologias de conversores de dois quadrantes reversível em tensão e quatro quadrantes reversível em tensão e corrente.

Finalmente, o Capítulo 7 dedica-se à discussão dos resultados principais do trabalho, onde são apresentadas as conclusões mais significativas e propostas para a continuidade da pesquisa.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a apresentar uma revisão bibliográfica no que tange a aspectos importantes que envolvem acionamentos CC.

Inicialmente, são abordados conceitos referentes ao motor CC e à operação da máquina em quatro quadrantes. Neste ponto, são ainda destacados alguns aspectos referentes à utilização de conversores estáticos no controle de velocidade de máquinas CC.

Na sequência, é mostrada a concepção da célula de três estados, que por sua vez pode ser empregada na obtenção de novas estruturas de conversores CC-CC. Neste ponto, justifica-se a adoção dessa solução como uma das principais contribuições do trabalho.

2.2 - MÁQUINAS DE CORRENTE CONTÍNUA

O motor de corrente contínua é composto de duas estruturas magnéticas:

- estator (enrolamento de campo ou ímã permanente);
- rotor (enrolamento de armadura).

O estator é composto de uma estrutura ferromagnética com polos salientes, nos quais são enroladas as bobinas que formam o campo, ou de um ímã permanente.

Em geral, motores CC possuem características variáveis e são amplamente empregados em sistemas de acionamento com velocidade variável[13]. Possuem elevado torque de partida, sendo também possível o controle da velocidade ao longo de uma ampla faixa. Tipicamente, os sistemas de acionamento são mais simples e de custo inferior aos acionamentos em corrente alternada (CA), embora o custo destes últimos tenha se tornado competitivo devido à popularização dos inversores de frequência.

Tanto as máquinas CC em série quanto de excitação separada são normalmente empregadas em acionamentos, embora as primeiras sejam tradicionalmente mais recomendáveis para controle de tração.

Em virtude de suas características construtivas, pode-se mencionar as seguintes vantagens dos motores CC se comparados as suas contrapartes CA [14]:

- operação em quatro quadrantes com custos relativamente mais baixos;
- ciclo contínuo mesmo em baixas rotações;
- alto torque de partida e em baixas rotações;
- ampla faixa de variação de velocidade e necessidade de esquemas mais simples para controlá-la;
- maior confiabilidade;
- maior flexibilidade, sendo isto relacionado aos vários tipos de excitação.

Por outro lado, eventuais desvantagens a serem destacadas são:

- motores de corrente contínua são maiores e mais caros que os motores de indução, considerando uma mesma potência;
- maior necessidade de manutenção (devido aos comutadores);
- arcos e faiscamento devido à comutação de corrente por meio elemento mecânico;
- necessidade de medidas especiais de partida, mesmo em máquinas de pequeno porte.

Em uma máquina CC, pode-se variar a velocidade de três formas possíveis [3]:

- controle da tensão de armadura;
- controle da corrente de campo;
- controle da demanda de torque, que corresponde a uma dada corrente de armadura para uma corrente fixa de campo.

O controle de motores CC tornou-se eventualmente simplificado com o advento dos conversores estáticos de potência. Como mostra a Fig. 2.1, necessita-se da obtenção de uma tensão CC variável para esta finalidade, o que pode ser obtido por meio dos seguintes tipos de conversores:

- conversores CA-CC ou retificadores controlados;

- conversores CC-CC ou *choppers*.

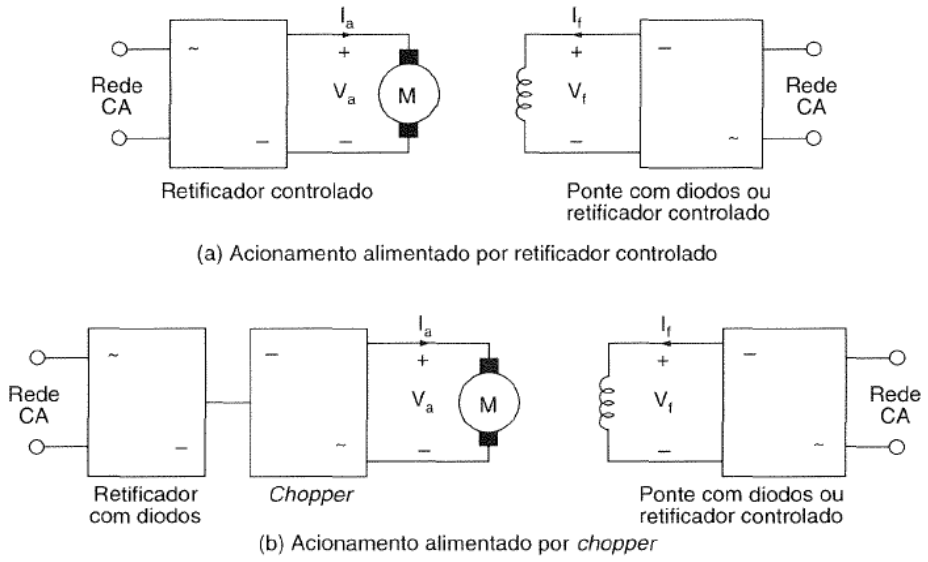


Fig. 2.1 – Acionamento de motores CC empregando conversores estáticos de potência[3].

Verifica-se por meio da Fig. 2.1 (b) que, quando se usa um conversor CC-CC dependente da existência da rede CA da concessionária para o acionamento da máquina, há dois estágios de processamento de energia conectados em cascata. Isto é, deve haver uma ponte retificadora (controlada ou não) para constituir o barramento CC de entrada e alimentar o conversor CC-CC propriamente dito.

Deve-se ressaltar que, quanto maior for o número de estágios conectados em cascata, menor será a eficiência energética do sistema [15]. Diante do exposto, a utilização de um sistema com estágio único é mais vantajosa, destacando-se assim os retificadores controlados que usam tiristores.

Por outro lado, devido à presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para atenuar a ondulação da tensão contínua de saída do retificador, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Assim, o conversor CA-CC desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

A redução do conteúdo harmônico e a consequente elevação do fator de potência em conversores estáticos podem ser obtidas através das técnicas de correção passiva e ativa do fator de potência.

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, isto é, indutores e capacitores, que são associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Entretanto, tais elementos devem ser aplicados ao sistema observando-se o risco da ocorrência da ressonância. Pode-se recorrer também a transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas [16]. Geralmente, as técnicas passivas são simples e possuem alta robustez, embora sua utilização resulte em conversores com peso e volume elevados. A corrente drenada da fonte de alimentação possui componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental defasada em relação à tensão de alimentação.

As técnicas de correção ativa impõem à corrente drenada, através de um circuito de controle apropriado, formato senoidal e defasagem nula (ou aproximadamente nula) em relação à tensão da fonte de alimentação. Isto resulta na melhor qualidade da forma de onda da corrente, melhor resposta dinâmica, bem como peso e volume reduzidos em comparação às técnicas passivas, embora implique elevados índices de interferência eletromagnética e maior complexidade dos circuitos.

Por fim, tem-se que a utilização de retificadores de elevado fator de potência para acionamento de motores CC torna-se comprometida diante da intrínseca relação entre a tensão CC de saída regulada e a injeção de correntes senoidais no barramento CA da concessionária. Em outras palavras, isto significa que o conversor não é capaz de fornecer controle rigoroso da tensão de saída com resposta rápida sem distorcer significativamente a corrente de entrada. Prova disto é que este conversor normalmente recebe a denominação de “estágio pré-regulador”. Então, diante das exigências da manutenção da qualidade da energia elétrica, inevitavelmente deve-se recorrer a um conversor CA-CC associado em cascata com um conversor CC-CC.

Quando se trata de aplicações onde o acionamento de motores ocorre por meio de uma “fonte CC pura”, a exemplo de baterias ou painéis fotovoltaicos, o uso de topologias CC-CC como único

estágio conversor torna-se interessante. Exemplos típicos de aplicações são veículos elétricos, como empilhadeiras e patinetes motorizados.

Em aplicações de velocidade variável, uma máquina CC pode operar em um ou mais dos modos, a saber: motor, frenagem regenerativa, frenagem dinâmica, plugueamento e quatro quadrantes [3].

- operação como motor (Fig. 2.2 (a)): neste caso, a força contraeletromotriz (fcem) E_g é menor que a tensão de alimentação V_a. Ambas as correntes de armadura e de campo são positivas. A máquina desenvolve torque para atender à demanda da carga;

- frenagem regenerativa (Fig. 2.2 (b)): a máquina age como um gerador e desenvolve uma tensão induzida E_g que deve ser maior que a tensão da alimentação V_a. A corrente da armadura é negativa, mas a corrente do campo é positiva. A energia cinética da máquina é devolvida para a fonte de alimentação. Uma máquina em série normalmente é conectada como gerador auto-excitado. Para a auto-excitação é necessário que a corrente de campo ajude o fluxo residual. Isso normalmente é conseguido invertendo-se os terminais da armadura ou do campo;

- frenagem dinâmica (Fig. 2.2 (c)): este arranjo é similar ao da frenagem regenerativa, embora a energia cinética da máquina seja dissipada em um resistor de frenagem R_b;

- frenagem no sentido inverso ou plugueamento (Fig. 2.2 (d)): neste caso, os terminais da armadura são invertidos durante a operação. A tensão da alimentação V_a e a tensão induzida E_g agem no mesmo sentido. A corrente da armadura é invertida, produzindo assim um torque frenante. A corrente de campo é positiva. Para uma máquina em série, tanto os terminais da armadura quanto do campo podem ser invertidos, porém não ambos.

- operação em quatro quadrantes (Fig. 2.3): na operação como motor, no sentido direto (quadrante I)V_a, E_g e I_a são todos positivos. O torque e a velocidade também são positivos nesse quadrante. Durante a frenagem no sentido direto (quadrante Il), a máquina opera no sentido direto e a força eletromotriz (fem) induzida E_g continua a ser positiva. Para se obter torque negativo e o sentido do fluxo de energia ser invertido, a corrente da armadura deve ser negativa. A tensão da alimentação

$V_a$deve ser mantida menor que E_g. Na operação como motor no sentido reverso (quadrante III), V_a, E_g e I_a são todos negativos. O torque e a velocidade também são negativos nesse quadrante. Para manter o torque negativo e o fluxo de energia da fonte para a máquina, a fcem E_g deve satisfazer a condição $|V_a|>|E_g|$. A polaridade de E_g pode ser invertida mudando-se o sentido da corrente de campo ou invertendo-se os terminais da armadura.

Em diversas aplicações, é desejável que uma máquina CC opere com aceleração e frenagem em ambos os sentidos, direto e inverso, a exemplo de acionamentos de veículos elétricos. Assim, durante a aceleração no sentido direto, um conversor CC-CC deve operar no primeiro quadrante, sendo que a tensão e a corrente de armadura devem ser positivas. Na frenagem regenerativa, a operação deve ser restrita ao segundo quadrante, sendo tensão de armadura positiva e a corrente de armadura negativa. Analogamente para a operação no sentido inverso, consideram-se o terceiro e o quarto quadrantes.

Assim, um conversor capaz de operar nos quatro quadrantes é mostrado na Fig. 2.4. A seguir, são apresentados os modos de operação do conversor no que se refere aos semicondutores envolvidos na condução da corrente.

<u>- controle da aceleração no sentido direto</u>: os transistores Q_1 e Q_2 conduzem, enquanto Q_3 e Q_4 são bloqueados. A tensão da fonte de alimentação é aplicada sobre os terminais da máquina e a corrente da armadura cresce. Quando Q_1 é bloqueado, mas Q_2 ainda está conduzindo, a corrente da armadura decresce através de Q_2 e D_4. Alternativamente, Q_1 e Q_2 podem ser ambos bloqueados, de modo que a corrente da armadura é forçada a decrescer através de D_3 e D_4;

<u>- frenagem no sentido direto</u>: os transistores Q_1, Q_2 e Q_3 estão bloqueados. Quando o transistor Q_4 conduz, a corrente de armadura cresce e flui através de Q_4 e D_2. Quando Q_4 deixa de conduzir, a máquina, agindo como gerador, devolve energia para a fonte de alimentação através de D_1 e D_2;

<u>- controle da aceleração no sentido inverso:</u> os transistores Q_3 e Q_4 conduzem, enquanto Q_1 e Q_2 são bloqueados. Quando Q_3 e Q_4 estão conduzindo, a corrente de armadura cresce e flui no sentido inverso. Q_3 é então bloqueado, mas Q_4 permanece conduzindo, sendo que a corrente da armadura

decresce através de Q_4 e D_2. Alternativamente Q_3 e Q_4 podem ser ambos bloqueados, de modo que a corrente da armadura é forçada a decrescer através de D_1 e D_2.

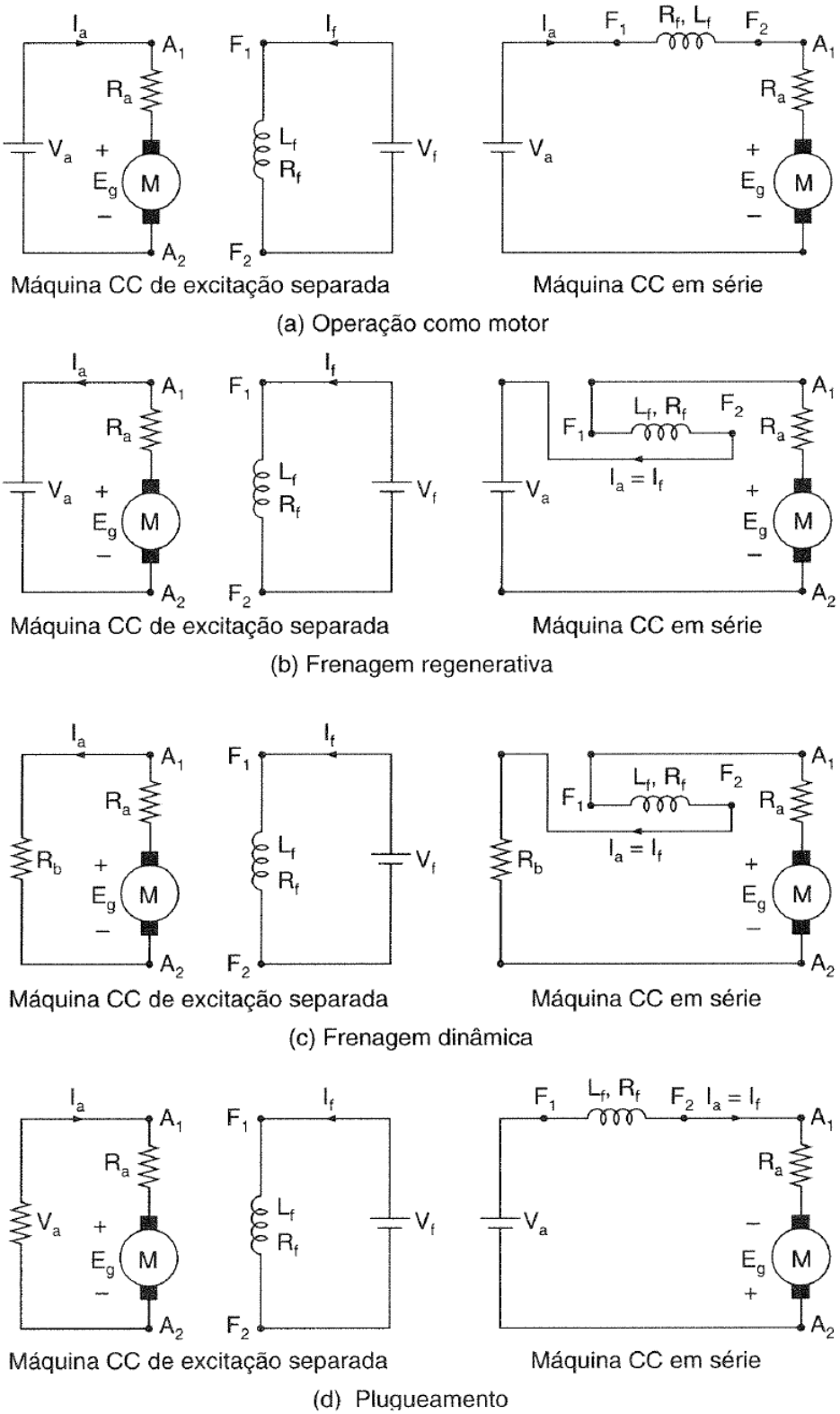


Fig. 2.2 – Modos de operação de uma máquina CC para os arranjos do tipo excitação separada e série[3].

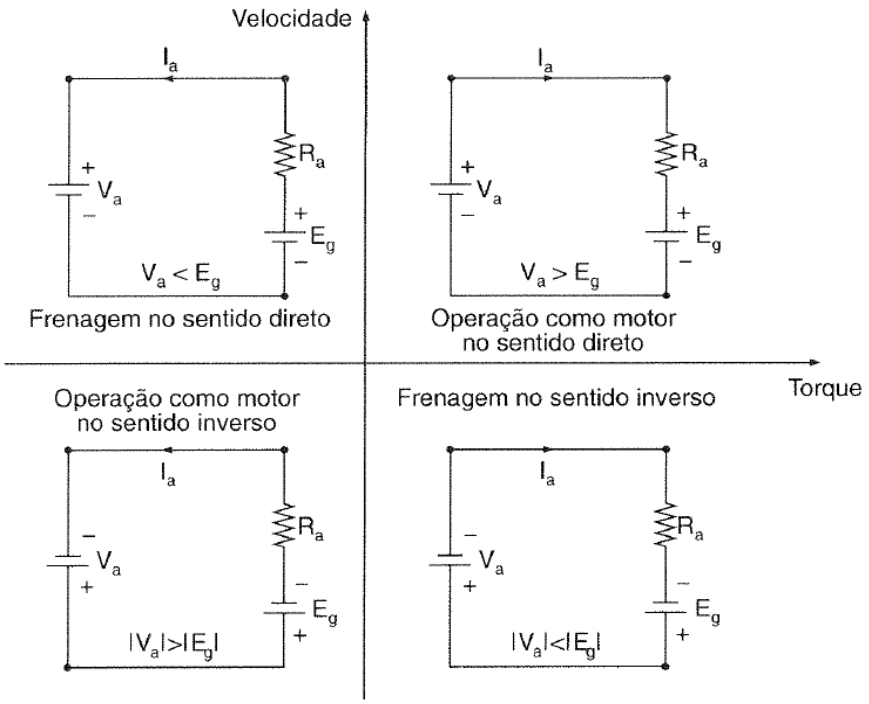


Fig. 2.3 – Operação de uma máquina CC em quatro quadrantes[3].

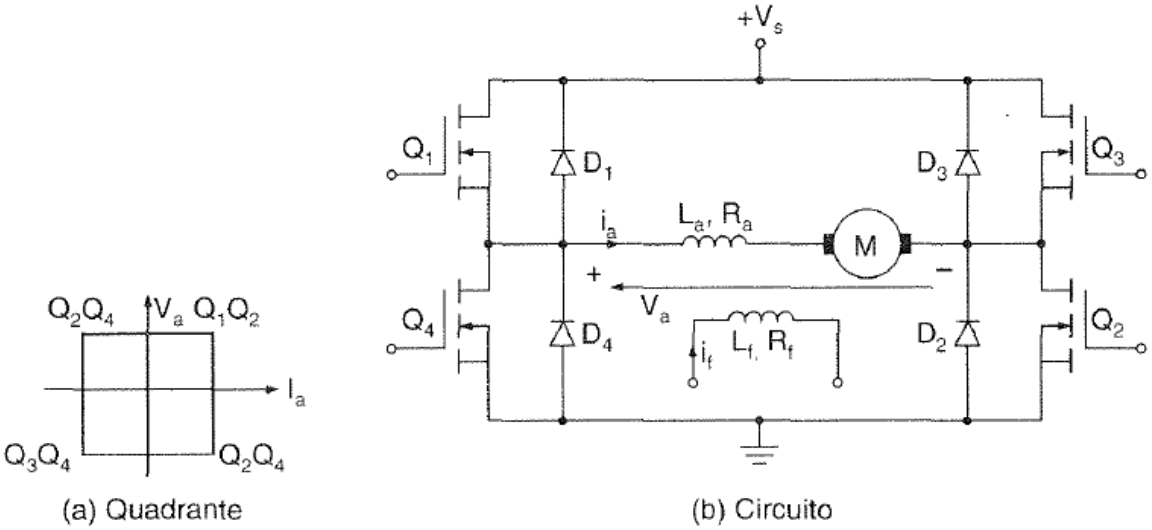


Fig. 2.4 – Conversor CC-CC capaz de operar em quatro quadrantes[3].

2.3 - CONVERSORES CC-CC CONCEBIDOS A PARTIR DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

A literatura demonstra que, com todo o esforço realizado para gerar as novas topologias, não se consegue superar as características dos seis conversores clássicos mostrados na Fig. 2.5[17].

Estes arranjos utilizam uma única célula de comutação de dois estados. Os conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* são de segunda ordem, enquanto os conversores Ćuk, SEPIC e zeta são de quarta ordem [10].

A célula de comutação dos seis conversores clássicos é formada por uma estrutura de três terminais (a-b-c) que contém dois interruptores (*D*, *S*), sendo um ativo (MOSFET, IGBT, GTO, MCT, entre outros) e outro passivo (diodo)[17]. O funcionamento é baseado na operação complementar de dois interruptores conectados a um ponto comum. Em outras palavras, enquanto um interruptor conduz o outro permanece bloqueado, e vice-versa. Portanto, deste ponto de vista pode-se defini-la como sendo uma célula de dois estados de comutação.

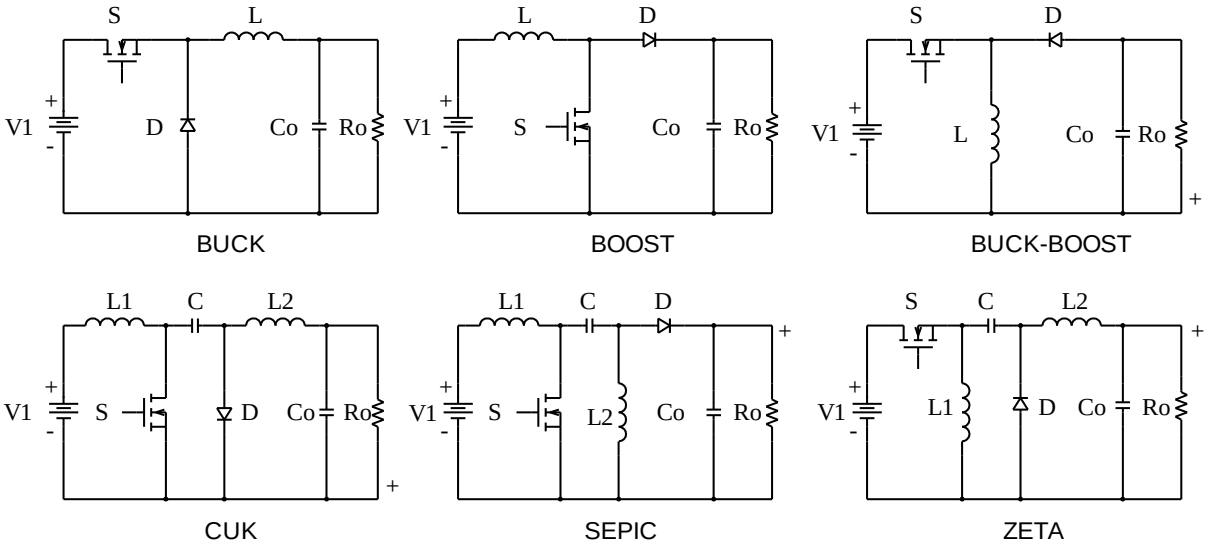


Fig. 2.5 – Conversores CC-CC não isolados clássicos[17].

Com objetivo de aumentar a densidade de potência, não é suficiente apenas a elevação da frequência para reduzir o volume dos elementos reativos, pois o semicondutor aumenta suas perdas de potência, tanto na comutação quanto na condução, tornando necessário o aumento do volume dos dissipadores, o que inviabiliza a compactação dos conversores CC-CC. Assim, reduz-se o volume dos elementos reativos e, em contrapartida, aumenta-se o volume dos dissipadores. Também é necessário dividir os esforços de tensão e/ou de corrente nos componentes do conversor.

Para reduzir estas perdas de comutação nos semicondutores, foram introduzidas diferentes técnicas ressonantes de auxílio à comutação, tornando a entrada e a saída de condução não dissipativa dos interruptores dos conversores CC-CC. Estas técnicas são conhecidas como

comutação sob tensão nula (ZVS – *Zero Voltage Switching*) e comutação sob corrente nula (ZCS – *Zero Current Switching*) [18].

As técnicas de comutação não dissipativa apenas minimizam as perdas por comutação, possibilitando o aumento da frequência de operação dos semicondutores. No entanto, as perdas por condução permanecem. Neste sentido, apresentam-se como solução técnicas de associação em paralelo, tanto de dispositivos semicondutores como de conversores estáticos. Com esta técnica, consegue-se também gerar outras novas topologias conhecidas como conversores multiníveis em corrente.

Para elevadas tensões, apresentam-se técnicas de associação de interruptores em série ou mesmo conversores em série. Com isto, consegue-se gerar novas topologias conhecidas na literatura, como conversores estáticos multiníveis em tensão. Estas topologias solucionam as limitações tecnológicas dos semicondutores no que se refere aos esforços de tensão.

Outros estudos têm sido realizados no sentido de minimizar as supracitadas perdas, como será mostrado a seguir. Inicialmente, considera-se o circuito do conversor *push-pull* ou transformador CC paralelo ilustrado na Fig. 2.6, composto de dois interruptores S_1 e S_2 no lado primário e dois diodos retificadores D_1 e D_2 no lado secundário e um transformador. O retificador de saída é de onda completa com ponto médio (*tap* central). O circuito realiza uma conversão CC-CA-CC, ou seja, com entrada de tensão contínua, um estágio intermediário de tensão alternada e uma saída de tensão contínua [9][17].

Se o transformador é referido ao lado primário, obtém-se a célula de comutação mostrada na Fig. 2.7. A célula resultante é mostrada na Fig. 2.7 (c) e está definida entre os terminais *a-b-c*.

Observa-se que esta célula de comutação é formada por duas células de comutação simples interligadas por um transformador com *tap* central. Com a finalidade de simplificar o entendimento da célula de comutação de três estados, a Tabela 2.1 demonstra o comportamento dos interruptores em cada estado, representados por duas situações, condução (*ON*) ou bloqueio (*OFF*). O funcionamento complementar indica o mesmo estado.

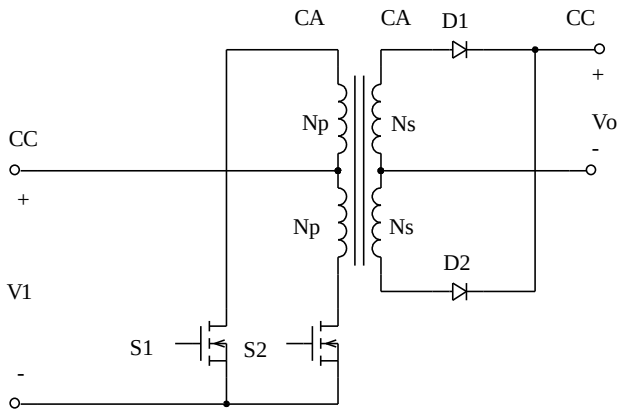


Fig. 2.6 – Conversor *push-pull*[9][17].

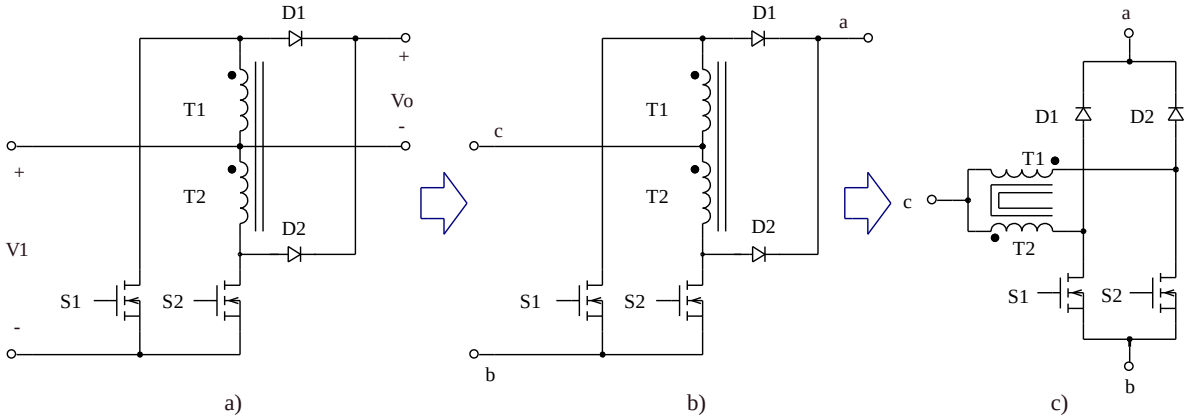


Fig. 2.7 – Obtenção da célula de comutação de três estados[9][17].

O triângulo ABC da Fig. 2.8 apresenta um modelo funcional da célula. Nos vértices, estão localizados os estados de comutação da célula (1º, 2º e 3º estados). Apresenta-se também o "estado neutro"da célula localizado no ponto P central do triângulo, no qual não existe transferência de potência.

Semicondutor	1º Estado	2º Estado		3º Estado	Neutro
S_1	*ON*	*ON*	*OFF*	*OFF*	*OFF*
S_2	*ON*	*OFF*	*ON*	*OFF*	*OFF*
D_1	*OFF*	*OFF*	*ON*	*ON*	*OFF*
D_2	*OFF*	*ON*	*OFF*	*ON*	*OFF*

Tabela 2.1 – Comportamentos dos interruptores em cada estado de comutação [9][17].

Do ponto de vista do funcionamento da célula entre os estados, apresentam-se dois modos de operação. O primeiro modo, denominado modo principal de operação, é definido pela transição direta entre os estados. O segundo modo, denominado modo secundário de operação, é definido

pela transição indireta entre um estado e outro, tendo este um estágio intermediário neutro. Quando se aplica ao conversor a célula de três estados, o grupo principal opera no modo de condução contínua (MCC). Por outro lado, o grupo secundário opera no modo de condução descontínua (MCD).

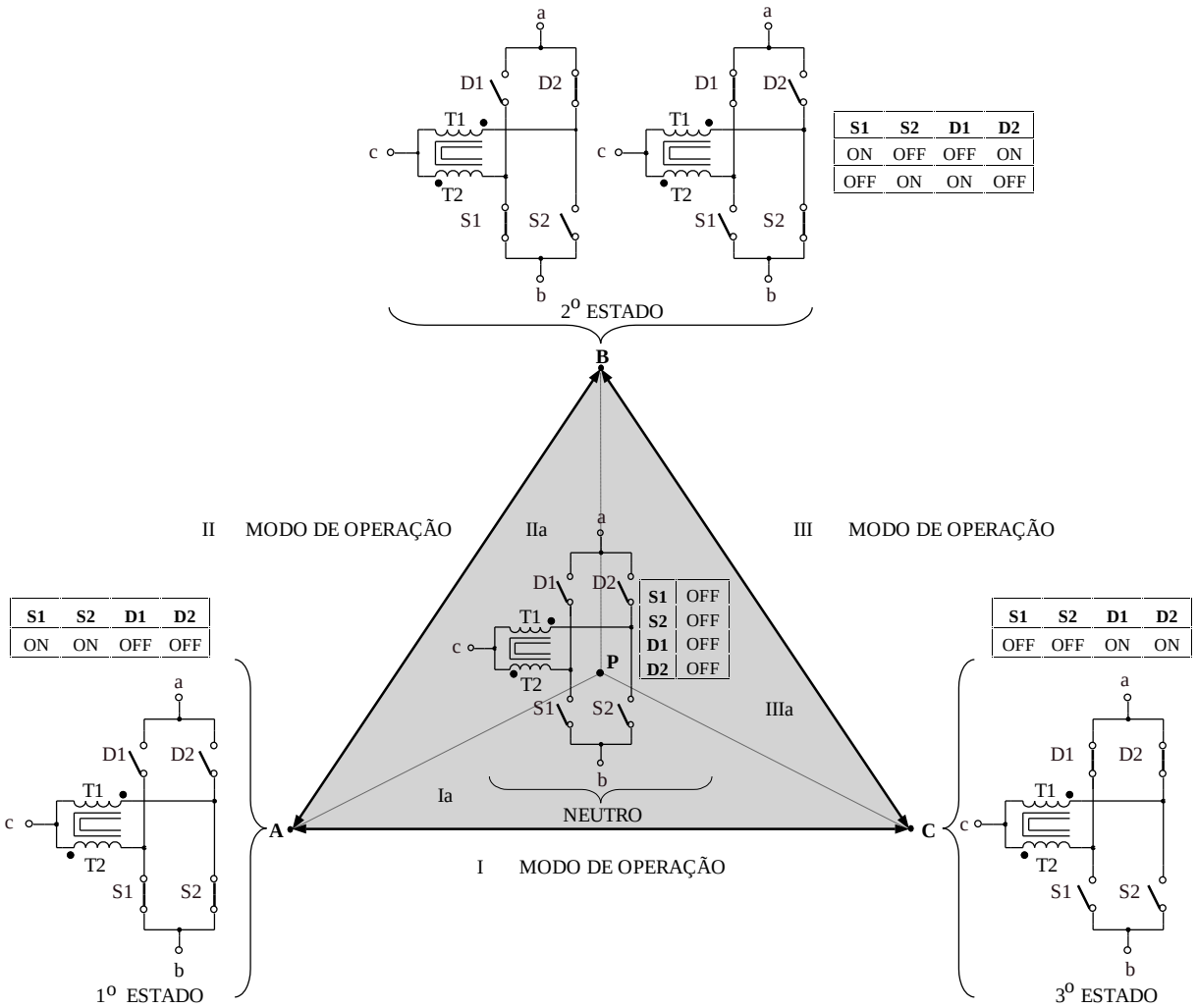


Fig. 2.8 – Representação esquemática do funcionamento da célula de três estados[9][17].

Consideram-se os interruptores S_1 e S_2 controlados (ativos) com comando PWM e os interruptores D_1 e D_2 não controlados (passivos). A célula de comutação de três estados pode operar com razão cíclica variando entre $0<D<1$. Para razão cíclica menor que 0,5, os comandos dos interruptores não estão sobrepostos, como é possível verificar na Fig. 2.9 (a). Quando a razão cíclica é maior que 0,5, os comandos dos interruptores estão sobrepostos, como demonstra a Fig. 2.9 (b).

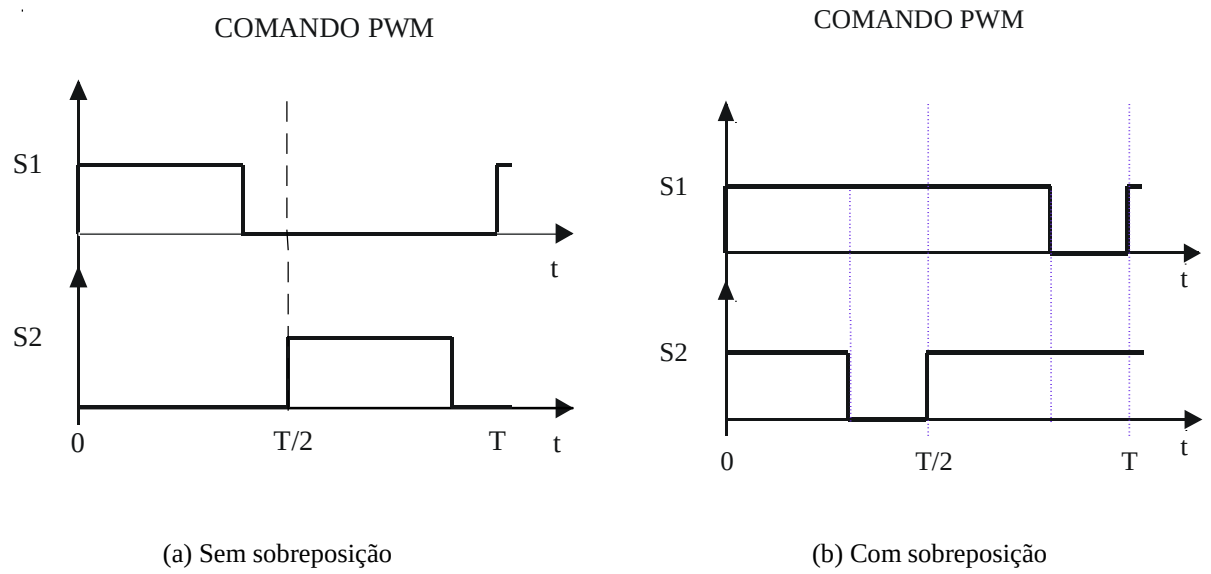


Fig. 2.9 – Modos de operação dos interruptores da célula de três estados.

O funcionamento dos pares de interruptores S_1–D_2 e S_2–D_1 é complementar, o que significa que a célula de três estados pode ter sua inversão bilateral sem prejuízos de topologia, como demonstra a Fig. 2.10.

Substituindo a célula de comutação de dois estados nos seis conversores CC-CC clássicos não isolados da Fig. 2.11 pela célula de comutação de três estados, obtêm-se seis novas topologias de conversores CC-CC, como mostra a Fig. 2.12. A teoria para a constituição destes conversores baseia-se nas seguintes premissas: a célula de comutação se localiza entre os terminais *a*-*b*-*c*, entre *a* e *b* existe um ramo com características de fonte de tensão (ramo capacitivo), e em *c* existe um ramo com características fonte de corrente (ramo indutivo).

Com base na célula de comutação de três estados, diversas novas topologias de conversores estáticos têm sido desenvolvidas na literatura [11][12][19]-[22]. Algumas características constatadas nestes trabalhos justificam sua adoção nos conversores supracitados, como:

- no modo de condução contínua, a ondulação das correntes de entrada e saída são menos pulsadas, que nos conversores clássicos;

- na característica de saída, a região de operação de modo de condução contínua (MCC) é maior que aquela dos conversores clássicos, sendo que o valor da indutância crítica é menor;

- a ondulação de corrente no indutor do conversor a três estados é menor;

- a corrente que circula através dos interruptores é menor;

- a frequência nos elementos reativos é o dobro da frequência de operação dos interruptores;

- apenas 50% da energia fornecida para a carga passam diretamente pelos interruptores controlados em função do acoplamento magnético dos enrolamentos do transformador.

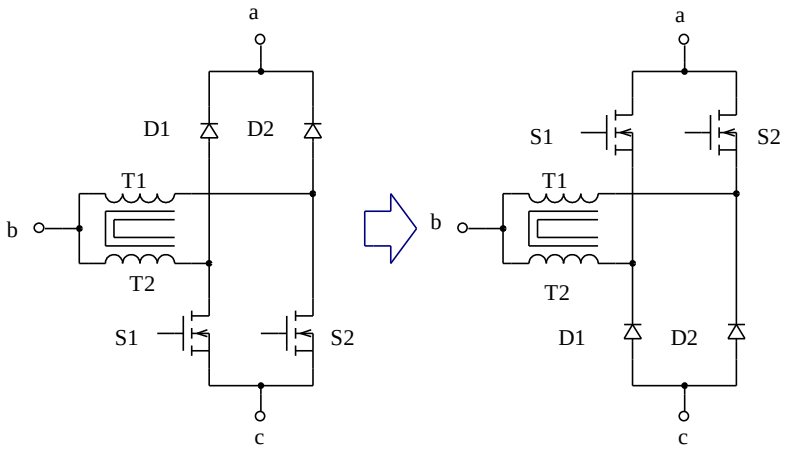


Fig. 2.10 – Inversão bilateral da célula de três estados.

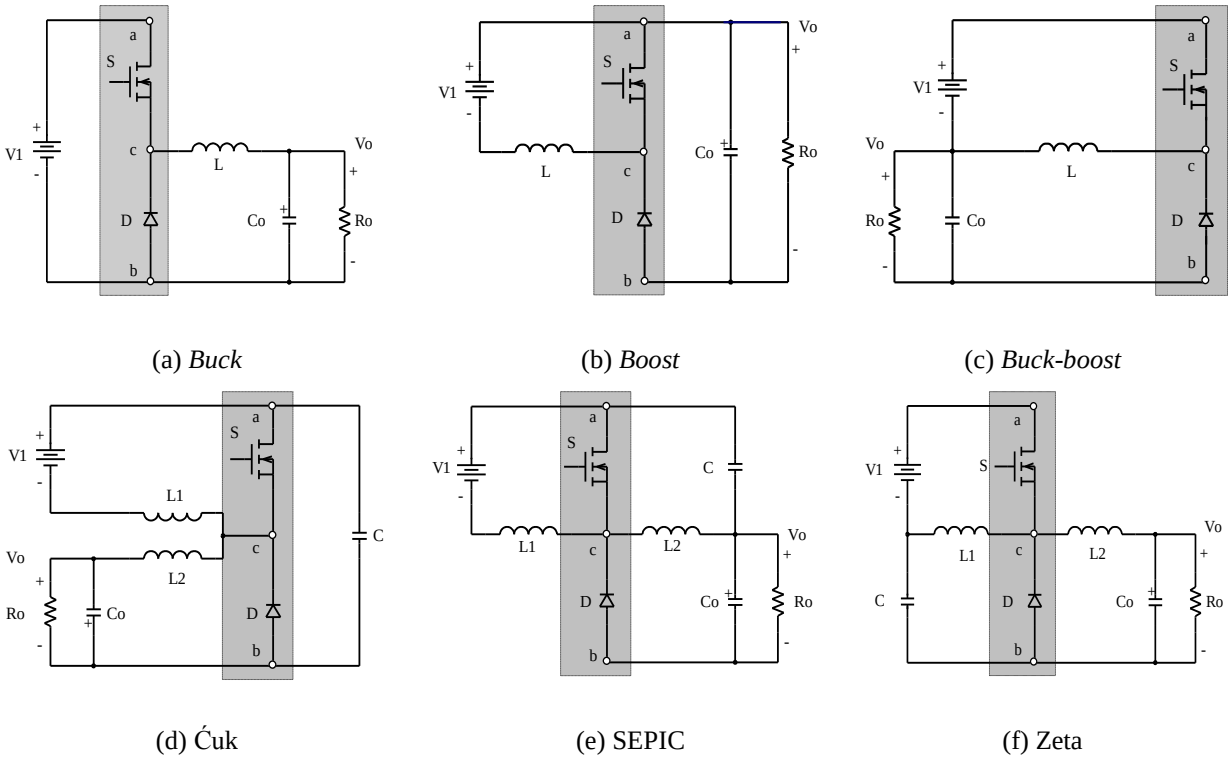


Fig. 2.11 – Conversores CC-CC não isolados com célula de comutação de dois estados[9][17].

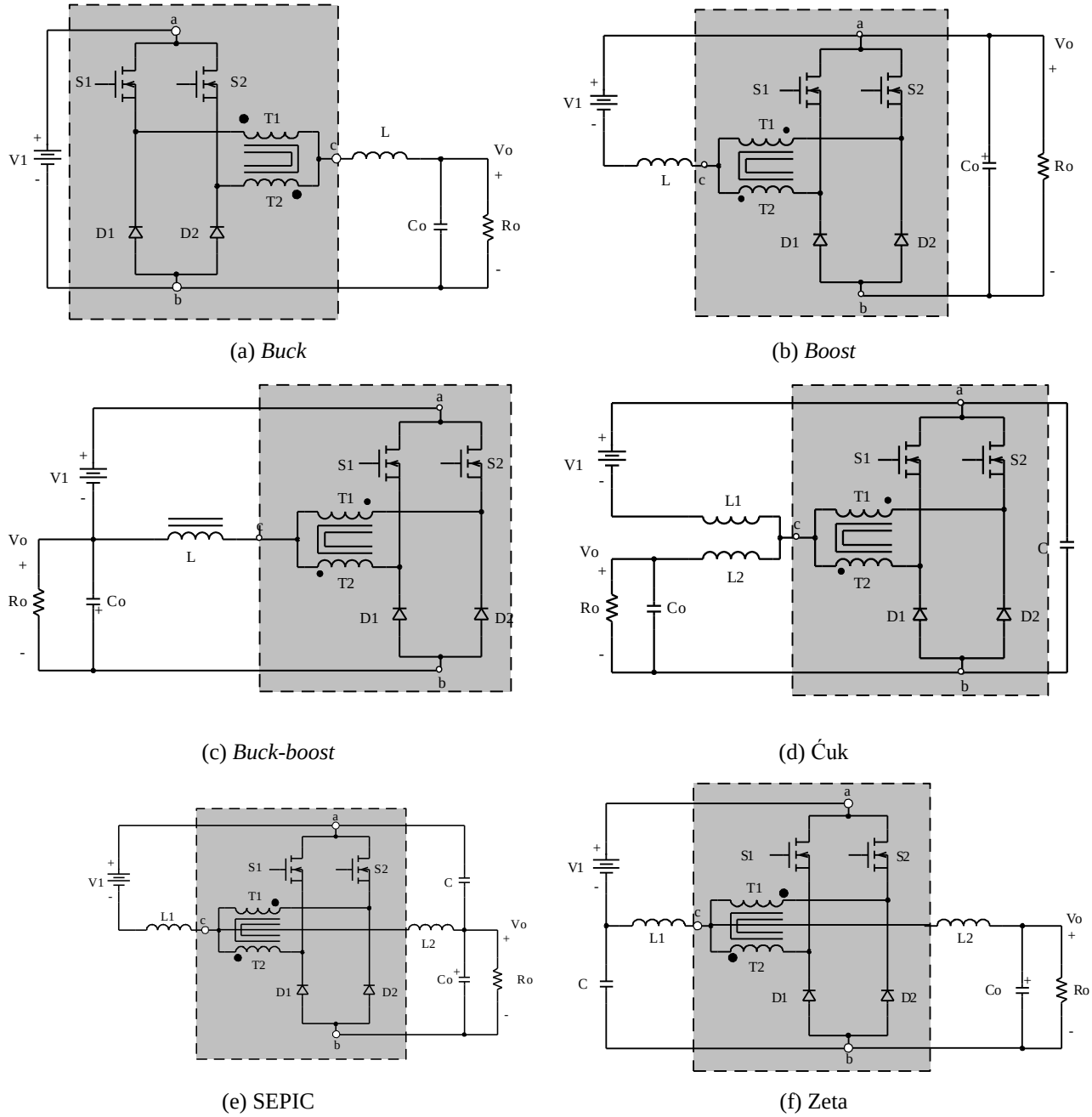


Fig. 2.12 – Conversores CC-CC não isolados com a célula de comutação de três estados[9][17].

Assim, conclui-se que os conversores apresentados tornam-se bastante atrativos em aplicações onde o volume e o rendimento são essenciais. Isto se justifica porque a frequência da ondulação nos elementos reativos é o dobro daquela verificada nos conversores da Fig. 2.11 e, além disso, a corrente circulante nos interruptores se reduz à metade.

2.4 - PROPOSTA DE NOVAS ESTRUTURAS DE CONVERSORES CC-CC BASEADOS NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS

Nos conversores *buck* e *boost*, o fluxo de potência é unidirecional e ocorre da fonte de alimentação para a carga, sendo que estas estruturas são denominadas *choppers* classe A[3].Utilizando a célula de três estados, é possível derivar outras topologias com característica de operação no primeiro quadrante, as quais são mostradas na Fig. 2.12[9][17].

Por sua vez, a corrente de carga é negativa nos conversores *buck-boost* e Ćuk, sendo que a operação ocorre no segundo quadrante do plano tensão *versus* corrente [3]. A concepção inicial da célula de três estados apresentada em [9] e [17] mostra que também é possível obter conversores com esta característica.

No que tange à operação em dois quadrantes, tem-se na Fig. 2.13 um *chopper* classe C, sendo que a corrente na carga (que corresponde a uma máquina CC representadapor *M*) pode ser tanto positiva quanto negativa. Neste caso, os interruptores S_1 e S_2 não operam de forma simultânea para que não ocorra um curto-circuito na fonte de alimentação CC. Quando S_1 está em condução, a corrente circula da fonte para a carga e é considerada positiva. Por sua vez, a corrente na carga é negativa quando S_2 está em condução, sendo que a corrente circula em direção à fonte. Neste caso, tem-se uma estrutura reversível em corrente capaz de operar no primeiro e no segundo quadrantes do plano tensão *versus* corrente.

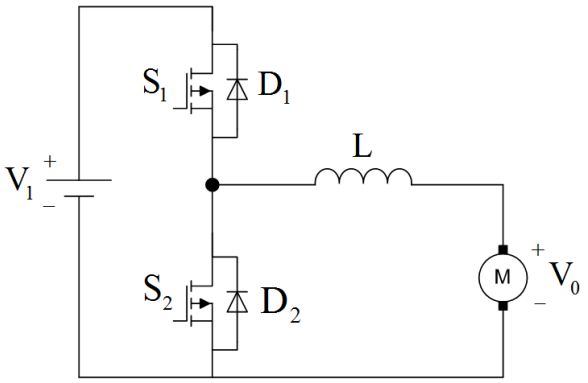


Fig. 2.13 – Conversor de dois quadrantes reversível em corrente[3].

Na estrutura da Fig. 2.14, a corrente na carga é sempre positiva, mas a tensão na carga pode ser tanto positiva quanto negativa, dependendo do acionamento dos interruptores S_1 e S_2. Assim, tem-se um *chopper* classe D com característica de reversibilidade em tensão, isto é, capaz de operar no primeiro e quarto quadrantes do plano tensão *versus* corrente.

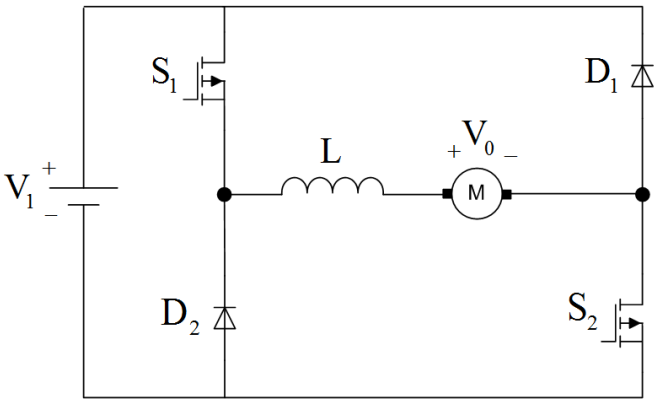


Fig. 2.14 – Conversor de dois quadrantes reversível em tensão[3].

Por fim, a Fig. 2.15 mostra um *chopper* classe E, onde tanto a corrente quanto a tensão na carga podem ser tanto positivas quanto negativas. Dependendo da combinação de interruptores em condução, é possível obter a corrente e a tensão na carga com qualquer característica desejada no plano tensão *versus* corrente. Assim, esta é uma estrutura de quatro quadrantes que possui reversibilidade em corrente e em tensão. Deve-se ressaltar ainda que esta estrutura é a base para o inversor monofásico em ponte completa [3].

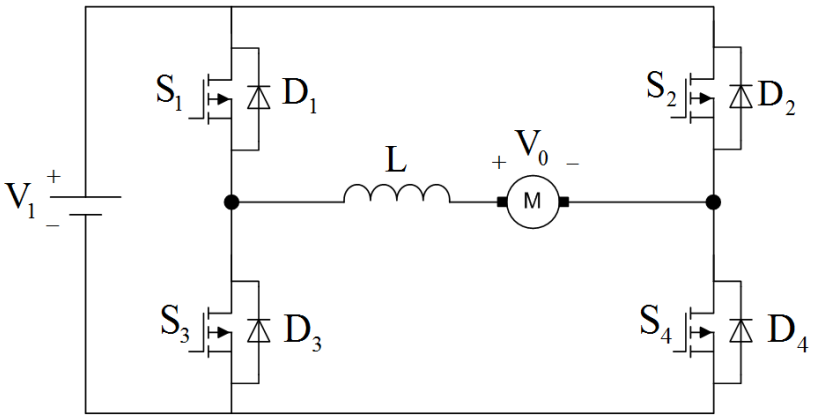


Fig. 2.15 – Conversor de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão[3].

Como foi mencionado anteriormente, a célula de comutação de três estados pode ser obtida a partir da associação de duas células de dois estados [9][17], a partir da qual foram obtidos os novos

conversores representados na Fig. 2.12. Assim, também é possível obter estruturas de *choppers* classes C, D e E análogas àquelas mostradas na Fig. 2.13, Fig. 2.14 e Fig. 2.15.

Portanto, apresenta-se neste momento a principal contribuição deste trabalho, que consiste na proposta de novas topologias de conversores CC-CC com reversibilidade de corrente e/ou tensão, as quais são ilustradas na Fig. 2.16, Fig. 2.17 e Fig. 2.18.

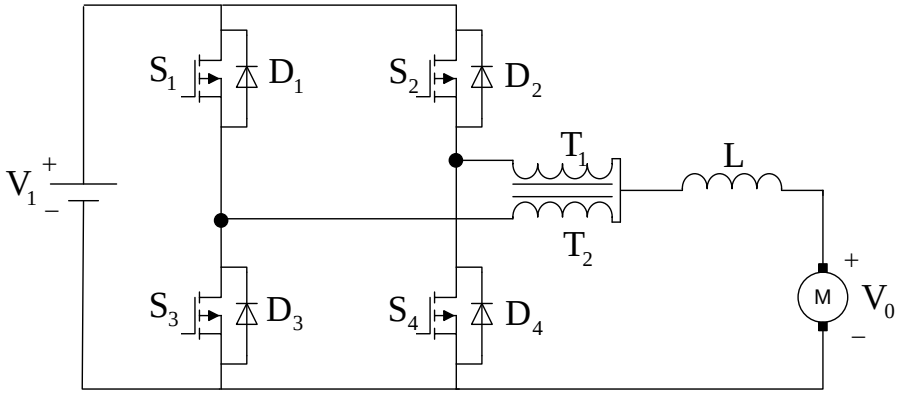


Fig. 2.16 – Conversor de dois quadrantes reversível em corrente utilizando a célula de comutação de três estados.

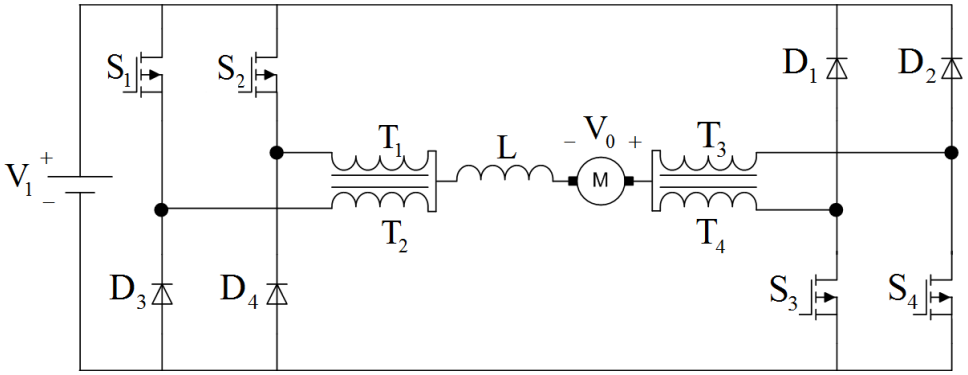


Fig. 2.17 – Conversor de dois quadrantes reversível em dois quadrantes reversível em tensão.

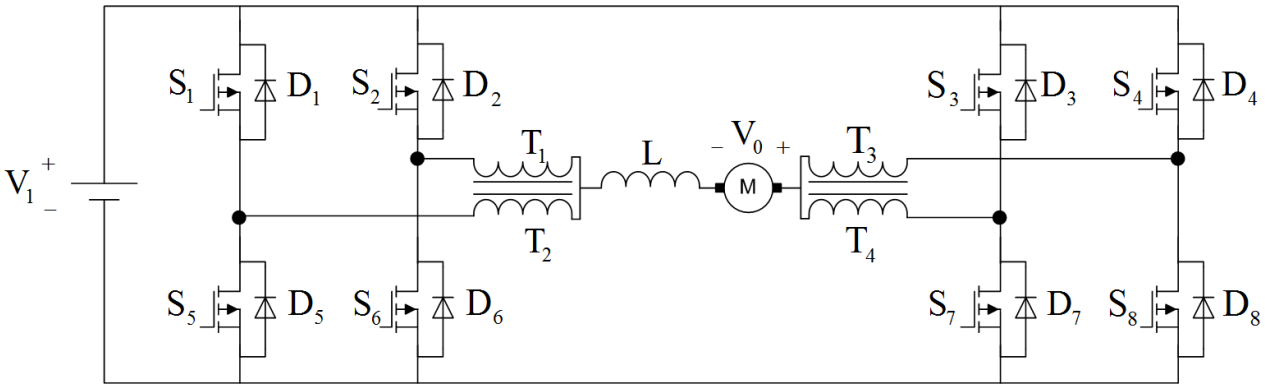


Fig. 2.18 – Conversor de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão.

Deve-se ressaltar que outra estrutura de conversor CC-CC reversível em corrente foi proposta anteriormente em [23], a qual é mostrada na Fig. 2.19. Porém, esta topologia difere do conversor da Fig. 2.16, visto que neste caso tanto o autotransformador quanto o indutor de filtro são conectados à fonte de alimentação, além de ser utilizado um capacitor de filtro de saída.

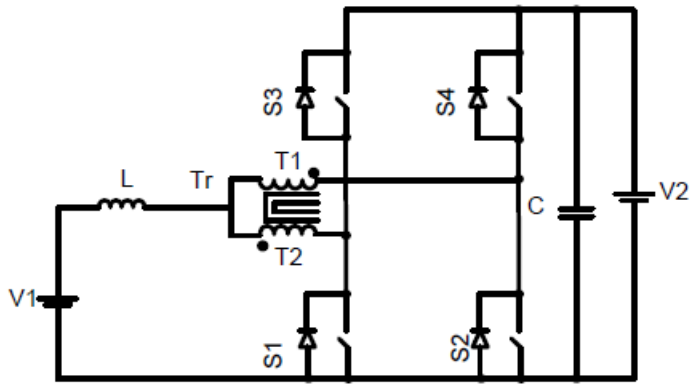


Fig. 2.19 – Conversor CC-CC reversível em corrente utilizando a célula de comutação de três estados proposto em [23].

No Capítulo 3, a topologia da Fig. 2.16é analisada em detalhes em termos das análises quantitativa e qualitativa, considerando a operação nos modos de sobreposição e não sobreposição dos interruptores. Assim, é possível obter o roteiro que permite o projeto adequado desta estrutura, a qual será devidamente validada no Capítulo 5 por meio de resultados de simulação.

Porém, as estruturas da Fig. 2.17 e da Fig. 2.18são estudadas posteriormente apenas no Capítulo 4, sendo que para esses conversores serão mostrados alguns resultados de simulação no Capítulo 6.

2.5 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo dedicou-se à breve reapresentação de alguns conceitos referentes ao funcionamento da máquina CC. Embora este tipo de dispositivo tenha sido amplamente substituído pelas máquinas CA em diversos tipos de acionamento, sua presença ainda é marcante em aplicações como plainas, furadeiras, máquinas de usinagem, máquinas de tecelagem, tração elétrica, elevadores, compressores de ar, aspiradores de pó, secadores, máquinas de costura, prensas, máquinas de corte, entre outras.

Para os acionamentos CC que requerem operação em dois ou mais quadrantes do plano tensão versus corrente, as estruturas usuais de *choppers* classe C, D e E citadas nos livros didáticos de eletrônica de potência são recomendadas [3][8]. Porém, considerando elevados níveis de corrente, essas topologias claramente apresentam limitações em termos dos elevados esforços nos elementos semicondutores, que por sua vez passam a agregar elevado custo para os valores nominais envolvidos.

Assim, a célula de comutação de três estados passa a representar uma solução adequada, pois é possível obter a redução do tamanho de elementos magnéticos associada à divisão equilibrada dos esforços de corrente em dois grupos de semicondutores. Neste ponto, destaca-se o principal escopo do trabalho, que consiste em analisar e validar novas estruturas de conversores com reversibilidade de corrente e/ou tensão adequadas para acionamentos CC que envolvem correntes elevadas.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO REVERSÍVEL EM CORRENTE BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se a analisar a operação do conversor CC-CC reversível em corrente empregando a célula de três estados. Inicialmente, são estudadas todas as etapas de operação do conversor em modo de sobreposição e não sobreposição dos interruptores controlados. Assim, é possível obter as expressões matemáticas que se traduzem no roteiro de projeto da estrutura proposta.

3.2 - CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE

Nesta seção, será apresentada a análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto, o qual é reapresentado na Fig. 3.1. Este conversor pode operar:

- como um conversor *buck*, quando os interruptores S_1 e S_2 são acionados, mantendo-se S_3 e S_4 bloqueados;
- como um conversor *boost*, quando os interruptores S_3 e S_4 são acionados, mantendo-se S_1 e S_2 bloqueados.

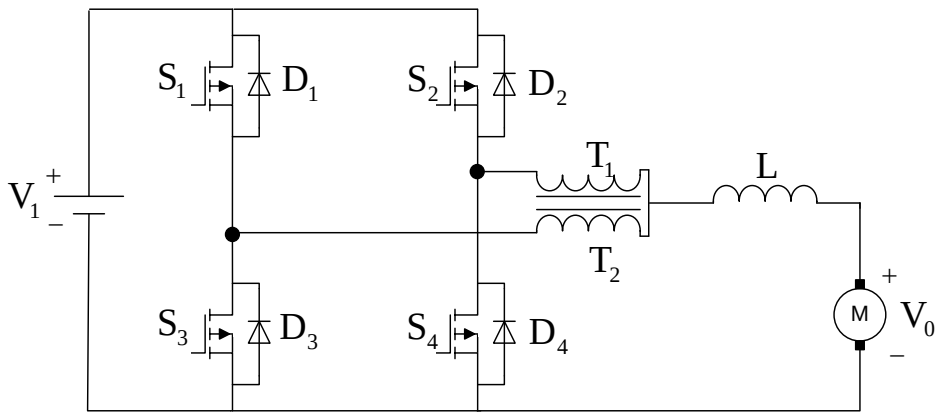


Fig. 3.1 – Conversor CC-CC reversível em corrente baseado na célula de comutação de três estados.

Para operar de forma*buck*, o motor deve exercer tração sobre a carga. Um exemplo prático desta aplicação é o acionamento do motor em um veículo elétrico ao subir uma ladeira. O modo de funcionamento como *buck* corresponde ao primeiro quadrante de operação, ou seja, a corrente e a tensão são positivas.

Para operar de forma *boost*, a carga deve exercer tração sobre o motor, sendo que a máquina passa a se comportar como um gerador. O papel do conversor operando em modo*boost* neste cenário é a regeneração de corrente produzida pelo motor resultando em frenagem do mesmo. Um exemplo prático desta aplicação é quando um veículo elétrico inicia a descida de uma ladeira, onde é necessário manter uma velocidade reduzida de descida por um processo de frenagem. Este modo de operação corresponde ao segundo quadrante de operação, ou seja, a corrente é negativa e a tensão é positiva.

Vale ressaltar que o conversor estudado nesta seção trabalha apenas no primeiro e segundo quadrantes, sendo que o motor sempre mantém o mesmo sentido de rotação.

Considerando a operação tanto em modo *buck* quanto *boost*, o conversor pode apresentar dois comportamentos para os estados dos interruptores controlados, a saber:

- Modo de sobreposição: os pulsos aplicados aos interruptores S_1 e S_2 (em modo *buck*) ou S_3 e S_4 (em modo *boost*) não se sobrepõem. Essa situação acontece quando a razão cíclica é inferior a 0,5.
- Modo de não sobreposição: os pulsos aplicados aos interruptoresS_1 e S_2(em modo *buck*) ou S_3 e S_4(em modo *boost*) se sobrepõem. Essa situação acontece quando a razão cíclica é superior a 0,5.

A Fig. 3.2 e a Fig. 3.3 demonstram os dois modos de operação supracitados. Verifica-se que os pulsos aplicados aos interruptoresS_1 e S_2(em modo *buck*) ou aosinterruptoresS_3 e S_4(em modo *boost*) são defasados em 180º.

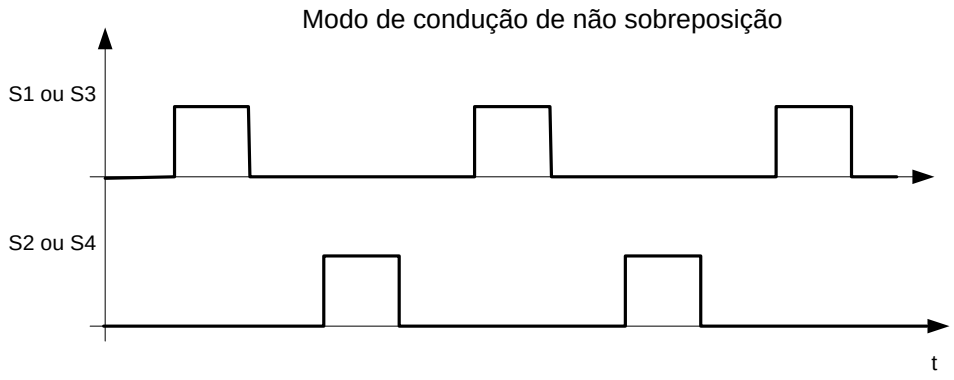


Fig. 3.2 – Sinais de comando dos interruptores em modo de não sobreposição.

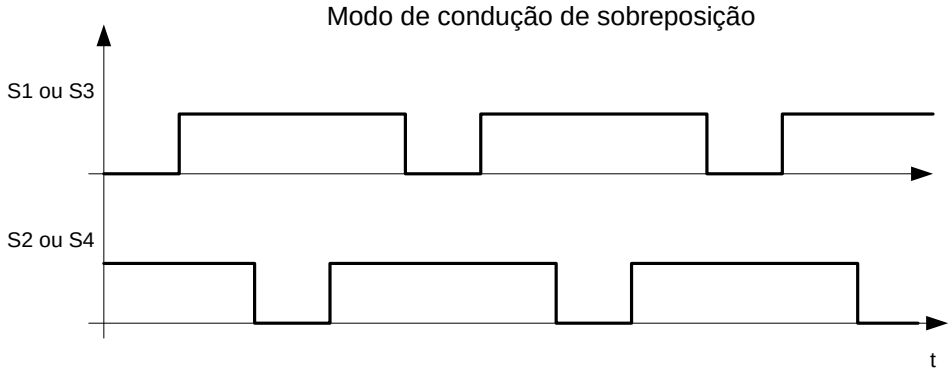


Fig. 3.3–Sinais de comando dos interruptores em modo de sobreposição.

O comportamento da corrente do indutor de saída do circuito determina o modo de condução do circuito, que pode ser:

- Modo de condução contínua: a corrente no indutor de saída oscila entre dois valores a cada metade do período comutação;
- Modo de condução descontínua: a corrente do indutor de saída atinge o valor nulo e permanece nesta condição até que se inicie um novo ciclo de comutação;
- Modo de condução crítica: a corrente do indutor de saída atinge o valor nulo em um único ponto, sendo que a corrente torna a crescer carregando novamente o indutor. Este modo de funcionamento corresponde à condição de fronteira entre os modos contínuo e descontínuo.

A análise do comportamento do conversor nos modos de condução descontínua e crítica não constitui parte do escopo deste trabalho. Essas condições dependem dos parâmetros de projeto do

conversor, sendo que no caso do motor CC deseja-se a obtenção de uma corrente no indutorcom ondulação reduzida.

3.3 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK*SEM SOBREPOSIÇÃO

3.3.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O modo de não sobreposição pode ser divido em quatro etapas de acordo com aFig. 3.4, as quais são detalhadas a seguir.

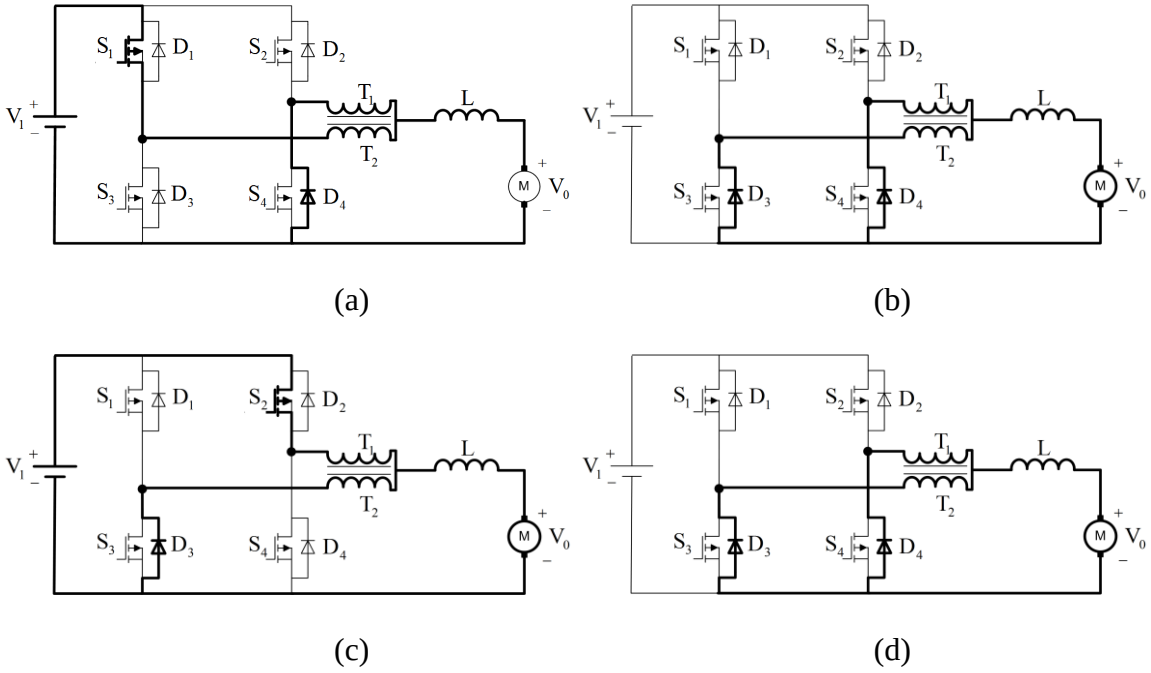


Fig. 3.4 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

<u>Primeira etapa</u>:OinterruptorS_1está em condução e S_2estábloqueado. Os interruptoresS_3 e S_4 permanecem constantemente bloqueados, pois nesta configuração o circuito opera como um conversor *buck*. A queda de tensão nos enrolamentos do autotransformador é$V_1/2$, conforme pode ser verificado pela lei de Kirchhoff.

Por meio da análise da malha do circuito que compreende V_1, S_1, T_2, L e V_0, tem-se:

$$\frac{V_1}{2} - L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{3.1}$$

Segunda etapa: OinterruptorS_1é bloqueadoe S_2 permanece bloqueado Nessa configuração, os diodos D_3 e D_4 conduzem a corrente armazenada no indutor. A queda de tensão nos enrolamentos do transformador é nula devido ao acoplamento magnético entre os enrolamentos T_1 e T_2. Embora o indutor trabalhe nesta etapa com a descarga da energia acumulada, a corrente no mesmo não chega ao valor nulo.

Efetuando novamente a análise de malha, tem-se:

$$-L\frac{dI_L}{dt}+V_0=0 \tag{3.2}$$

Terceira etapa: Nesta etapa, o interruptor S_1 está bloqueado e S_2 está conduzindo. O circuito é análogo ao caso da primeira etapa. Assim, efetuando-se a análise de malha, chega-se à mesma expressão (3.1).

Quarta etapa: O interruptorS_1 permanece bloqueado, sendo que S_2também passa a assumir esse estado. O circuito equivalente é análogo àquele da segunda etapa, sendo que a expressão(3.2) é válida neste caso.

3.3.2 - GANHO ESTÁTICO

O ganho estático é um dos principais parâmetros para análise e classificação dos conversores. Esse parâmetro é definido pela relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Para o conversor CC-CC reversível em corrente operando no modo de não sobreposição, o ganho estático é dado por:

$$G_V=\frac{V_0}{V_1} \tag{3.3}$$

As formas de onda teóricas no modo *buck* sem sobreposição, considerando o comportamento contínuo da corrente de saída, podem ser resumidasnaFig. 3.5.

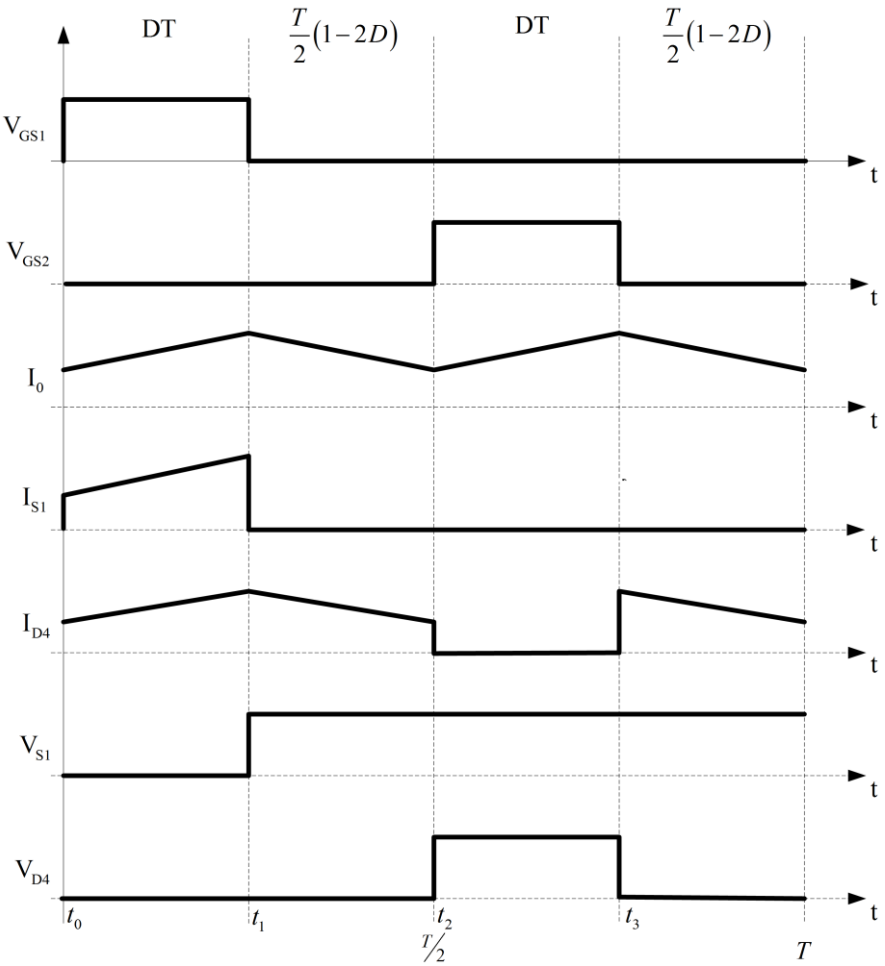


Fig. 3.5 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

Considerando que a variação da corrente no indutor entre os instantes $(t_1 - t_0)$ e $(t_2 - t_1)$ é a mesma, pode-se escrever:

$$\Delta I_L(t_1 - t_0) = \Delta I_L(t_2 - t_1) \tag{3.4}$$

A partir da expressão (3.1), tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_1}{2L} \tag{3.5}$$

A partir da expressão (3.2), tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_0}{L} \tag{3.6}$$

A partir da Fig. 3.5,pode-se escrever:

$$(t_1 - t_0) = DT \tag{3.7}$$

$$(t_2 - t_1) = \frac{T}{2}(1-2D) \tag{3.8}$$

Substituindo as relações (3.5) a (3.8) em (3.4), obtém-se:

$$\frac{-V_0}{L}+\frac{V_1}{2L}(DT)=\frac{V_0}{L}\left(\frac{T}{2}(1-2D)\right) \tag{3.9}$$

$$\frac{V_0}{V_1}=G_V=D \tag{3.10}$$

Portanto, o ganho estático desta topologia do conversor é linear e idêntico ao caso do conversor *buck* clássico.

3.4 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK* COM SOBREPOSIÇÃO

3.4.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Segundo a Fig. 3.6, o modo de sobreposição pode ser divido em quatro etapas, as quais serão detalhadas a seguir.

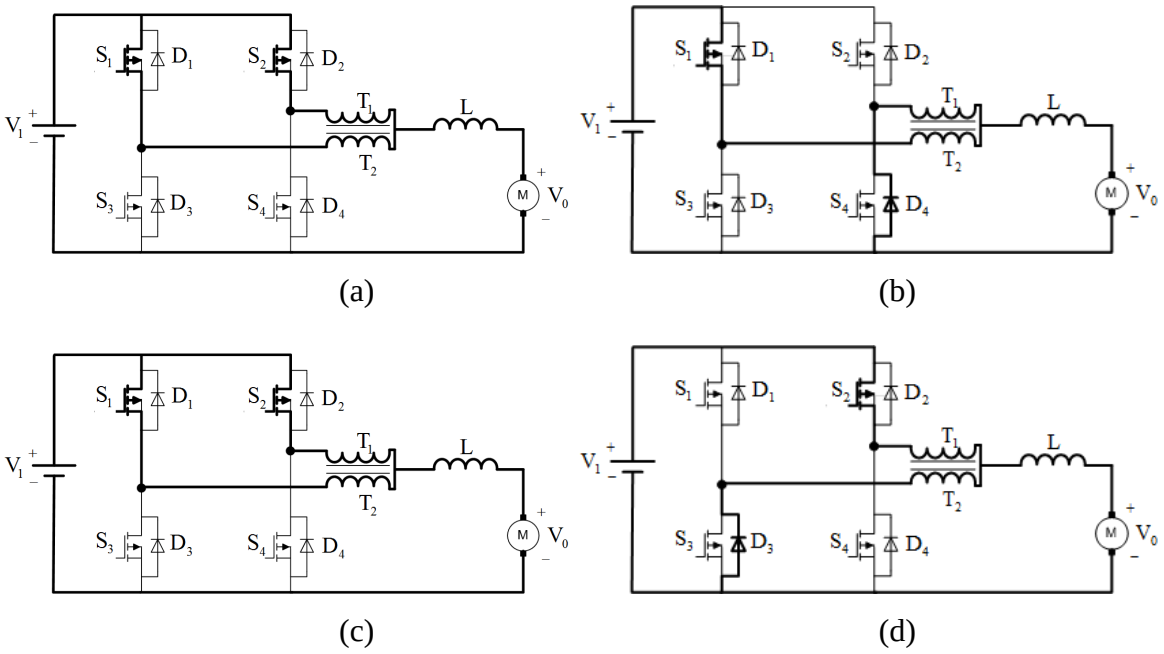


Fig. 3.6 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

<u>Primeira etapa:</u>Ambos osinterruptoresS_1 e S_2 estão em condução. Por sua vez, os interruptoresS_3 e S_4 permanecem constantemente bloqueados, pois se considera a operação como conversor *buck* neste caso.Nesta etapa, a corrente que circula no indutor é resultado da soma das correntes que

fluem pelos enrolamentos T_1 e T_2. Como as corrente são iguais e considerando a polaridade dos enrolamentos conforme indicada no diagrama do circuito, a tensão entre os enrolamentos é nula.

Efetuando a análise de malha no circuito da Fig. 3.6(a), tem-se:

$$L\frac{dI_L}{dt}+V_0-V_1=0 \tag{3.11}$$

Segunda etapa:Na segunda etapa, o interruptor S_1 permanece conduzindo, enquanto S_2 é bloqueado. Dessa forma, a corrente armazenada no indutor é descarregada para o motor juntamente com a corrente de entrada. Como nesta etapa a corrente do indutor decresce, a respectiva derivada é negativa, o que caracteriza uma tensão reversa no indutor. A corrente que flui pelo motor é resultado das correntes nos enrolamentos T_1 e T_2. Como a relação de espiras entre T_1 e T_2 é unitária, as correntes nos enrolamentos são iguais.

Efetuando a análise de malha, tem-se:

$$V_{T_1}=\frac{V_1}{2} \tag{3.12}$$

$$-L\frac{dI_L}{dt}+V_0-\frac{V_1}{2}=0 \tag{3.13}$$

Terceira etapa:Os interruptores S_1 e S_2 estão em condução. Os estados dos interruptores e diodos são idênticos ao circuito da primeira etapa. Portanto, a análise de malha remete à mesma expressão da primeira etapa.

Quarta etapa: Na quarta etapa, o interruptor S_1 está bloqueado, ao passo que S_2 permanece em condução. Esta etapa é similar ao circuito da segunda etapa, mas desta vez o interruptorS_2 está em condução. Assim, pela análise de malha, chega-se às mesmas equações(3.12) e (3.13).

3.4.2 - GANHO ESTÁTICO

As formas de onda teóricasno modo *buck* em sobreposição, considerando o comportamento contínuo da corrente de saída, podem ser resumidas na Fig. 3.7.

Considerando que a variação da corrente no indutor entre os intervalos $(t_1 - t_0)$ e $(t_2 - t_1)$ é a mesma, então é possível escrever:

$$\Delta I_L(t_1 - t_0) = \Delta I_L(t_2 - t_1) \tag{3.14}$$

Da expressão (3.11), tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_1}{L} - \frac{V_0}{L} \tag{3.15}$$

Da expressão (3.13), tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_0}{L} - \frac{V_1}{2L} \tag{3.16}$$

A partir da Fig. 3.7, pode-se escrever:

$$(t_1 - t_0) = \frac{T}{2}(2D - 1) \tag{3.17}$$

$$(t_2 - t_1) = T(1 - D) \tag{3.18}$$

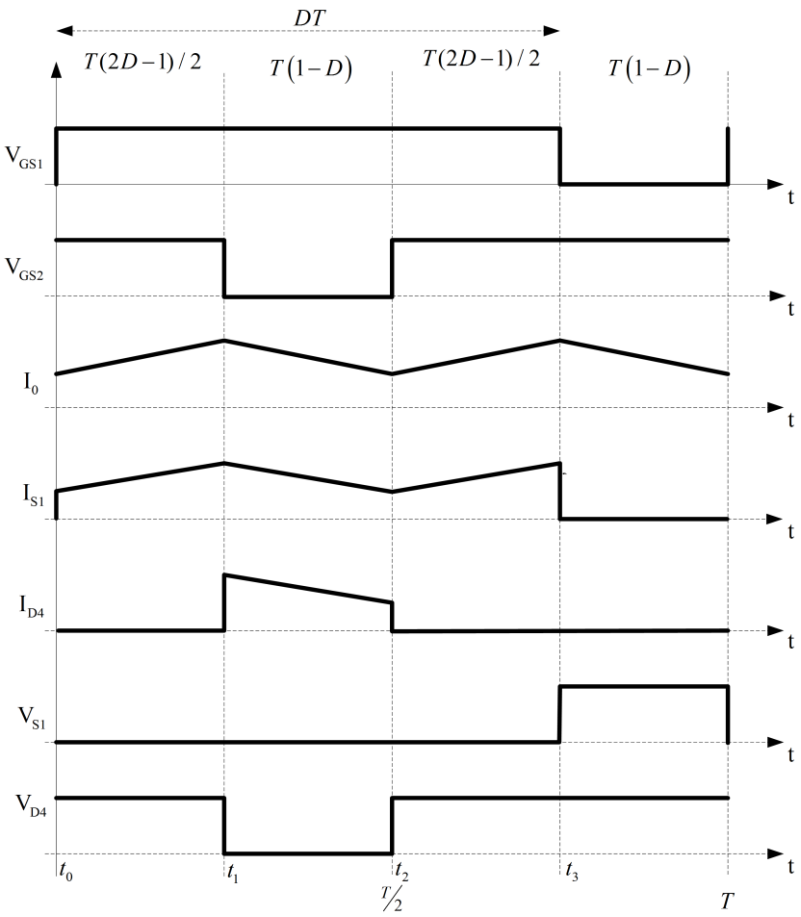


Fig. 3.7 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

Substituindo as relações (3.15) a (3.18) na expressão (3.14), tem-se:

$$\left(\frac{V_1}{L}-\frac{V_0}{L}\right)\left(\frac{T}{2}(2D-1)\right)=\left(\frac{V_0}{L}-\frac{V_1}{2L}\right)\left(T(1-D)\right) \tag{3.19}$$

$$\frac{V_0}{V_1}=G_V=D \tag{3.20}$$

Portanto, segundo a expressão (3.20), o ganho estático é o mesmo para os modos de sobreposição e não sobreposição considerando a condução contínua. Esta expressão matemática também é idêntica àquela que permite determinar o ganho estático do conversor *buck* convencional. Na Fig. 3.8, tem-se a variação do ganho estático em função da razão cíclica.

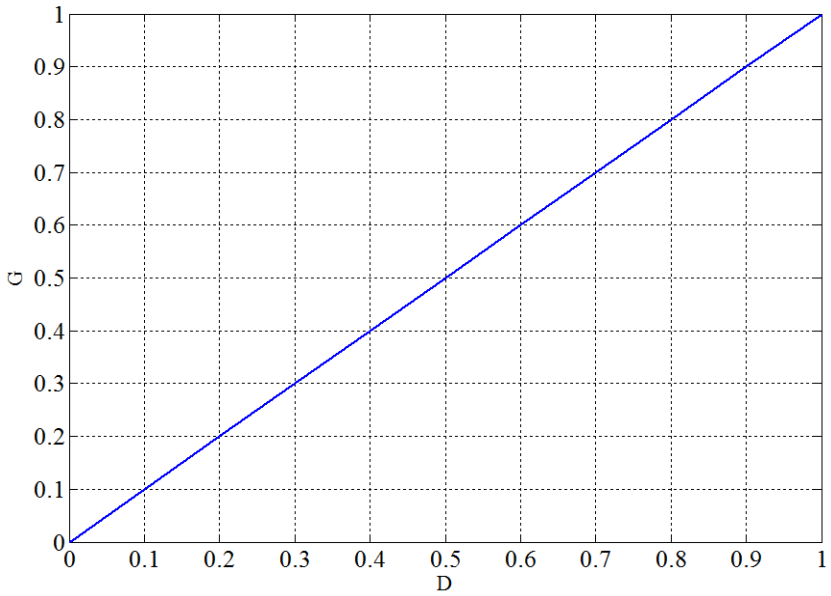


Fig. 3.8 – Ganho estático do conversor CC-CC reversível em corrente no modo *buck*.

3.5 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST*SEM SOBREPOSIÇÃO

3.5.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

A operação em modo *boost* sem sobreposiçãoocorre quando os interruptores S_3 e S_4 são acionados, mantendo-se os interruptores S_1 e S_2 constantemente bloqueados. Neste modo de funcionamento, o motor passa a se comportar como gerador, regenerando a corrente para a fonte de entrada. O modo de não sobreposição pode ser dividido em quatro etapas na Fig. 3.9, as quais são detalhadas a seguir.

<u>Primeira etapa</u>: Na primeira etapa, ointerruptorS_3encontra-se em condução, ao passo que S_4 permanece bloqueado. OsinterruptoresS_1 e S_2 permanecem constantemente bloqueados, pois nesta configuração o circuito opera como um conversor *boost*. A queda de tensão nos enrolamentos do transformador é $V_1/2$, conforme pode ser verificado pela lei de Kirchhoff.

Por meio da análise da malha que compreende V_1, S_3, T_2, L e V_0, e considerando que a corrente flui do motor para a fonte, tem-se:

$$\frac{V_1}{2} + L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{3.21}$$

<u>Segunda etapa:</u> Nesse caso, o interruptorS_3 é bloqueado, mas S_4também continua bloqueado. Como todos os interruptoresnão conduzem, a circulação de corrente ocorre da máquina CC (que neste caso atua como gerador) para a fonte, passando pelo indutor. A queda de tensão nos enrolamentos do transformador é nula devido ao acoplamento magnético entre os enrolamentos T_1 e T_2.

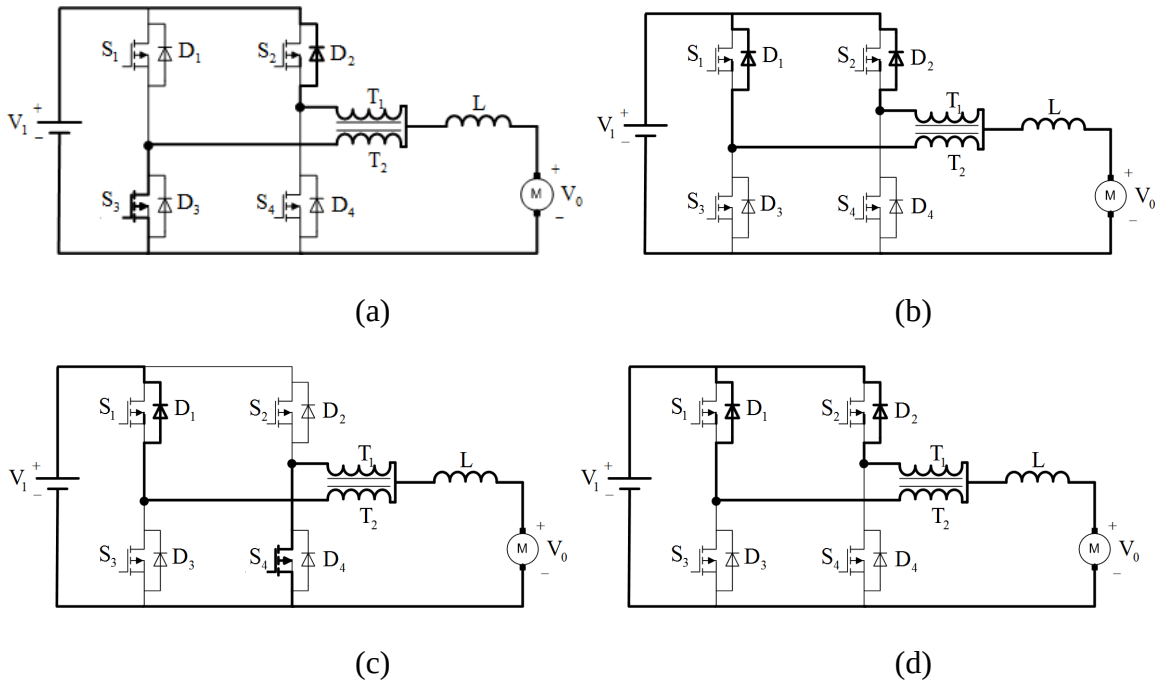


Fig. 3.9 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

Efetuando novamente a análise de malha, obtém-se:

$$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - V_1 = 0 \tag{3.22}$$

<u>Terceira etapa</u>:OinterruptorS$_4$entra em condução, ao passo queS_3 permanece bloqueado. Neste caso, o circuito é equivalente àquele da primeira etapa. Portanto, efetuando a análise de malha, obtém-setambém a expressão (3.21)válida para primeira etapa de funcionamento.

<u>Quarta etapa:</u> Na quarta etapa, o interruptorS_3 permanece bloqueado, sendo que o mesmo ocorre com S_4. Neste caso, o circuito é equivalente àquele da segunda etapa. Assim, efetuando a análise de malha, chega-se também à expressão(3.22).

3.5.2 - GANHO ESTÁTICO

As formas de onda teóricas no modo *boost* sem sobreposição, considerando o comportamento contínuo da corrente de saída, podem ser resumidas na Fig. 3.10.

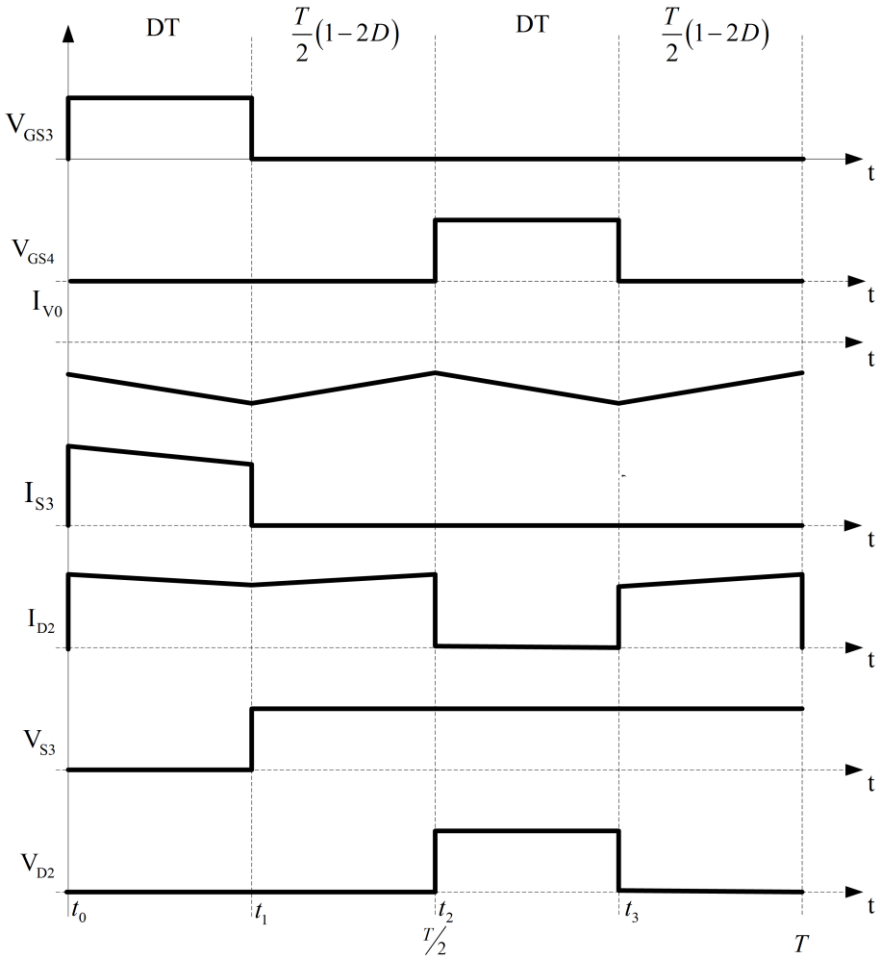


Fig. 3.10 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

Considerando que a variação da corrente no indutor entre os instantes $(t_1 - t_0)$ e $(t_2 - t_1)$ é a mesma, pode-se escrever:

$$\Delta I_L(t_1 - t_0) = \Delta I_L(t_2 - t_1) \tag{3.23}$$

A partir da primeira etapa, tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_0}{L} - \frac{V_1}{2L} \tag{3.24}$$

A partir da segunda etapa, tem-se:

$$\Delta I_L = \frac{dI_L}{dt} = \frac{V_0}{L} - \frac{V_1}{L} \tag{3.25}$$

De acordo com a Fig. 3.10, os intervalos de tempo são dados por:

$$(t_1 - t_0) = DT \tag{3.26}$$

$$(t_2 - t_1) = \frac{T}{2}(1 - 2D) \tag{3.27}$$

Substituindo as expressões(3.24) a (3.27) em (3.23), chega-se a:

$$\frac{V_0}{L} - \frac{V_1}{2L}(DT) = \left(\frac{V_1 - V_0}{L}\right)\left(\frac{T}{2}(1 - 2D)\right) \tag{3.28}$$

$$\frac{V_1}{V_0} = G_V = \frac{1}{(1 - D)} \tag{3.29}$$

Portanto, verifica-se em (3.29) que o ganho estático deste conversor é equivalente ao caso do conversor *boost* em modo de condução contínua.

3.6 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST* COM SOBREPOSIÇÃO

3.6.1 - ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Nesta seção, é discutidaa operaçãodo conversor em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados, o qual ocorre quando S_3 e S_4 permanecem em condução durante parte do ciclo de comutação. Além disso, deve-se ressaltar que os interruptoresS_1 e S_2devem permanecer constantemente bloqueados. Na Fig. 3.11, tem-se as etapas de operação do conversor nas condições supracitadas.

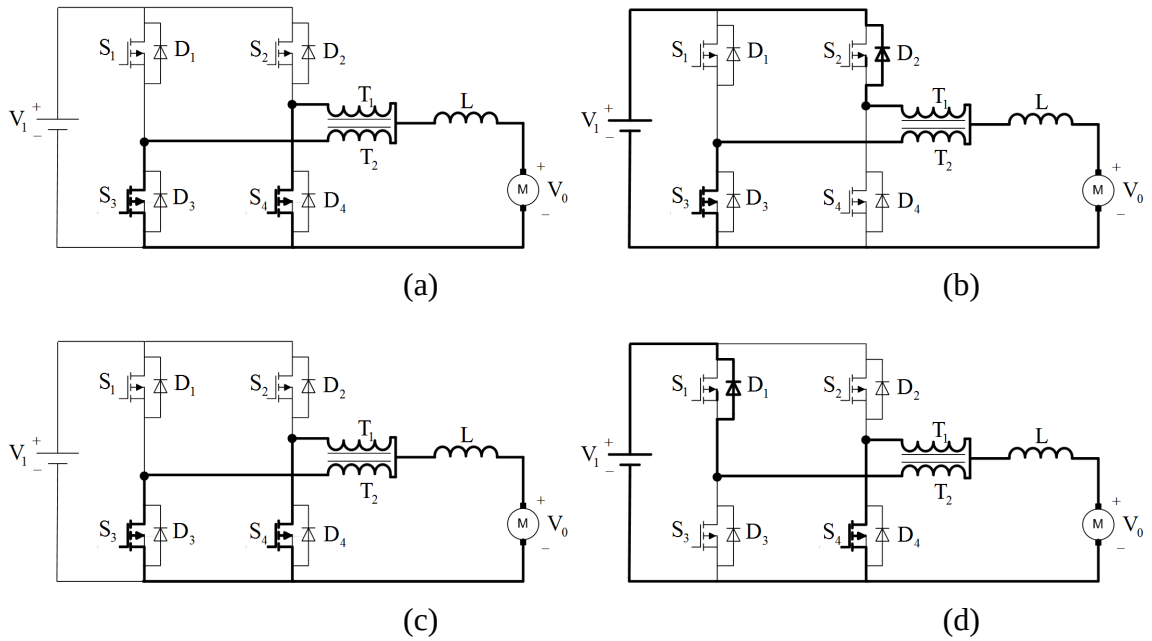


Fig. 3.11 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost*com sobreposição dos interruptores controlados.

<u>Primeira etapa</u>: Nesse caso, os interruptoresS_3 e S_4 estão em condução. A corrente que circula pelo indutor é dividida entre os ramos T_1-S_4 e T_2-S_3. Devido à polaridade inversa nos enrolamentos T_1 e T_2, a queda de tensão nos enrolamentos é nula. Nesta etapa de funcionamento, não há a transferência de energia do motor para a fonte e o indutor passa a ser carregado com a energia gerada pelo motor.

Por meio da análise do circuito, tem-se:

$$L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{3.30}$$

<u>Segunda etapa:</u> Na segunda etapa na Fig. 3.11 (b), o interruptorS_4 é bloqueadoenquanto S_3 continua conduzindo. A energia gerada pelo motor e armazenada no indutor passa a ser devolvida à fonte pelo ramo D_2-V_1, sendo que a parte restante da corrente do indutor passa pelo ramo T_2-S_3. A tensão no indutor é invertida em relação à primeira etapa.

Novamente efetuando a análise de malha, pode-se escrever:

$$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - \frac{V_1}{2} = 0 \tag{3.31}$$

<u>Terceira etapa</u>: Esta condição de operação é semelhante à primeira etapa, onde os interruptoresS_3 e S_4estão conduzindo à corrente.

<u>Quarta Etapa:</u> Nesse caso, a análise é semelhante à segunda etapa, mas desta vez o interruptorS_4 está conduzindo e S_3está bloqueado. Porém, este fato não altera a expressão da análise de malha desenvolvida na segunda etapa.

3.6.2 - GANHO ESTÁTICO

As formas de onda teóricas no modo *boost* em sobreposição, considerando o comportamento contínuo da corrente de saída, podem ser representadas pela Fig. 3.12.

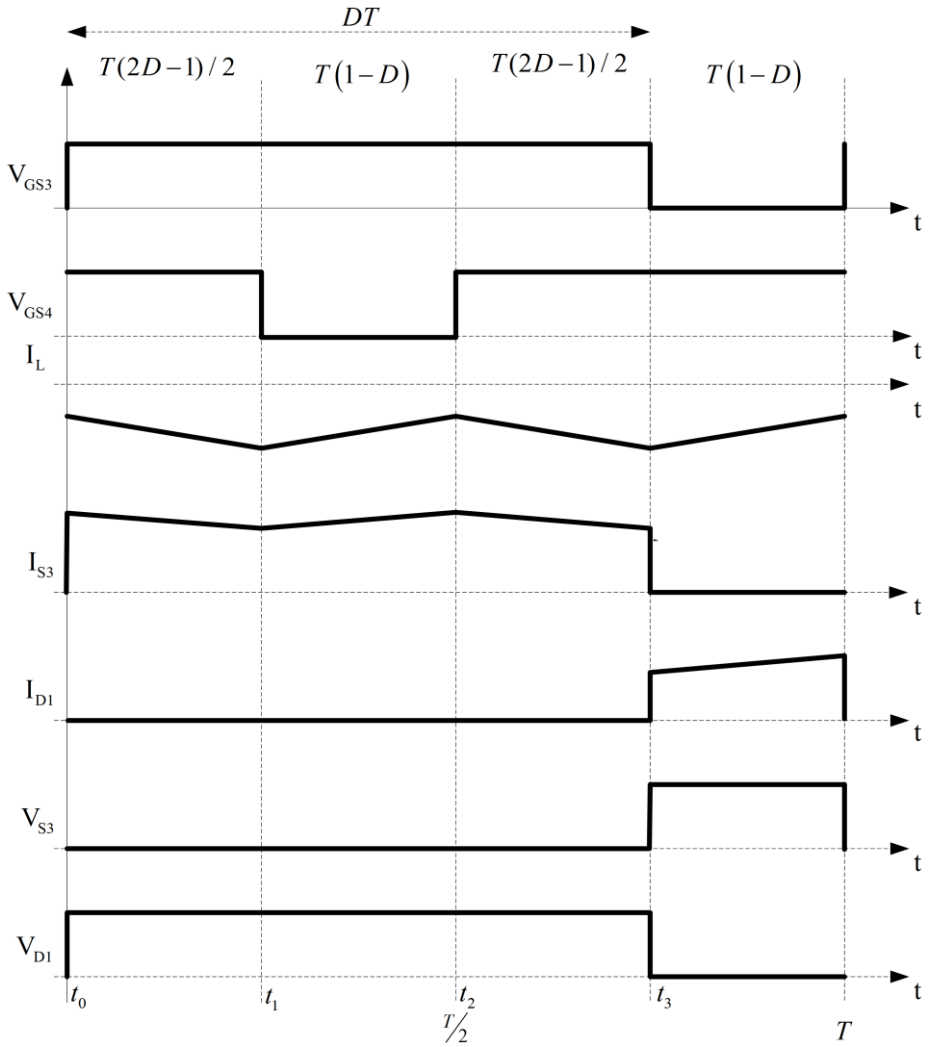


Fig. 3.12 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados.

De acordo com a Fig. 3.12, os intervalos de tempo são dados por:

$$(t_1 - t_0) = \frac{T(2D-1)}{2} \tag{3.32}$$

$$(t_2 - t_1) = T(1-D) \tag{3.33}$$

Substituindo as expressões (3.32)e (3.33) em(3.23), chega-se a:

$$\frac{V_0}{L}\left(\frac{T(2D-1)}{2}\right) = \left(\frac{V_1}{2L} - \frac{V_0}{L}\right)\left(T(1-D)\right) \tag{3.34}$$

$$\frac{V_1}{V_0} = G_V = \frac{1}{(1-D)} \tag{3.35}$$

Portanto, segundo a expressão (3.35), o ganho estático é o mesmo para os modos de sobreposição e não sobreposição considerando a condução contínua. Esta expressão matemática também é idêntica àquela que permite determinar o ganho estático do conversor *boost* convencional. Na Fig. 3.13, tem-se a variação do ganho estático em função da razão cíclica.

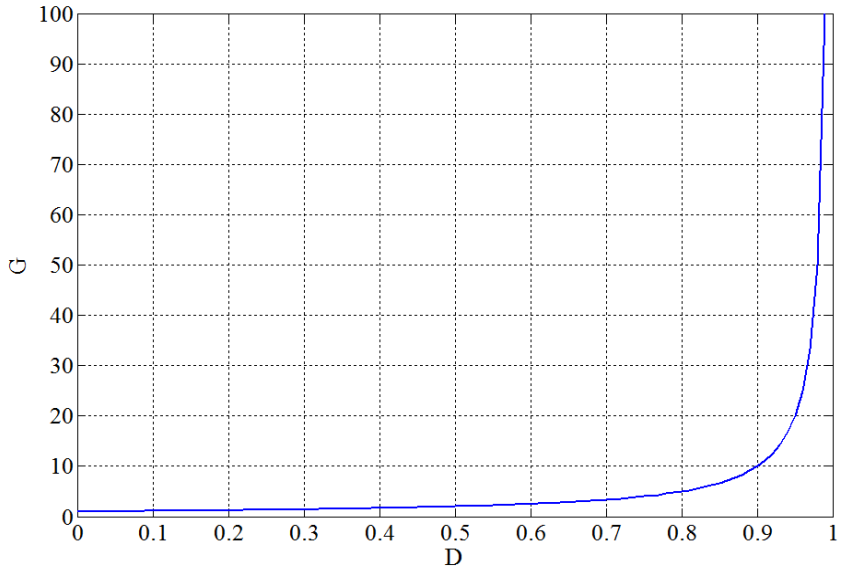


Fig. 3.13 –Ganho estático do conversor CC-CC reversível em corrente no modo *boost*.

3.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, a análise do conversor CC-CC reversível em corrente empregando a célula de três estados foi desenvolvida para o modo de condução continua. De acordo com o comando dos interruptores, caracterizam-se dois tipos de operação do conversor: com sobreposição dos pulsos ($0{,}5 \leq D < 1$) e sem sobreposição dos pulsos ($0 < D \leq 0{,}5$).

A partir da análise das figuras correspondentes às etapas de funcionamento e formas de onda teóricas, constata-se que a estrutura proposta pode operar tanto como um conversor *buck* (corrente positiva) quanto um conversor *boost* (corrente negativa). Isto efetivamente foi comprovado por meio das expressões que permitem obter o ganho estático da topologia em uma dada condição de operação. Assim, a máquina CC é capaz de operar tanto como gerador como quanto motor, o que depende estritamente dos interruptores que são acionados.

CAPÍTULO 4

OUTRAS TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CC-CC BASEADOS NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No Capítulo 3, foi proposta uma configuração de conversor *buck*/*boost* empregando a célula de comutação de três estados, o que resulta em uma topologia de conversor capaz de operar em dois quadrantes do plano tensão *versus* corrente. Considerando que esta é uma topologia reversível em corrente e adotando-se os mesmo princípios de associação anteriores, é possível obter ainda outras duas topologias como foi anteriormente mencionado, a saber:

- conversor *buck*/*boost* de dois quadrantes reversível em tensão (Fig. 4.1);
- conversor *buck*/*boost* de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão (Fig. 4.2).

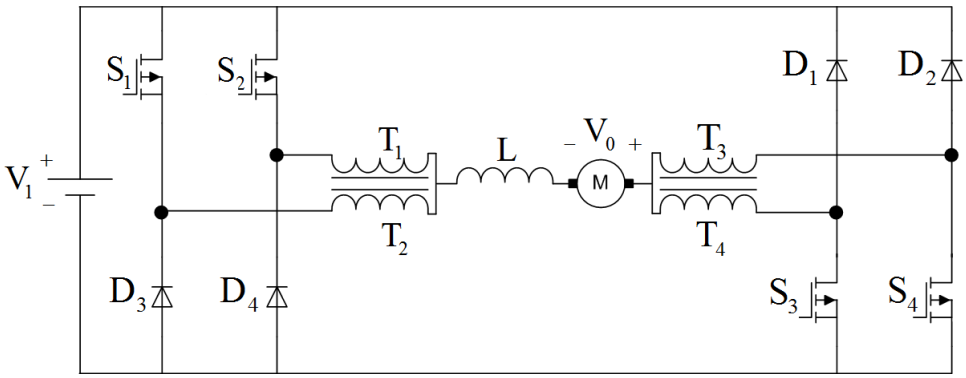


Fig. 4.1 – Conversor CC-CC reversível em tensão baseado na célula de comutação de três estados.

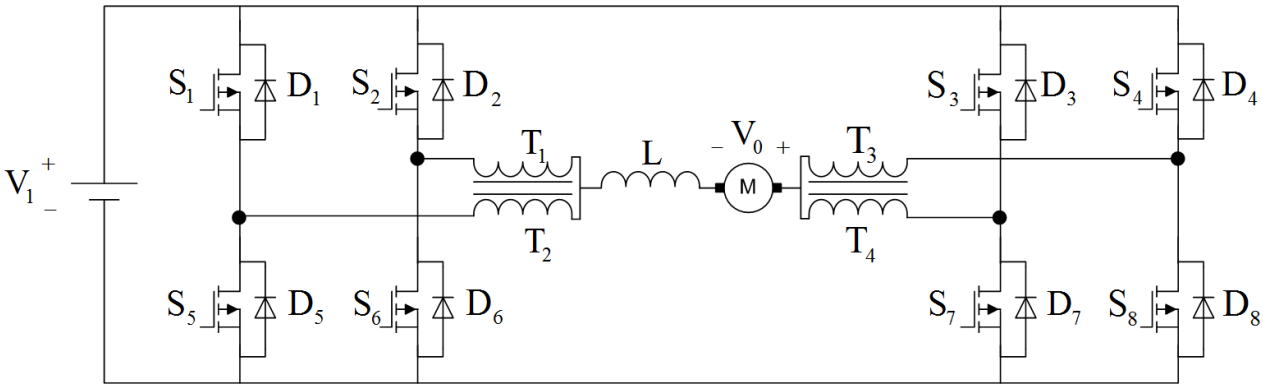


Fig. 4.2 – Conversor CC-CC reversível em corrente e tensão baseado na célula de comutação de três estados.

Neste capítulo, são analisadas as etapas de funcionamento e o ganho estático das duas topologias, considerando as condições de sobreposição e não sobreposição dos interruptores controlados. Deve-se ainda ressaltar que a corrente no indutor nunca se anulará durante o funcionamento do circuito (modo de condução contínua).

4.2 - CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM TENSÃO

4.2.1 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK*SEM SOBREPOSIÇÃO

Para a operação no modo *buck*, o motor será tracionado e, dessa forma,os interruptoresS_1 e S_2 estarão permanentemente em condução, sendo queos interruptoresS_3 e S_4são devidamente acionados. NaFig. 4.3, tem-se as respectivas etapas de funcionamento do circuito.

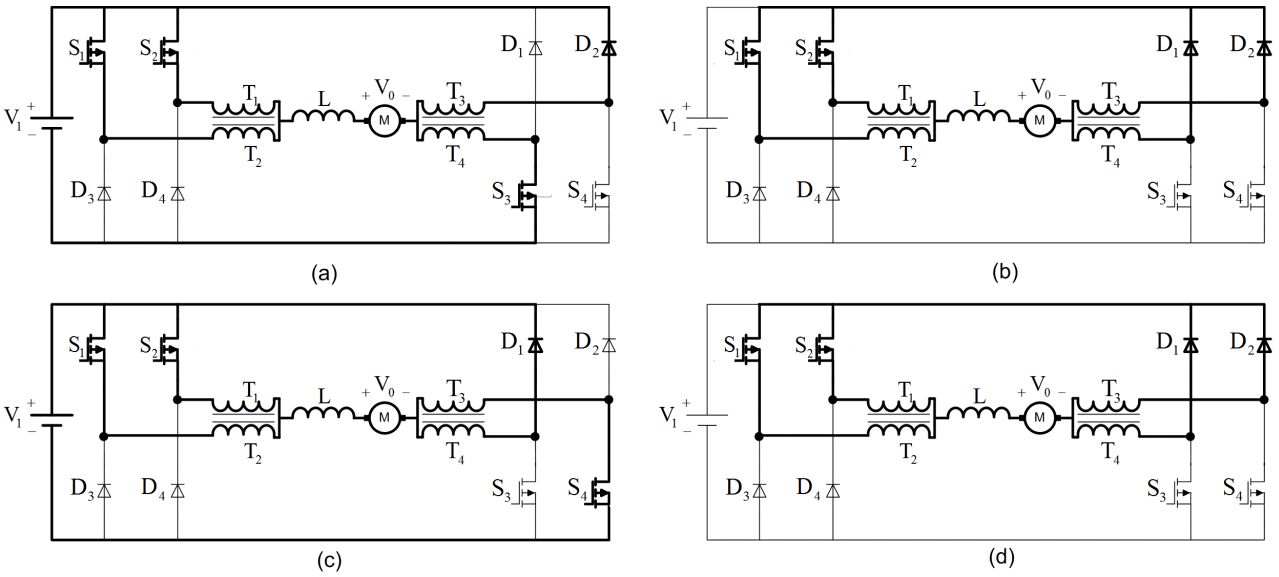


Fig. 4.3 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

<u>Primeira etapa</u>: A primeira etapa de funcionamento está representada na Fig. 4.3 (a). A operação do conversor em modo *buck* é definida estritamente pelos interruptores S_3 e S_4, sendo que S_1 e S_2 permanecem conduzindo constantemente. Nesta etapa, as quedas de tensão nos enrolamentos T_1 e T_2 são praticamente nulas, pois estão no mesmo potencial de V_1. A tensão no enrolamento T_3 é igual àquela em T_4. Efetuando a análise da malha entre T_3, T_4, S_3, D_2 e V_1, verifica-se que T_3 e T_4possuem

quedas de tensão $V_1/2$. Considera-se que as quedas de tensão no diodo e no interruptor são nulas. Dessa forma, a equação de malha desta etapa de funcionamento é dada por:

$$\frac{V_1}{2} - L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{4.1}$$

<u>Segunda etapa</u>: A segunda etapa de funcionamento está representada na Fig. 4.3 (b). Nestecaso, ointerruptorS_3é bloqueado, enquanto S_4 permanece na mesma condição anterior. Dessa forma, as quedas de tensão nos enrolamentos T_3 e T_4 são nulas e o indutor passa a fornecer energia para o motor, mantendo a corrente no mesmo sentido. Da mesma forma que na etapa anterior, os enrolamentos T_1 e T_2 possuem quedas de tensão nulas. Portanto, a equação de malha desta etapa de funcionamento é dada por:

$$-L\frac{dI_L}{dt} + V_0 = 0 \tag{4.2}$$

<u>Terceira etapa</u>:Esta etapa é representada na Fig. 4.3 (c), onde o interruptor S_4conduz e S_3 permanece bloqueado. Além disso, o diodo D_4 passa a conduzir. Verifica-se que a operação é similar à primeira etapa, sendo que a mesma equação de malha (4.1)é válida neste caso.

<u>Quartaetapa</u>: Esta etapa é representada na Fig. 4.3 (d), sendo idêntica à segunda etapa de operação. Logo, a equação de malha também corresponde a (4.2).

Comparando-se os resultados desta estrutura com o conversor reversível em corrente, isto é, conclui-se queas expressões (4.1) e (4.2) são idênticas a (3.1) e (3.2), respectivamente. Desenvolvendo o mesmo procedimento anterior, chega-se ao mesmo valor de ganho estático, ou seja:

$$\frac{V_0}{V_1} = G_V = D \tag{4.3}$$

Na Fig. 4.3, tem-se as forma de onda típicas deste modo de operação.

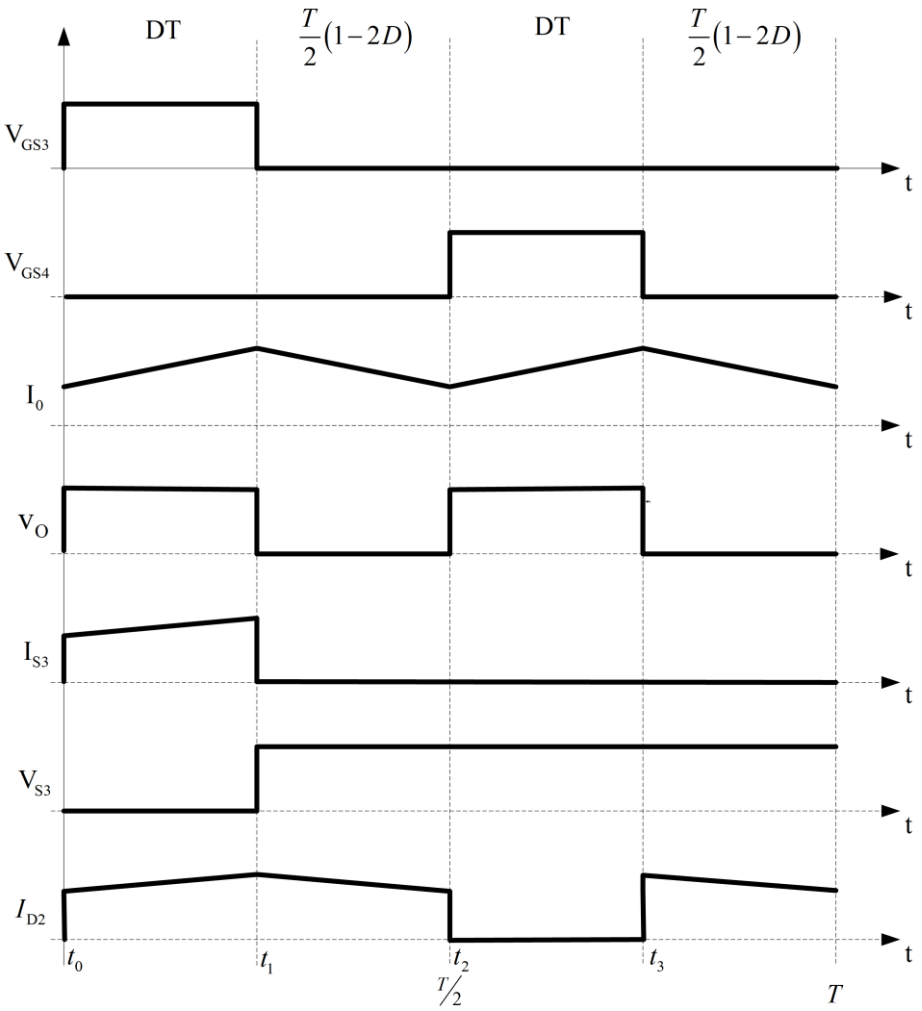


Fig. 4.4 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

4.2.2 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK* COM SOBREPOSIÇÃO

Assim como no modo de operação anterior, os interruptoresS_1 e S_2 permanecem constantemente em condução para se obter o modo de funcionamento *buck*. A Fig. 4.5 corresponde às quatro etapas de operação do circuito, que serão discutidas a seguir.

<u>Primeira etapa</u>:Na primeira etapa de funcionamento os interruptoresS_1 e S_2 estão em condução, assim como os interruptoresS_3 e S_4. As quedas de tensão nos enrolamentos de T_1 e T_2são nulas, pois estão no mesmo potencial. Isso também ocorre com asquedas de tensão nos enrolamentos T_3 e T_4. Nesta etapa, a fonte de alimentação alimenta o motor e carrega o indutor. Não há diodos conduzindo neste caso, mas a corrente é dividida entre os dois conjuntos de interruptores S_1-S_2 e S_3-S_4. A equação de malha para etapa de funcionamento é dada por:

$$L\frac{dI_L}{dt}+V_0-V_1=0 \tag{4.4}$$

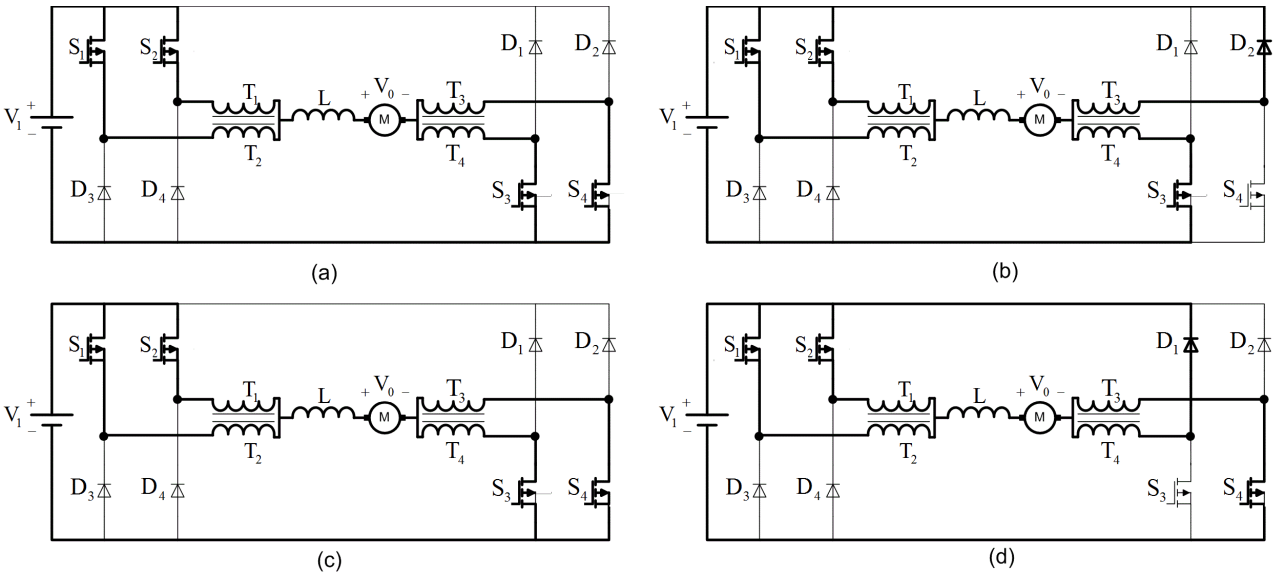


Fig. 4.5 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

<u>Segunda etapa</u>: Neste caso, ointerruptorS_4 é bloqueado, enquanto S_3 permanece em condução. Efetuando a análise da malha V_1-S_3-T_4-T_3-D_2, considerando que a queda de tensão em S_3 e D_2 é nula e que a tensão em T_3 é igual àquela emT_4 devido ao acoplamento magnético, então a queda de tensão nos enrolamentos de T_3 eT_4 equivalem aV_1/2. Logo, a corrente do indutor passa a decrescer. Da mesma forma que na etapa anterior, os enrolamentos T_1 e T_2 possuem quedas de tensão nulas. Portanto, a equação de malha desta etapa de funcionamento é dada por:

$$-L\frac{dI_L}{dt}+V_0-\frac{V_1}{2}=0 \tag{4.5}$$

<u>Terceira etapa</u>: A terceira etapa é idêntica à primeira etapa. Portanto, a equação de malha desta etapa é idêntica a (4.4).

<u>Quarta etapa</u>: A quarta etapa é idêntica à segunda etapa.Portanto, a equação de malha neste caso é idêntica a (4.5).

Os resultados obtidos no estudo da estrutura são os mesmos válidos para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente. Logo, é razoável assumir que o ganho estático é dado por:

$$\frac{V_0}{V_1} = G_V = D \tag{4.6}$$

Na Fig. 4.6, tem-se as forma de onda típicas deste modo de operação.

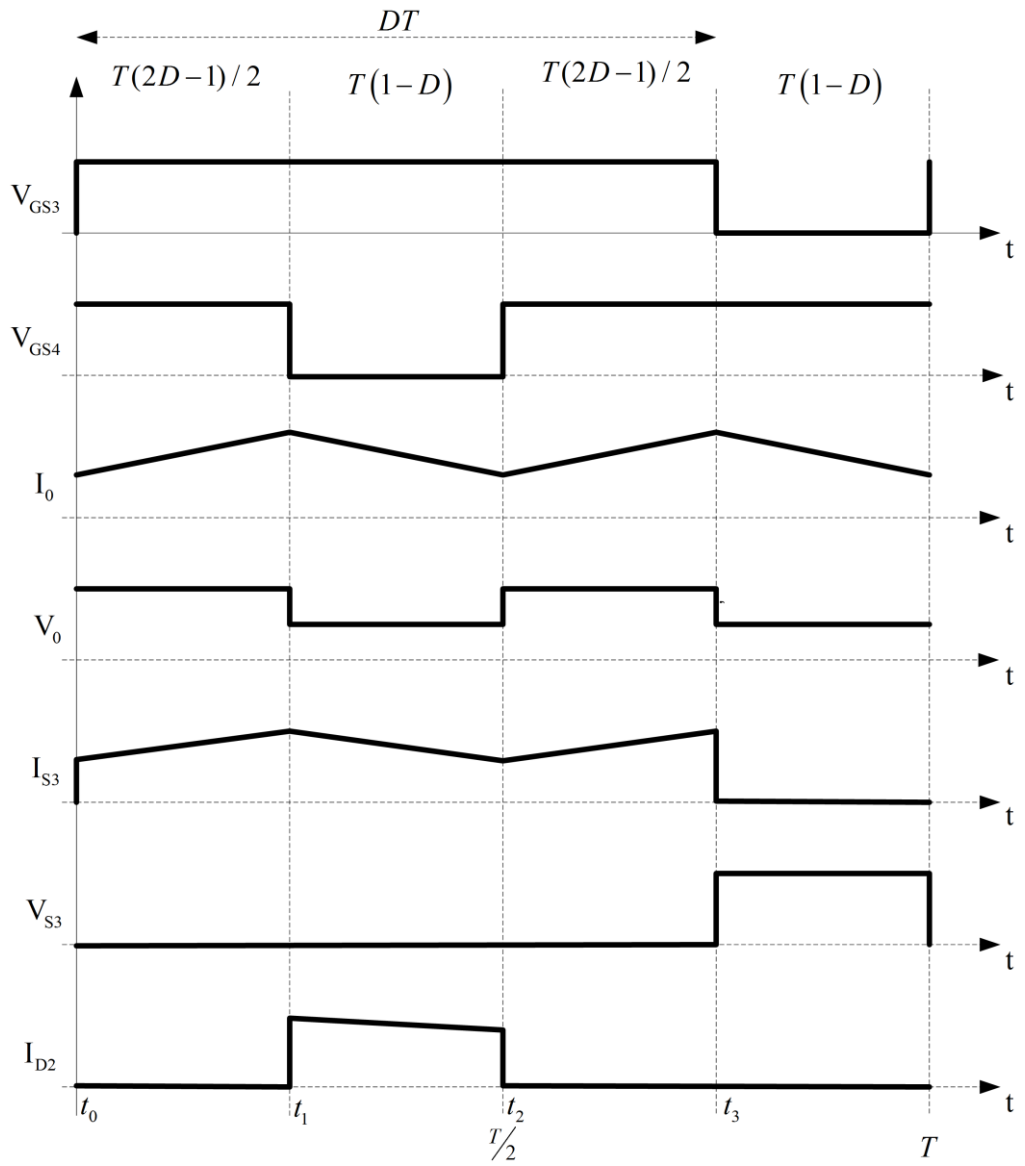


Fig. 4.6 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

4.2.3 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST*SEM SOBREPOSIÇÃO

Para a operação no modo *boost*, os interruptoresS_1 e S_2 permanecem constantemente bloqueados, ao passo que os interruptoresS_3 e S_4devem ser propriamente acionados. Esta etapa de operação ocorre quando o motor passa a funcionar como gerador. Para que isso ocorra, o motor deve ter em seu eixo um conjugado externo com sentido de rotação inverso, sendo que neste caso há

a inversão da tensão nos enrolamentos do motor com regeneração de energia para a fonte. A Fig. 4.7 ilustra as quatro etapas de operação do conversor operando no modo *boost* sem sobreposição dos interruptores.

Primeira etapa:Na primeira etapa de funcionamento os interruptoresS_1 e S_2permanecem bloqueados constantemente, enquanto apenas S_3 está em condução. Neste modo, o motor atua como gerador, fornecendo corrente por meio de S_3 e D_2. A corrente que circula por D_2 é regenerada para a fonte Vi_1 e a corrente que circula por S_3 carrega o indutor L. Por análise de malha, verifica-se que a queda de tensão nos enrolamentos T_1 e T_2 é nula e a queda de tensão nos enrolamentos T_3 e T_4 corresponde a$V_1/2$. Neste circuito, a corrente do indutor sempre circula no mesmo sentido, mas a tensão no enrolamento do motor é invertida. Também por análise de malha, obtém-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_1}{2} + L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{4.7}$$

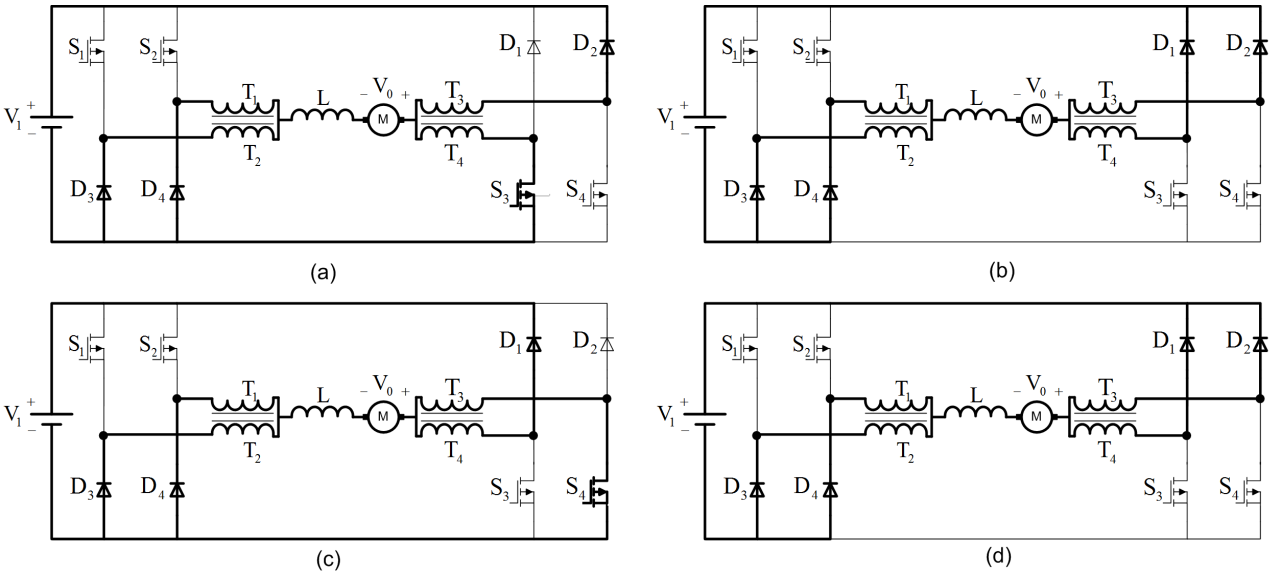


Fig. 4.7 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

Segunda etapa: Na segunda etapa o interruptor S_3 é bloqueado e S_4 ainda é mantido bloqueado. Neste caso, a corrente armazenada no indutor é somada à corrente gerada pelo motor para ser regenerada à fonte de alimentação V_1, sendo que a corrente total regenerada pelo indutor e o motor é conduzida pelos diodos D_1 e D_2. A queda de tensão nos enrolamentos T_1, T_2, T_3 e T_4 são

consideradas nulas. A corrente do indutor não muda de sentido. Por análise de malha é possível obter a expressão:

$$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - V_1 = 0 \tag{4.8}$$

<u>Terceira etapa:</u> Na terceira etapa, o interruptor S_4 entra em condução, sendo que S_3 é mantido bloqueado. Essa etapa é semelhante à primeira, sendo que única diferença reside no fato que ossemicondutoresS_4 e D_1 estão em condução. Portanto, a expressão desta etapa é semelhante à expressão (4.7).

<u>Quarta etapa:</u> Na quarta etapa,o interruptor S_4 é bloqueado e S_3 ainda é mantido bloqueado. Os diodos D_1 e D_2 entram em condução regenerando a corrente no motor e no indutor para a fonte. Nestecaso, o funcionamento do circuito é idêntico à segunda etapa e por isso a análise de malha do circuito gera o mesmo resultado da expressão (4.8).

Da mesma forma que no funcionamento como conversor *buck*, os resultados obtidos com o conversor operando como *boost* são os mesmos para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente operando como *boost*. Por isso, aplicando a mesma análise que foi adotada para o conversor reversível em corrente para encontrar o ganho estático, chega-se à mesma expressão.

$$\frac{V_1}{V_0} = G_V = \frac{1}{(1-D)} \tag{4.9}$$

A Fig. 4.8 contém as principais formas de onda para o conversor reversível em tensão operando como *boost* sem sobreposição.

4.2.4 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST*COM SOBREPOSIÇÃO

Para o conversor operando no modo *boost* com sobreposição, o motor ainda mantém o comportamento de uma fonte de corrente, fornecendo energia para a fonte V_1. Deve-se ressaltar que para o modo de funcionamento *boost* os interruptores S_1 e S_2 permanecem constantemente bloqueados. A Fig. 4.9 demonstra as quatro etapas de operação para este modo de funcionamento.

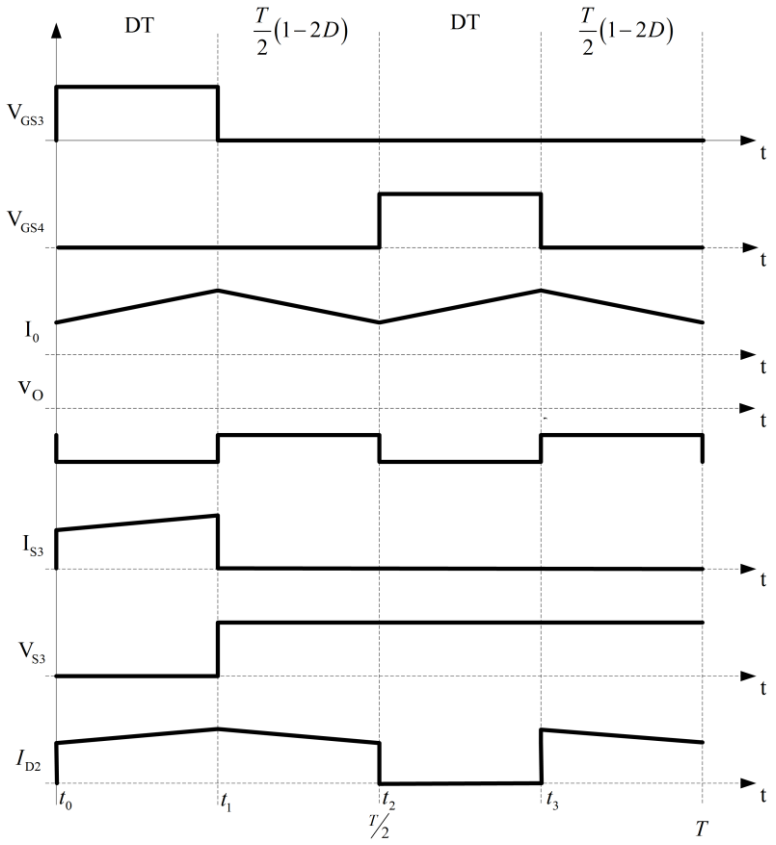


Fig. 4.8 – Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

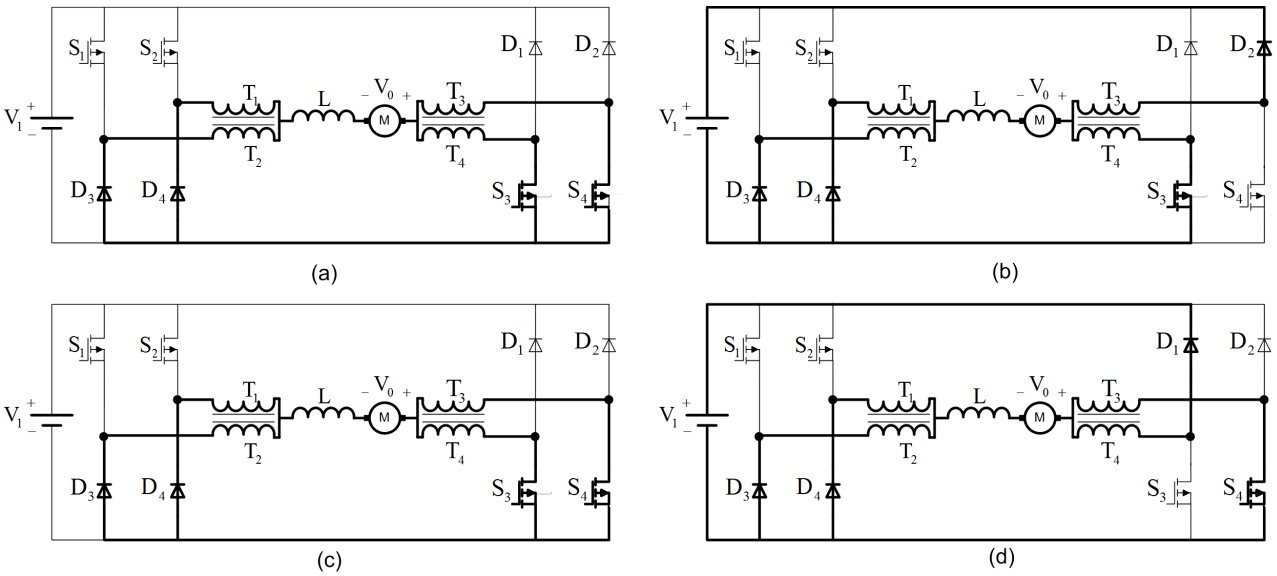


Fig. 4.9 - Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados

<u>Primeira etapa</u>: Durante a primeira etapa, os interruptores S_3 e S_4 são acionados e, dessa forma, não há corrente regenerada para a fonte V_1, sendo que a corrente circulante no circuito carrega o

indutor. A queda de tensão nos terminais dos enrolamentos T_1, T_2, T_3 e T_4 são nulas. Por análise de malha, chega-se à expressão(4.10).

$$L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0 \tag{4.10}$$

<u>Segunda etapa</u>: Nesta etapa, o interruptor S_4 é bloqueado enquanto o interruptor S_3 permanece conduzindo. A queda de tensão nos enrolamentos T_3 e T_4 equivale a$V_1/2$. Parte da corrente é regenerada para a fonte V_1 pela malhaT_3-D_2 e a parcela restante circula pela malha T_4-S_3.

$$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - \frac{V_1}{2} = 0 \tag{4.11}$$

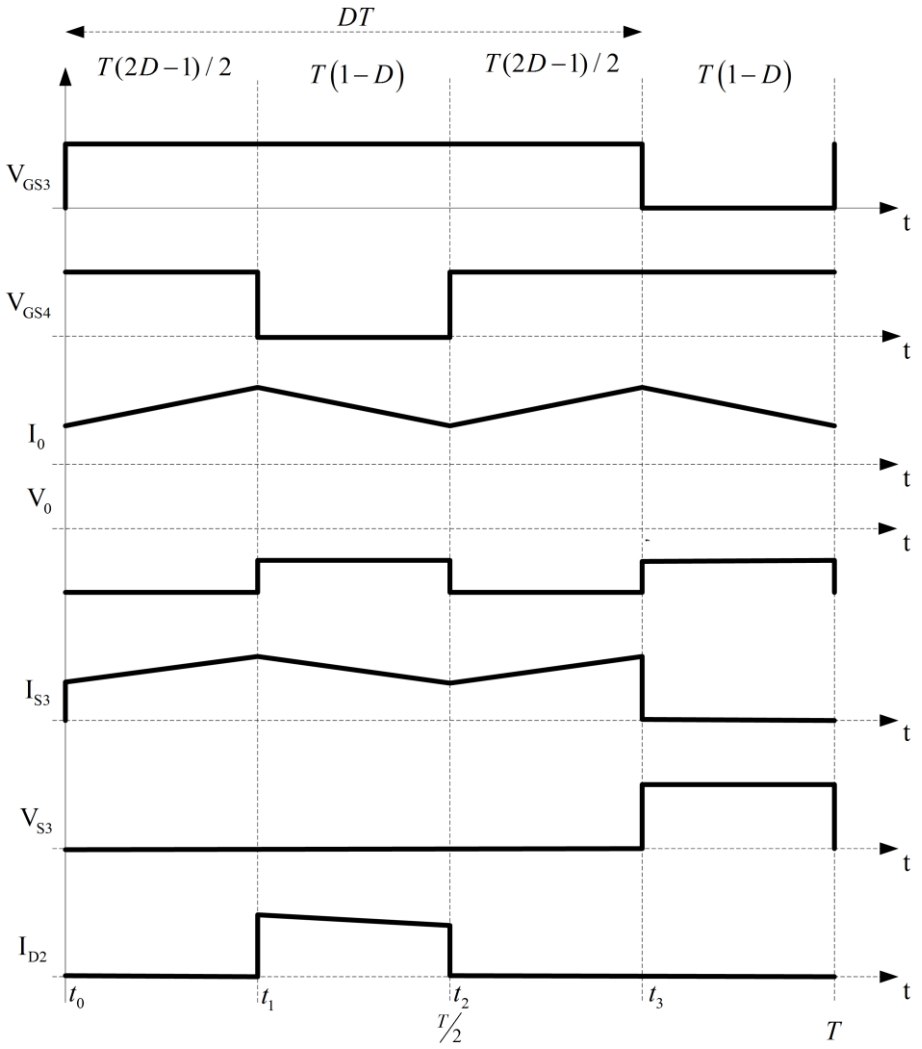


Fig. 4.10– Formas de onda teóricas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados.

Terceira etapa: Nesta etapa, o interruptor S_4 é bloqueado,assim como o interruptor S_3 permanece no mesmo estado. Dessa forma, os estados dos diodos e interruptores ficam idênticos aos estados da primeira etapa, sendo que a expressão desta etapa também é idêntica àquela da primeira etapa.

Quarta etapa: Na quarta etapa, o interruptor S_3 é bloqueado, mas o interruptor S_4 continua conduzindo. Com isso, há corrente circulante em D_1, que é regenerada para a fonte por meio de S_4 carregando o indutor. Esta situação é similar à segunda etapa, de modo que a mesma expressão é válida.

As formas de ondas teóricas para o conversor operando no modo *boost* com sobreposição estão apresentadas na Fig. 4.10. As diferenças entre este circuito e o conversor de dois quadrantes reversível em tensão são notadas pelo sentido da corrente de saída que não se altera e pela alteração da tensão de saída no conversor reversível em tensão, fato que não ocorre no conversor reversível em corrente.

As expressões encontradas para o modo de funcionamento como *boost*são as mesmas para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente, portanto o ganho estático para o conversor de dois quadrantes reversível em tensão também será o mesmo para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente.

$$\frac{V_1}{V_0} = G_V = \frac{1}{(1-D)} \tag{4.12}$$

4.3 - CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM TENSÃO E CORRENTE

No conversor de quatro quadrantes, é possível operar com todas as combinações já vistas nos conversores de dois quadrantes de tensão e/ou corrente. Por isso, as expressões para o conversor de quatro quadrantes são idênticas àquelas dos demais conversores de dois quadrantes,pois o modo como diodos e interruptores são acionados é semelhante. Por isso, esta seção será mais sucinta ao descrever o modo de funcionamento das etapas do conversor.

Para cada quadrante, o conversor reversível em corrente e/ou tensão pode operar com ou sem sobreposição. Isso equivale a oito diferentes modos de operação, considerando os quatro quadrantes

e os dois modos de sobreposição dos pulsos de acionamento.No final desta seção, tem-se uma comparação entre os três diferentes conversores estudados neste trabalho com suas respectivas expressões e ganhos estáticos.

4.3.1 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK*SEM SOBREPOSIÇÃO

A operação em modo*buck* sem sobreposição pode ocorrer no primeiro quadrante (corrente e tensão positivas) ou terceiro quadrante (corrente e tensão negativas), de acordo com a Fig. 3.11. A diferença entre os dois modos é o sentido de rotação do motor, que é alterado quando há a mudança do primeiro para o terceiro quadrante. Em ambos os modos de operação, o motor opera tracionando a carga.

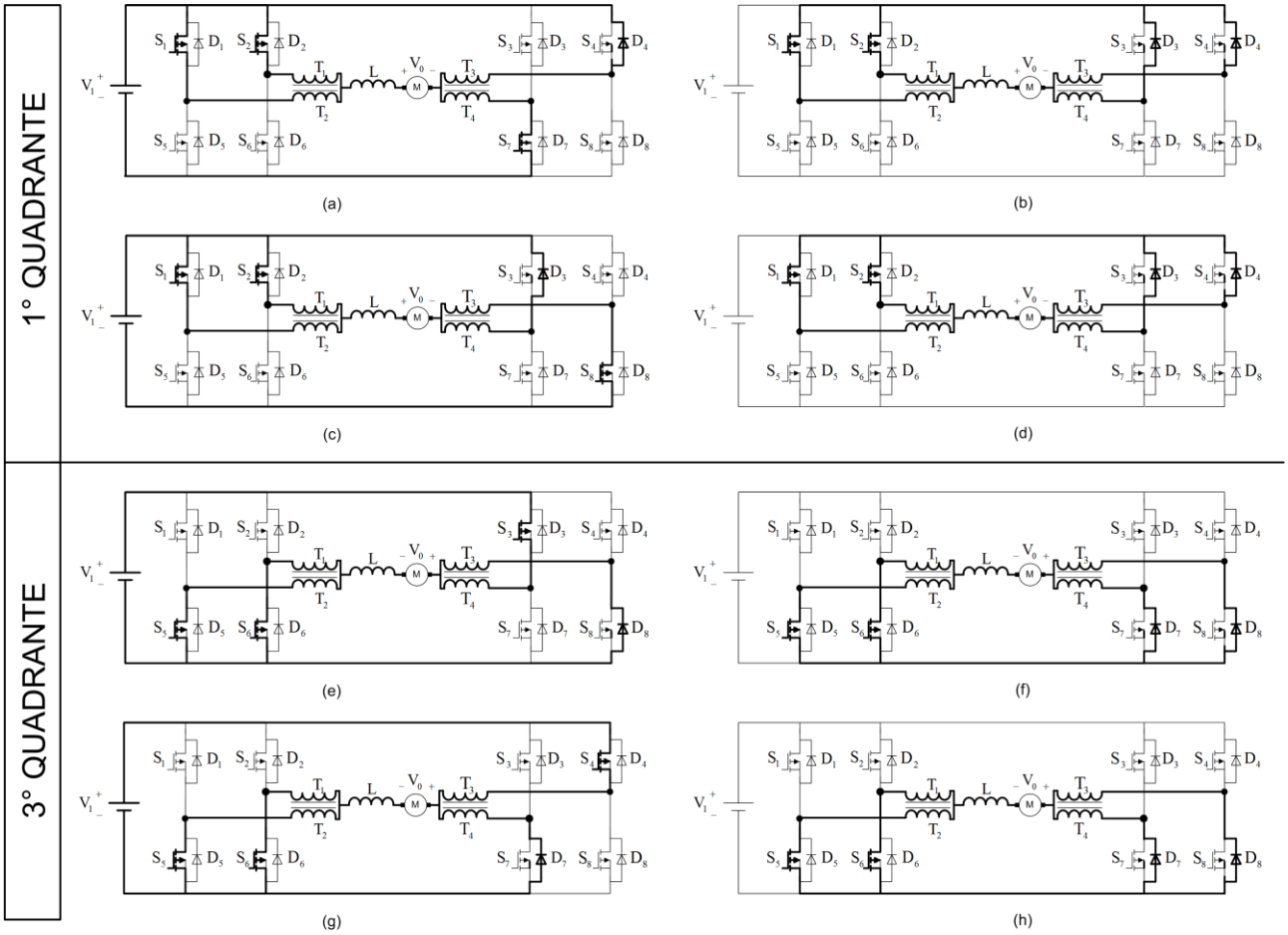


Fig. 4.11– Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

O modo de operação *buck* no primeiro quadrante possui a mesma configuração de interruptores e diodos do conversor de dois quadrantes reversível em tensão operando no modo

buck sem sobreposição. Para o terceiro quadrante, há apenas a inversão do acionamento dos interruptores e diodos para alteração do sentido de rotação do motor.

4.3.2 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BUCK* COM SOBREPOSIÇÃO

Da mesma forma que na seção anterior, o conversor pode operar no primeiro quadrante (Fig. 4.12(a) a Fig. 4.12 (d)) ou no terceiro quadrante (Fig. 4.12(e) a Fig. 4.12 (h)). Esta configuração pode ser associada ao conversor de dois quadrantes reversível em tensão operando em modo*buck* com sobreposição. Portanto, as expressões e formas de onda teóricas desenvolvidas anteriormente também são válidas para o conversor de quatro quadrantes operando como *buck* com sobreposição.

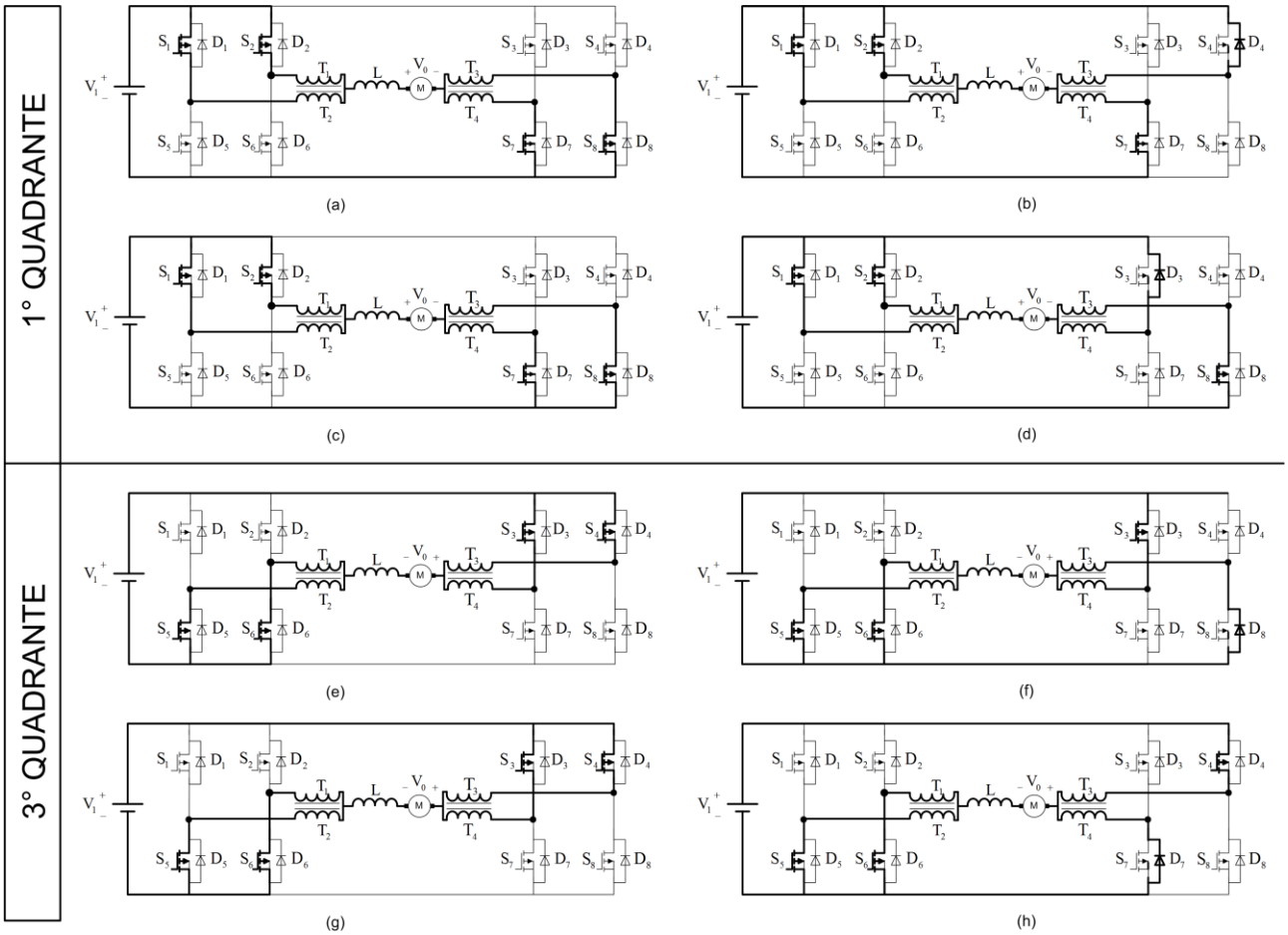


Fig. 4.12– Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *buck*com sobreposição dos interruptores controlados.

4.3.3 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST* SEM SOBREPOSIÇÃO

Para o modo de funcionamento *boost*, o conversor pode operar no segundo e quarto quadrante, como mostra a Fig. 4.13. No segundo quadrante, o conversor opera com corrente negativa e tensão positiva, sendo que isso corresponde ao caso da frenagem regenerativa, da mesma forma que o conversor de dois quadrantes reversível em corrente operando no modo *boost* sem sobreposição. Portanto, para o segundo quadrante as equações também são as mesmas apresentadas previamente.

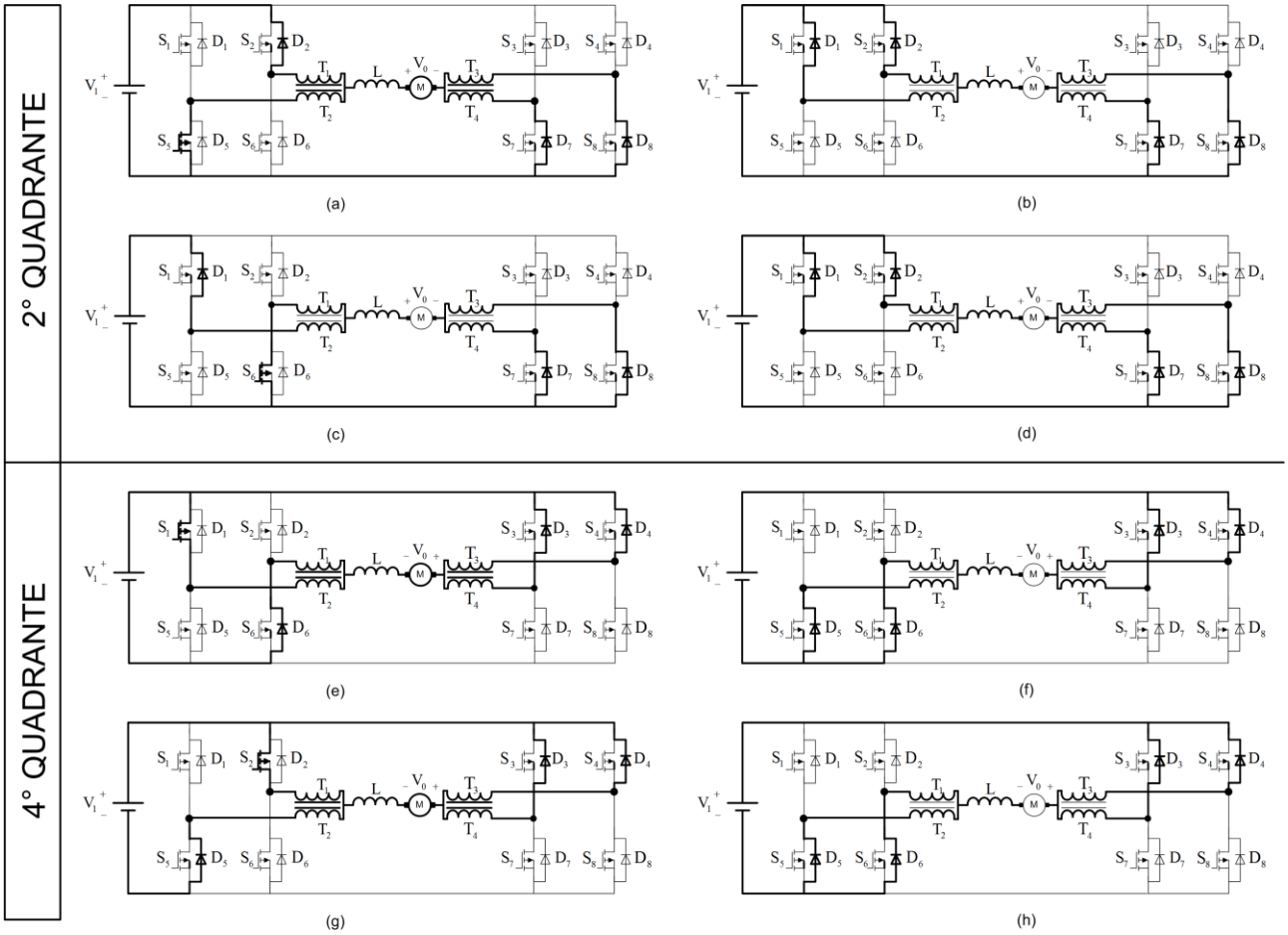


Fig. 4.13 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados.

No quarto quadrante, o conversor opera com corrente e tensão negativas. Deste modo, há a inversão do sentido da tensão com relação à etapa anterior. Para que o conversor opere adequadamente neste quadrante, a carga deve exercer um torque no motor em sentido reverso de rotação, de forma que o motor atuaria como gerador, regenerando a energia para a fonte. Em termos

práticos, pode-se imaginar a frenagem de um veículo elétrico quando o mesmo estivesse descendo uma ladeira em ré. As relações estudadas também são válidas para o quarto quadrante, uma vez que há apenas a inversão do acionamento dos interruptores de modo a regenerar a energia adequadamente quando o motor está operando no sentido reverso de rotação.

4.3.4 - ANÁLISE QUALITATIVA EM MODO *BOOST* COM SOBREPOSIÇÃO

Na Fig. 4.14, tem-se as relações e a configuração de interruptores e diodos na análise do conversor operando no operando no modo *boost* com sobreposição no segundo quadrante. Essa situação é idêntica ao conversor de dois quadrantes reversível em corrente operando no modo *boost* com sobreposição. Para o quarto quadrante, há apenas a inversão do acionamento dos interruptores e diodos correspondentes, de modo que a energia pode ser regenerada caso o sentido de rotação seja invertido.

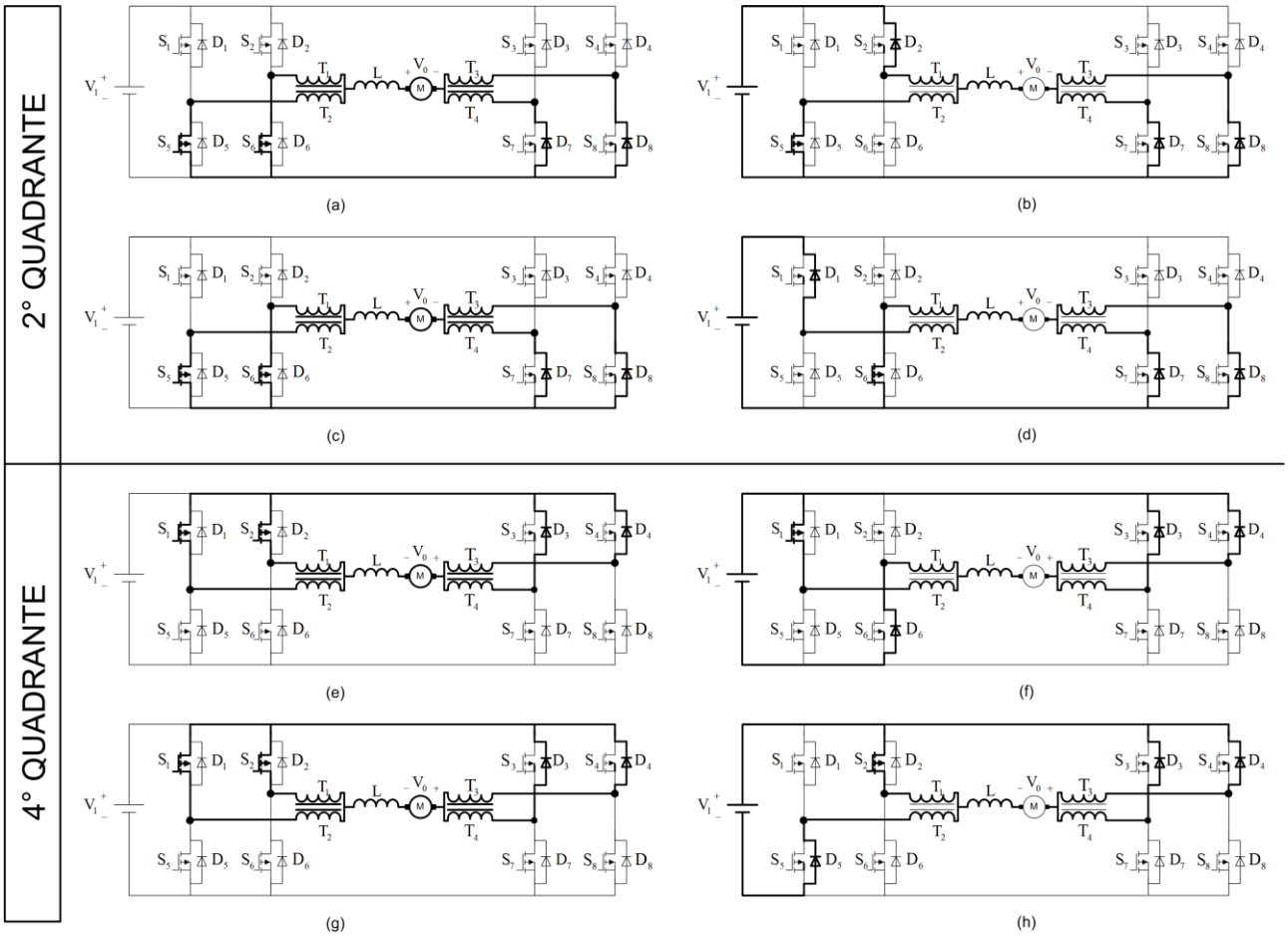


Fig. 4.14 – Etapas de funcionamento do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados.

4.3.5 - ANÁLISE COMPARATIVA DAS TOPOLOGIAS

Até este momento, foram estudadas três topologias que possuem expressões matemáticas comuns. Assim, aFig. 4.15apresenta um quadro comparativo das expressões comuns para as três topologias de conversores previamente mencionadas. É importante ressaltar também que no modo de operação *buck*, o conversor opera no primeiro ou terceiro quadrante. Além disso, no modo *boost*, a operação se dá no segundo ou quarto quadrante.

QUADRANTE 1 - 3	BUCK	
	1ª ETAPA	2ª ETAPA
SEM SOBREPOSIÇÃO	$\frac{V_1}{2} - L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0$	$-L\frac{dI_L}{dt} + V_0 = 0$
COM SOBREPOSIÇÃO	$L\frac{dI_L}{dt} + V_0 - V_1 = 0$	$-L\frac{dI_L}{dt} + V_0 - \frac{V_1}{2} = 0$
GANHO ESTÁTICO	$\frac{V_0}{V_1} = D$	

QUADRANTE 2 - 4	BOOST	
	1ª ETAPA	2ª ETAPA
SEM SOBREPOSIÇÃO	$\frac{V_1}{2} + L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0$	$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - V_1 = 0$
COM SOBREPOSIÇÃO	$L\frac{dI_L}{dt} - V_0 = 0$	$V_0 + L\frac{dI_L}{dt} - \frac{V_1}{2} = 0$
GANHO ESTÁTICO	$\frac{V_1}{V_0} = \frac{1}{(1-D)}$	

Fig. 4.15 – Quadro comparativo dasexpressões válidas para o conversor de quatro quadrantes.

Dessa forma, o conversor de quatro quadrantes pode operar nos modos de tração e frenagemtanto em sentido diretoquanto inverso. Por sua vez, o conversor de dois quadrantes reversível em corrente pode operar apenas no primeiro e segundo quadrantes, ao passo que o conversor de dois quadrantes reversível em tensão pode operar apenas no primeiro e quarto quadrantes.

A topologia de quatro quadrantes permite trabalhar de todas as formas possíveis em relação ao acionamento e frenagem. Assim, esse conversor pode ser utilizado em várias aplicações, sendo que uma aplicação potencial é o acionamento de um veículo elétrico onde há a necessidade de tração e frenagem nos dois sentidos de rotação.

Embora a topologia de quatro quadrantes seja a mais versátil em termos da abrangência de todos os modos de operação, as outras duas topologias também são vantajosas para aplicações específicas. Por exemplo, a topologia de dois quadrantes reversível em corrente é bastante atraente

para acionamentos que não consideram a operação no sentido reverso, como é o caso de alguns brinquedos ou ferramentas. Já o conversor de dois quadrantes reversível em tensão pode ser aplicado em elevadores de carga, onde é necessária a tração para subir a carga e uma frenagem para descer a carga.

4.4 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresentou a análise qualitativa das estruturas baseadas na célula de três estados que possuem características de bidirecionalidade de tensão e bidirecionalidade de corrente e tensão. Constatou-se que a análise desenvolvida no Capítulo 3 pode ser estendida de forma análoga às topologias supracitadas de modo a se obter as expressões correspondentes aos ganho estáticos dos conversores nos diversos modos de operação.

Por fim, verifica-se que a topologia capaz de operar nos quatro quadrantes corresponde à generalização das outras duas estruturas, visto que é capaz de operar com características de reversibilidade de corrente e/ou tensão conforme os requisitos da aplicação. Porém, sua utilização só se justifica quando há a necessidade de aceleração e frenagem em ambos os sentidos direto e inverso em virtude da utilização de oito interruptores controlados. Assim, apesar do maior número de semicondutores empregados, os conversores propostos são adequados para acionamentos CC em altas correntes.

CAPÍTULO 5

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CC-CC REVERSÍVEL EM CORRENTE BASEADO NA CÉLULA DE TRÊS ESTADOS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O objetivo deste capítulo é desenvolver uma metodologia de projeto para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente utilizando a célula de comutação de três estados. A metodologia compreende o cálculo dos esforços de corrente e/ou tensão nos elementos do circuito de potência, a fim de obter os valores necessários para o dimensionamento correto de cada componente. Além de um exemplo de projeto, serão apresentados os resultados de simulação do conversor supracitado, visando à validação dos aspectos teóricos.

Deve-se ressaltar que neste trabalho considera-se a operação do conversor CC-CC em modo de condução contínua. Desta forma, o indutor utilizado no circuito de potência é projetado de forma a garantir essa condição.

5.2 - ANÁLISE DOS ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

5.2.1 - INDUTOR

Durante o funcionamento do conversor proposto, seja no modo *buck* ou *boost*, a corrente instantânea do indutor apresentará um dado valor de ondulação que é inversamente proporcional ao valor da indutância. Neste trabalho, considera-se o regime de condução contínua, ou seja, a corrente do indutor nunca se anula durante as etapas de funcionamento. Portanto, o que diferencia o comportamento da corrente do indutor é o regime de acionamento dos interruptores, ou seja, a razão cíclica. Na Fig. 5.1, nota-se que a variação do módulo da corrente no indutor ocorre de forma semelhante para os diferentes modos de funcionamento dos interruptores. Assim, o módulo da corrente ora cresce linearmente, ora decresce linearmente. Porém, tem-se uma duração distinta para

cada etapa de funcionamento, sendo que o ganho estático também será diferente para o conversor operando no modo *buck* ou *boost*. Assim, tem-se expressões temporais distintas para a corrente no indutor. O módulo da corrente foi considerado em função da corrente reversa quando o conversor opera como *boost*.

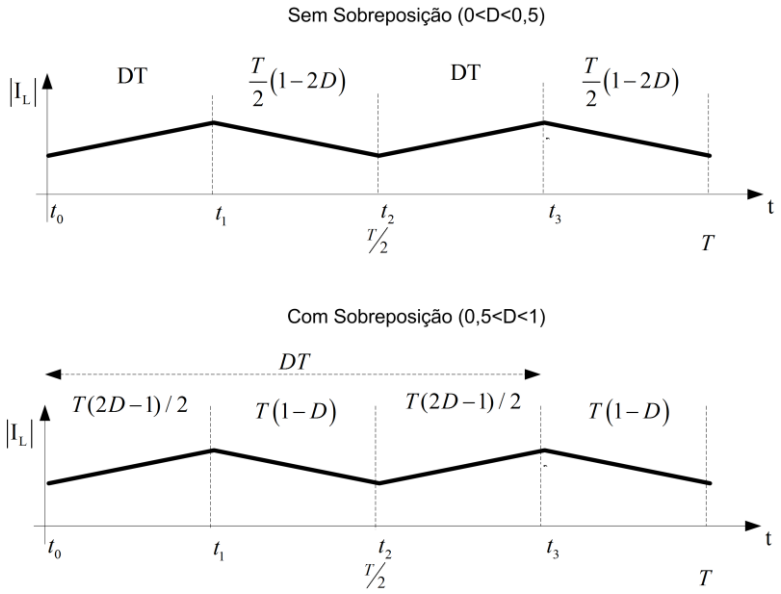


Fig. 5.1 – Variação da corrente no indutor para diferentes valores de razão cíclica.

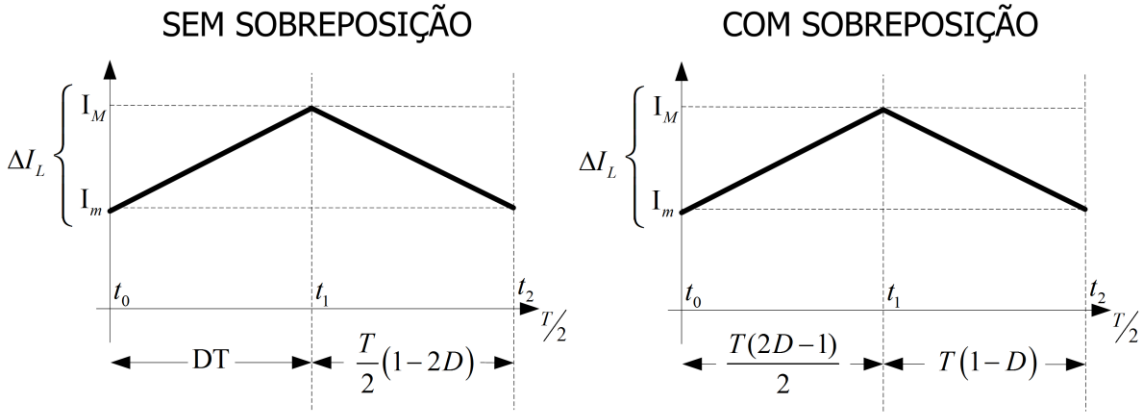
A ondulação da corrente do indutor é uma especificação de projeto e pode ser representada por ΔI_L, conforme é mostrado na Fig. 5.2, onde se pode observar que a corrente apresenta um valor máximo e outro valor mínimo. A Fig. 5.2também mostra as diferentes expressões para os vários intervalos de tempos, onde são representados a corrente do indutor e os ganhos estáticos para as várias condições de operação do conversor reversível em corrente. Deve-se ressaltar que as expressões da Fig. 5.2são úteis para os cálculos subsequentes.

Consultando a expressão da variação da corrente do indutor, na Fig. 5.2 para o caso de operação no modo *buck* sem sobreposição no primeiro intervalo, há a seguinte expressão:

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta t} = \frac{-V_0}{L} + \frac{V_1}{2L} \tag{5.1}$$

O ganho estático é dado por:

$$\frac{V_0}{V_1} = D \tag{5.2}$$



BUCK	$\frac{V_0}{V_1}$	D	D
	$\frac{\Delta I_L}{\Delta t}$	$\frac{-V_0}{L}+\frac{V_1}{2L}$	$\frac{V_0}{L}$
BOOST	$\frac{V_1}{V_0}$	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{1}{(1-D)}$
	$\frac{\Delta I_L}{\Delta t}$	$\frac{V_0}{L}-\frac{V_1}{2L}$	$\frac{V_1}{L}-\frac{V_0}{L}$

BUCK	$\frac{V_0}{V_1}$	D	D
	$\frac{\Delta I_L}{\Delta t}$	$\frac{V_1}{L}-\frac{V_0}{L}$	$\frac{V_0}{L}-\frac{V_1}{2L}$
BOOST	$\frac{V_1}{V_0}$	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{1}{(1-D)}$
	$\frac{\Delta I_L}{\Delta t}$	$\frac{V_0}{L}$	$\frac{V_1}{2L}-\frac{V_0}{L}$

Fig. 5.2 – Relações válidas para as duas primeiras etapas de funcionamento do conversor nos modos de operação *buck* ou *boost*, com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores.

A duração da primeira etapa é:

$$t_1 - t_0 = DT \tag{5.3}$$

Substituindo as expressões (5.2)e (5.3) em (5.1), tem-se a seguinte expressão:

$$\Delta I_L = \frac{DTV_1(1-2D)}{2L} \tag{5.4}$$

Esta expressão também é válida para o segundo intervalo de funcionamento do conversor em modo *buck* sem sobreposição.

Aplicando o mesmo raciocínio para os demais modos de condução e operação e para os diferentes intervalos de tempo, pode-se obter todas as relações da Fig. 5.3. Verifica-se que as expressões para o modo sem sobreposição são as mesmas para o conversor operando nas condições *buck* ou *boost*, sendo que o mesmo é válido para o modo com sobreposição.

As quatro expressões da Fig. 5.3 podem ser parametrizadas em função da ondulação da corrente, indutância, período de comutação e tensão de entrada. Por exemplo, no caso do conversor *buck* sem sobreposição, o valor da constante denominada α_1 é dado por:

$$\alpha_1 = \frac{2L\Delta I_L}{TV_1} = (1-2D)D \tag{5.5}$$

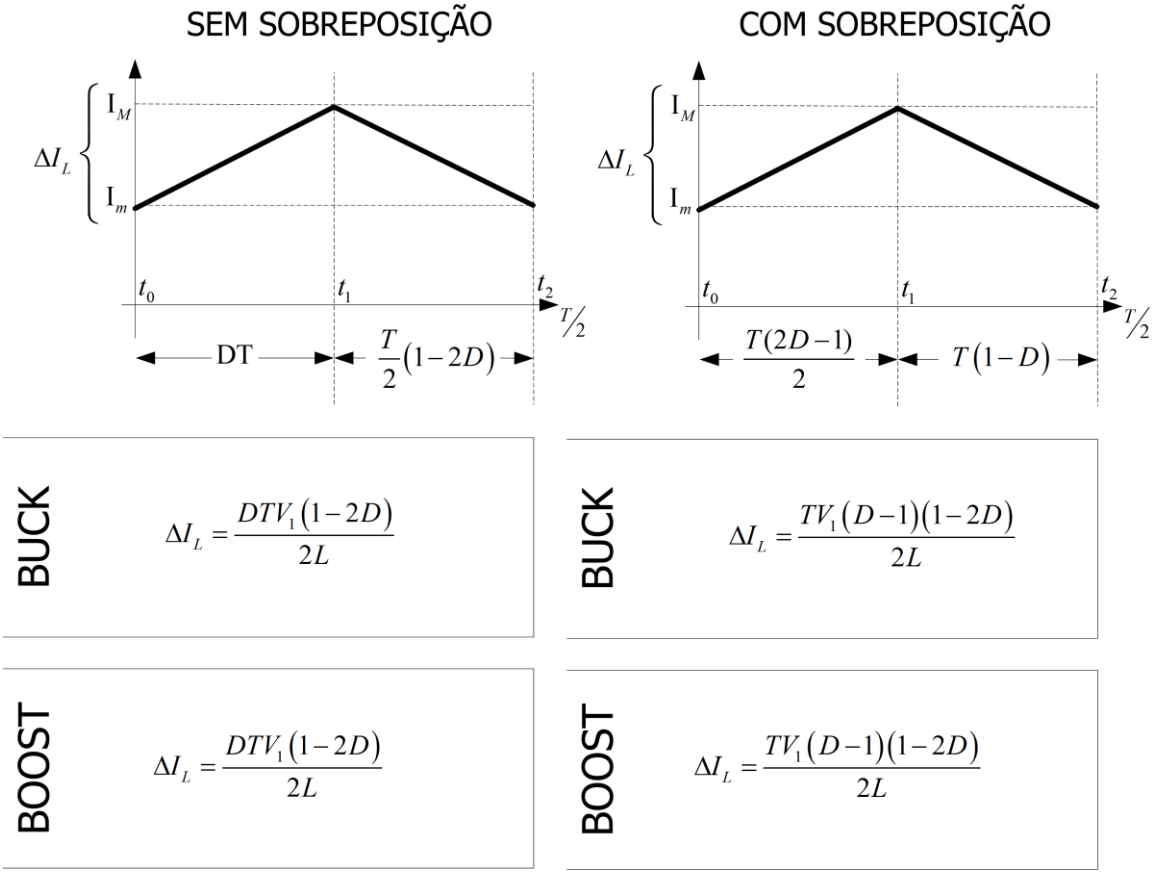


Fig. 5.3 – Ondulação da corrente no indutor nos modos de operação *buck* ou *boost*, com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores.

De posse da expressão (5.5), pode-se plotar um gráfico de α_1 em função da razão cíclica variando de 0 a 0,5, pois estes valores definem os limites de operação no modo sem sobreposição. A expressão e o gráfico para os dois modos de funcionamento estão representados na Fig. 5.4 e na Fig. 5.5, respectivamente.

SEM SOBREPOSIÇÃO	COM SOBREPOSIÇÃO
BUCK / BOOST $\alpha_1 = \frac{2L\Delta I_L}{TV_1} = (1-2D)D$	BUCK / BOOST $\alpha_2 = \frac{2L\Delta I_L}{TV_1} = (D-1)(1-2D)$

Fig. 5.4 – Ondulação da corrente no indutor parametrizada nos modos de operação com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores.

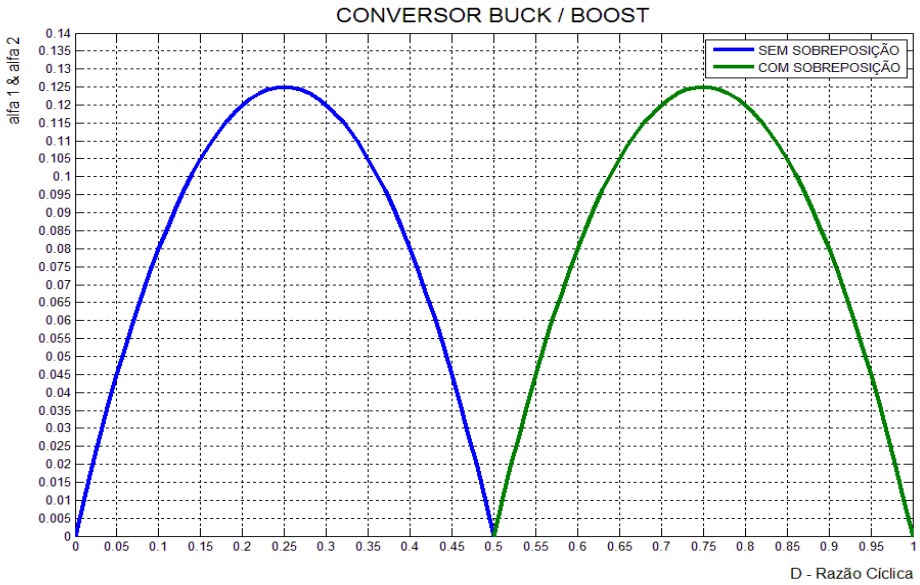


Fig. 5.5 – Ondulação da corrente no indutor parametrizada em função da razão cíclica nos modos de operação com e sem sobreposição dos sinais de comando dos interruptores.

As curvas das equações parametrizadas operando no modo*buck* ou *boost*demonstram os valores máximos das constantes em função da razão cíclica adotada. No caso do conversor operando no modo sem sobreposição, o valor máximo de α_1 equivale a 0,125 para uma razão cíclica de 0,25. Para o conversor operando no modo com sobreposição, o máximo valor de α_2 equivale a 0,125 para uma razão cíclica de 0,75.

Como os valores da indutância, período de comutação e tensão de entrada são constantes, pode-se afirmar que os valores de razão cíclica correspondentes a 0,25 e 0,75 representam a maior variação da corrente no indutor. Portanto, substituindo estes valores nas expressões da Fig. 5.4e explicitando o valor da indutância, obtém-se o menor valor de indutância que irá proporcionar a

máxima variação de corrente. Essa expressão será utilizada para o projeto do conversor e é dada por:

$$L = \frac{TV_1}{16\Delta I_L} \tag{5.6}$$

A corrente instantânea no indutor pode ser encontrada para diferentes intervalos de tempos, considerando as expressões da variação da corrente no indutor da Fig. 5.3e substituindo o valor do período, que também pode ser encontrado a partir da forma de onda da corrente no indutor. Por exemplo, no primeiro intervalo de tempo da Fig. 5.3, tem-se as seguintes relações:

$$\Delta I_L = \frac{DTV_1\left(1-2D\right)}{2L} \tag{5.7}$$

$$t_1 - t_0 = t = DT \therefore T = \frac{t}{D} \tag{5.8}$$

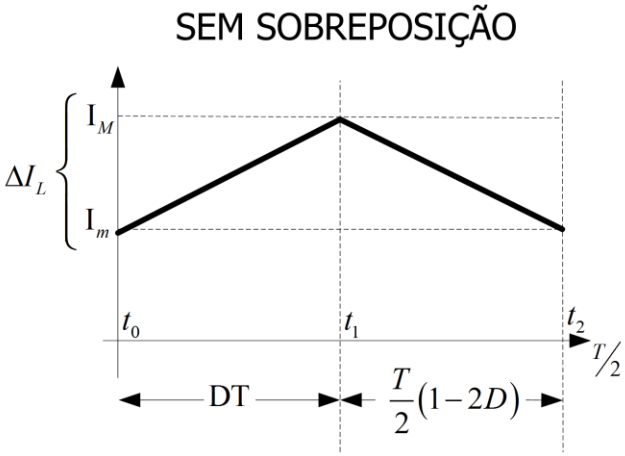
Substituindo a expressão (5.8)em (5.7) e considerando que para este intervalo de tempo o valor da corrente do indutor passa de um valor mínimo para um valor máximo, tem-se:

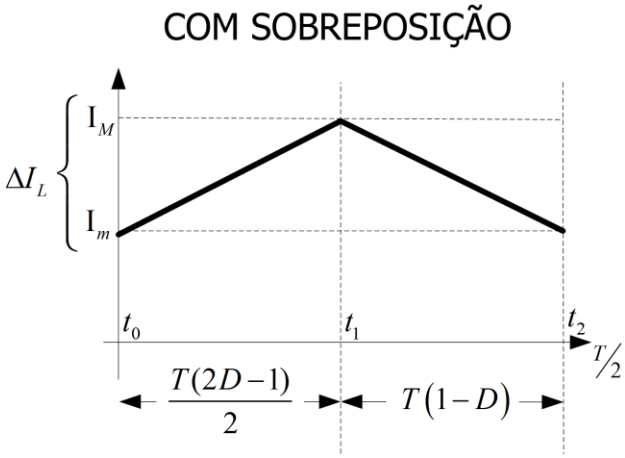
$$i_L\left(t\right) = I_m + \frac{V_1\left(1-2D\right)t}{2L} \tag{5.9}$$

Executando o mesmo procedimento para os demais intervalos de tempo, obtém-se as relações da Fig. 5.6, que são válidas para o conversor operando no modo*buck* ou *boost*. Os valores das correntes máxima e mínima podem ser obtidos considerando que a corrente de saída equivale à metade da variação da corrente no indutor, ou seja:

$$I_O = \frac{\Delta I_L}{2} \tag{5.10}$$

Sendo assim, ao aplicar o conceito de (5.10) nas relações da Fig. 5.3,são obtidas as expressões referentes aos valores das correntes mínima e máxima do indutor, que também estão representadas na Fig. 5.6.





BUCK / BOOST	$i_L(t) = I_m + \frac{V_1(1-2D)t}{2L}$	$i_L(t) = I_M - \frac{V_1 Dt}{L}$
	$I_m = I_O - \frac{DTV_1(1-2D)}{4L}$ $I_M = I_O + \frac{DTV_1(1-2D)}{4L}$	

BUCK / BOOST	$i_L(t) = I_m + \frac{V_1(1-D)t}{L}$	$i_L(t) = I_M - \frac{V_1(2D-1)t}{2L}$
	$I_m = I_O - \frac{TV_1(D-1)(1-2D)}{4L}$ $I_M = I_O + \frac{TV_1(D-1)(1-2D)}{4L}$	

Fig. 5.6 – Expressões para o cálculo das correntes instantânea, máxima e mínima do indutor.

A corrente eficaz no indutor pode ser calculada com base nas expressões daFig. 5.6. Para a operação sem sobreposição dos interruptores, seja no modo *buck* ou *boost*, tem-se:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{DT}\left(I_m + \frac{V_1(1-2D)t}{2L}\right)^2 dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(I_M - \frac{V_1 Dt}{L}\right)^2 dt} \tag{5.11}$$

Por sua vez, para a operação com sobreposição dos interruptores, seja no modo *buck* ou *boost*, tem-se:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(2D-1)}\left(I_m + \frac{V_1(1-D)t}{L}\right)^2 dt + \frac{2}{T}\int_0^{T(1-D)}\left(I_M - \frac{V_1(2D-1)t}{2L}\right)^2 dt} \tag{5.12}$$

As duas expressões da corrente eficaz remetem às quatro etapas de operação do conversor, havendo ou não sobreposição dos interruptores. Considera-se ainda que as correntes nos diodos e interruptores são sempre iguais à metade da corrente do indutor, pois em todas as etapas de operação há dois componentes conduzindo a corrente (interruptor ou diodo).

5.2.2 - AUTOTRANSFORMADOR

A máxima tensão aplicada no autotransformador pode ser obtida a partir da maior queda de tensão sobre o mesmo, que corresponde à metade da tensão de alimentação.

$$V_{T\,MAX} = \frac{V_1}{2} \tag{5.13}$$

Em todos os intervalos de funcionamento do conversor, seja operando em modo *buck* ou *boost*, com e sem sobreposição, a corrente eficaz do transformador corresponde à metade da corrente do indutor. Portanto, tem-se:

$$I_{T\,ef} = \frac{I_{Lef}}{2} \tag{5.14}$$

5.2.3 - DIODOS

A máxima tensão reversa sobre os diodos é o valor da tensão de alimentação do circuito.

$$V_{Drev} = V_1 \tag{5.15}$$

A corrente eficaz do indutor dada por (5.11) e (5.12)é obtida a partir dos quatro intervalos de funcionamento do circuito. A corrente eficaz que circula nos diodos depende se o conversor está operando no modo de sobreposição ou não sobreposição. Além disso, quando o conversor está operando em modo *buck*, há corrente circulante nos diodos D_3 e D_4. Quando o conversor está operando em modo *boost*, há corrente circulante somente nos diodos D_1 e D_2. Para o modo de não sobreposição, cada diodo conduz corrente durante três quartos do período. Com isso, as correntes eficaz e média nos diodossão dadas por:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right)^2 dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 Dt}{2L}\right)^2 dt} \tag{5.16}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right) dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 Dt}{2L}\right) dt \tag{5.17}$$

Para o modo de sobreposição, cada diodo conduz corrente durante um quarto do período de comutação. Sendo assim, as correntes eficaz e média em cada diodo são dadas por:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{0}^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right)^2 dt} \tag{5.18}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T}\int_{0}^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right) dt \tag{5.19}$$

5.2.4 - INTERRUPTORES CONTROLADOS

A máxima tensão sobre os interruptores pode ser obtida pela análise das etapas de operação do conversor, sendo dada por:

$$V_{SMax} = V_1 \tag{5.20}$$

Da mesma forma que ocorre nos diodos, a corrente em um interruptor depende do modo de condução do conversor. Além disso, só há corrente circulante nos interruptores S_1 e S_2 quando o conversor está operando no modo *buck* e nos interruptores S_3 e S_4 quando o conversor está operando em modo *boost*. Para o conversor operando sem sobreposição, cada par de interruptoresopera durante um quarto do ciclo. Portanto, as correntes eficaz e média são dadas por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{0}^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right)^2 dt} \tag{5.21}$$

$$I_{Smed} = \frac{1}{T}\int_{0}^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right) dt \tag{5.22}$$

Para o conversor operando no modo com sobreposição, a corrente circula em um par de interruptores durante três quartos do período de comutação. Com isso, as correntes eficaz e média são dadas por:

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_{0}^{\frac{T}{2}(2D-1)}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-D)t}{2L}\right)^2 dt + \frac{1}{T}\int_{0}^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right)^2 dt} \tag{5.23}$$

$$I_{Lmed} = \frac{2}{T}\int_{0}^{\frac{T}{2}(2D-1)}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-D)t}{2L}\right) dt + \frac{1}{T}\int_{0}^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right) dt \tag{5.24}$$

A corrente máxima que circulanos interruptores corresponde à metade da corrente máxima no indutor, isto é:

$$I_{S\max} = \frac{I_M}{2} = \frac{I_0}{2} + \frac{DTV_1(1-2D)}{8L} \tag{5.25}$$

5.3 - EXEMPLO DE PROJETO

5.3.1 - ESPECIFICAÇÕES PRELIMINARES

Uma vez analisados os esforços de corrente e tensão nos componentes de potência, pode-se realizar a especificação dos mesmos conforme as características do circuito a ser implementado.

Para este projeto, será utilizado um motor elétrico CC, cujas especificações são dadas na Tabela 5.1.

Parâmetro	Especificação
Modelo	Bosch F 006 B10 274 - Excitação Série
Tensão de alimentação CC	24 V
Potência nominal	550 W
Rotação nominal	3250 rpm
Corrente nominal	35 A

Tabela 5.1 – Especificações do motor CC utilizado.

Além dos dados do motor, deve-se ainda considerar as seguintes especificações:

- ondulação da corrente do indutor: 15% da corrente de saída
- frequência de comutação dos interruptores: 30kHz.

5.3.2 - PROJETO DO INDUTOR

Quanto menor for o valor da ondulação da corrente do indutor, maior será o volume do indutor. No entanto, uma ondulação considerável provocará grandes oscilações na corrente, o que pode levar o circuito a operar no modo de condução crítica ou descontínua.

Aplicando a equação (5.6), calcula-se o valor da indutância:

$$L = \frac{TV_1}{16\Delta I_L} = 9,92 \text{ μH}$$

O núcleo do indutor deve ser constituído de ferrite, já que núcleos de ferro-silício aplicados em altas frequências são mais propícios a uma maior dissipação de energia devido ao aumento das perdas por histerese provocada pela alta frequência. Para a correta especificação do núcleo,considera-se os seguintes parâmetros:

- $K_W = 0,7$ – fator de ocupação do cobre dentro do carretel, sendo este um valor típico nos projetos dos indutores[24];
- $B_{MAX} = 0,25 \text{ T}$ –máxima densidade do fluxo magnético, sendo este um valor específico para o núcleo de ferrite;
- $J_{MAX} = 450 \text{A/cm}^2$ – densidade de corrente típica para o núcleo de ferrite.

Além disso, deve-se calcular as correntes de pico e eficaz no indutor. Para isso, será considerada a maior corrente eficaz no indutor, ou seja, o valor da corrente obtido para uma razão cíclica de 0,25 com o conversor operando sem sobreposição e 0,75 para a operação com sobreposição.

Calculando-se as correntes máxima e mínima no indutor (Fig. 5.6) para obtenção da corrente eficaz segundo a expressão (5.11), tem-se:

$$I_m = I_O - \frac{DTV_1(1-2D)}{4L} = 32,375 \text{ A} \tag{5.26}$$

$$I_M = I_O + \frac{DTV_1(1-2D)}{4L} = 37,625 \text{ A} \tag{5.27}$$

$$I_{Lef} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{DT}\left(I_m + \frac{V_1(1-2D)t}{2L}\right)^2 dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(I_M - \frac{V_1 Dt}{L}\right)^2 dt} = 35,033 \text{ A} \tag{5.28}$$

A utilização da expressão (5.12) corresponde ao modo com sobreposição, obtendo-se os mesmos resultadosque são válidos para o conversor operando sem sobreposição.

O próximo passo consiste no cálculo do produto das áreas do núcleo para efetuar a escolha do núcleo, que é dado por:

$$A_p = A_e A_w = \frac{LI_{LMax} I_{Lef}}{B_{\max} J_{\max} k_w} 10^4 = 2,279 \text{ cm}^4 \tag{5.29}$$

O núcleo escolhido é do tipo NEE-42/21/20 - IP12R associado com o carretel vertical EE-42/20, o qual possui as seguintes especificações: $A_E = 2,40 \text{ cm}^2$, $A_W = 2,56 \text{ cm}^2$, $A_P = 6,14 \text{ cm}^4$.

Para cálculo do número de espiras do indutor, utiliza-se a seguinte expressão:

$$N = \frac{LI_{LMax}}{B_{\max} A_E} 10^4 = 6,2 \cong 6 \text{ espiras} \tag{5.30}$$

Para o cálculo do entreferro, emprega-se seguinte expressão:

$$L_g = \frac{\mu_0 N_L^2 A_e}{L} 10^{-2} = 0,12cm \tag{5.31}$$

Para o dimensionamento dos condutores, tem-se:

$$S_C = \frac{I_{Lef}}{J_{MAX}} = 0,078cm^2 \tag{5.32}$$

O condutor escolhido para compor o indutor é o fio de cobre esmaltado soldável AWG23, que possui uma seção de 0,00258cm². Assim, utiliza-se a expressão (5.33) para determinar o número de condutores em paralelo para a construção do indutor.

$$n_{condutores} = \frac{S_C}{S_{fio}} = 30,2 \cong 30 \text{ condutores} \tag{5.33}$$

Para o cálculo das perdas no indutor, considera-se inicialmente as perdas no cobre utilizando a expressão (5.34). Além disso, tem-se as perdas no núcleo magnético, dadas por (5.35).

$$P_{cobre} = \frac{\rho_{fio} l_{fio} N I_{Lef}^2}{n_{condutores}} = 0,1126 \text{ mW} \tag{5.34}$$

onde:

$\rho_{fio} = 2,078.10^{-6}\ \Omega \cdot \text{m}$ – resistividade do cobre a 70 °C;

l_{fio} – comprimento médio de uma espira, sendo valor fornecido no catálogo de especificação do carretel.

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4}\left(K_h f_{ind} + K_f f_{ind}{}^2\right)V_{nucleo} = 28 \text{ mW} \tag{5.35}$$

Onde:

- $\Delta B = \dfrac{\Delta I_L . B_{MAX}}{I_M} = 0,035 \text{ T}$, variação do fluxo magnético;

K_h, K_f – coeficientes das perdas por histerese e por correntes parasitas, correspondentes a $4 \cdot 10^{-5}$ e $4 \cdot 10^{-10}$ para os núcleos do fabricante Thornton, respectivamente;

- f_{ind} – frequência de operação do indutor, que equivale a duas vezes a frequência de comutação;

- V_{nucleo} – volume do núcleo, sendo este parâmetro informado na folha de dados do núcleo magnético.

O cálculo da elevação da temperatura é dado por:

$$\Delta_T = 23.\left(P_{nucleo} + P_{cobre}\right)\left(A_e A_w\right)^{-0.37} = 0,33 \text{ °C} \tag{5.36}$$

5.3.3 - PROJETO DO TRANSFORMADOR

A determinação dos parâmetros do transformador segue a mesma metodologia empregada para o indutor. Conforme a expressão (5.14), a corrente eficaz dos enrolamentos do transformador é dada por:

$$I_{T\,ef} = \frac{I_{Lef}}{2} = 17,52 \text{ A} \tag{5.37}$$

O valor de pico da corrente no transformador também equivale à metade da corrente de pico do indutor, isto é:

$$I_{T\max} = \frac{I_M}{2} = 18,81 \text{ A} \tag{5.38}$$

O produto das áreas para a escolha do núcleo é baseada na relação para projeto dos conversores de ponte completa (*full-bridge*), ou seja [9][17]:

$$A_P = \frac{P_{OUT}}{2 \cdot k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot j_{\max} \cdot \Delta B_{\max} \cdot (2 \cdot f_s)} \cdot 10^4 = 3,29 \text{ cm}^4 \tag{5.39}$$

O núcleo escolhido para o transformador também é do tipo NEE-42/21/20 - IP12R em conjunto com o carretel vertical EE-42/20, possuindo as seguintes especificações: $A_E = 2,40 \text{ cm}^2$, $A_W = 2,56 \text{ cm}^2$, $A_P = 6,14 \text{ cm}^4$ e $\Delta B_{\max} = 0,3$.

O número de espiras é dado por:

$$N_T = \frac{\frac{V_1}{2}}{4 \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot f_s} \cdot 10^4 = 1,74 \text{ espiras} \cong 2 \text{ espiras} \tag{5.40}$$

A seção do condutor é calculada por:

$$S_{F(trafo)} = \frac{I_{Lef}}{J_{\max}} = 0,078 \text{ cm}^2 \tag{5.41}$$

O condutor escolhido para compor os enrolamentos do transformador é o fio de cobre esmaltado soldável AWG23, que possui uma seção de 0,00258cm². Portanto, o cálculo do número de condutores em paralelo é dado por:

$$N_{C(trafo)} = \frac{S_{Ftrafo}}{S_F} = 30,17 \approx 30 \text{ condutores} \tag{5.42}$$

Da mesma forma que no projeto do indutor, as expressões (5.43) e (5.44) serão novamente utilizadas para o cálculo das perdas no cobre e no núcleo, respectivamente.

$$P_{cobre} = 2\frac{\rho_{fio} l_{fio} N_T I_{Lef}^2}{N_{Ctrafo}} = 2,2 \text{ W} \tag{5.43}$$

$$P_{nucleo} = \Delta B^{2,4}\left(K_h f_{trafo} + K_f f_{trafo}{}^2\right)V_{nucleo} = 4,98 \text{ W} \tag{5.44}$$

A elevação de temperatura é dada por:

$$\Delta_T = 23.\left(P_{nucleo} + P_{cobre}\right)\left(A_e A_w\right)^{-0.37} = 0,34 \text{ °C} \tag{5.45}$$

5.3.4 - INTERRUPTORES CONTROLADOS

A máxima tensão à qual os interruptores estão sujeitos corresponde à tensão de alimentação do conversor, isto é:

$$V_{S\max} = V_1 = 24 \text{ V} \tag{5.46}$$

As correntes eficaz e média do interruptor são diferentes para os modos de operação com e sem sobreposição dos interruptores, as quase são dadas pelas expressões (5.21) e (5.22). Assim, as duas correntes eficazes serão calculadas e será considerado o valor obtido mais alto na especificação do interruptor. Para o conversor operando sem sobreposição, as correntes eficaz e média são dadas por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right)^2 dt} = 8,76 \text{ A} \tag{5.47}$$

$$I_{Smed} = \frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right) dt = 4,38 \text{ A} \tag{5.48}$$

Para o conversor operando com sobreposição, as correntes eficaz e média são dadas: por

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(2D-1)}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-D)t}{2L}\right)^2 dt + \frac{1}{T}\int_0^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right)^2 dt} = 15,17 \text{ A} \tag{5.49}$$

$$I_{Smed} = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(2D-1)}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-D)t}{2L}\right) dt + \frac{1}{T}\int_0^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right) dt = 13,13 \text{ A} \tag{5.50}$$

Assim, o interruptor controlado é o MOSFET IRFP260P, o qual possui as seguintes especificações: $V_{DS} = 200$ V, $R_{DS(on)} = 0,04\ \Omega$ e $I_D = 50$ A.

As perdas por condução são dadas por:

$$P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{Sef}{}^2 = 9,2 \text{ W} \tag{5.51}$$

As perdas por comutação serão desconsideradas neste cálculo devido ao valor reduzido.

5.3.5 - DIODOS

A máxima tensão reversa aplicada aos diodos corresponde à tensão de alimentação do conversor.

$$V_{Drev(\max)} = V_1 = 24 \text{ V} \tag{5.52}$$

Assim como nos interruptores controlados, as correntes eficaz e média nos diodos apresentam diferentes valores para o conversor operando com e sem sobreposição. Para efeito de especificação, será considerada a maior corrente calculada em cada caso. Para o conversor operando sem sobreposição, as correntes eficaz e média são dadas pelasexpressões(5.16)e (5.17).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right)^2 dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 Dt}{2L}\right)^2 dt} = 15{,}17 \text{ A} \tag{5.53}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T}\int_0^{DT}\left(\frac{I_m}{2} + \frac{V_1(1-2D)t}{4L}\right) dt + \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}(1-2D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1 Dt}{2L}\right) dt = 13{,}13 \text{ A} \tag{5.54}$$

Para o conversor operando com sobreposição, as correntes no diodo são dadas pelas expressões (5.18) e (5.19).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right)^2 dt} = 8{,}76 \text{ A} \tag{5.55}$$

$$I_{Dmed} = \frac{1}{T}\int_0^{T(1-D)}\left(\frac{I_M}{2} - \frac{V_1(2D-1)t}{4L}\right)^2 dt = 4{,}38 \text{ A} \tag{5.56}$$

O diodo escolhido é do tipo ultrarrápido RHRP3060, que possui as seguintes especificações: $I_{Dmed(\max)} = 30$ A, $V_{Drev(\max)} = 600$ V e $V_F = 2{,}1$ V. Além disso, R_{diodo} é obtido a partir de $I_{Dmed(\max)}$ e V_F.

As perdas por condução em um diodo são dadas por:

$$P_{CDiodo} = R_{diodo}.I_{ef}^2 + V_F \cdot I_{Dmed} = 35{,}4 \text{ W} \tag{5.57}$$

5.4 - CIRCUITO DE COMANDO DOS INTERRUPTORES

O circuito de comando é baseado na técnica de comutação mais comumente empregada na indústria para conversores de dois quadrantes. Neste modo de acionamento, os interruptores complementaresS_1/S_3 e S_2/S_4 são disparados de modo cíclico. Para a definição do modo de funcionamento, é disponibilizado um potenciômetro que tem como finalidade ajustar a largura dos pulsos dos pares de interruptoresS_1/S_2 e S_3/S_4. Dependendo da largura ajustada, o modo *buck* irá prevalecer devido à maior largura de pulsos nos interruptores S_1 e S_2. De outra forma,tem-se o modo *boost* devido às maiores larguras dos pulsos nos interruptores S_3 e S_4. Assim, considera-se o diagrama de blocos simplificado mostrado na Fig. 5.7.

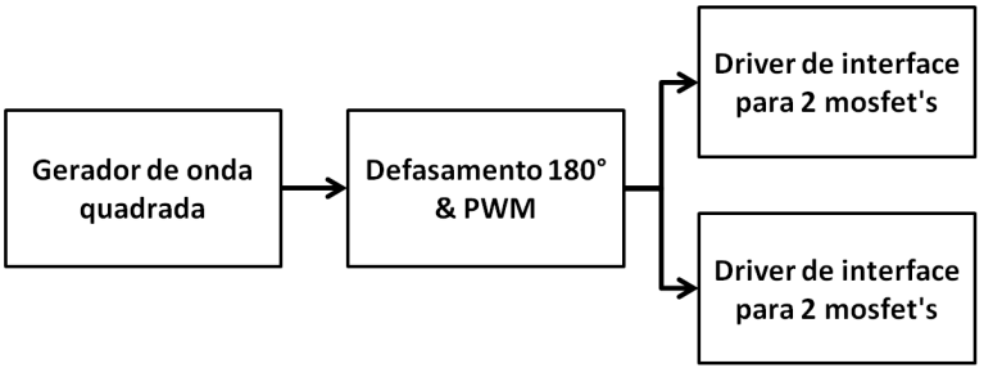


Fig. 5.7 –Diagrama de blocos simplificado do circuito de comando.

O gerador de onda quadrada é composto pelo circuito integrado (CI) 555 configurado como multivibradorastável na frequência de 30 kHz e razão cíclica próxima de 50%. Nesta configuração, há um potenciômetro para ajuste da razão cíclica da onda quadrada, que deve ser mais próxima de 50% para o correto funcionamento da próxima etapa.

Uma vez produzida a onda quadrada de 30 kHz e razão cíclica de 50%, a próxima etapa consiste em obter a defasagem de 180º na onda quadrada. Essa tarefa é realizada pelo CI 4528 que, além de fornecer a defasagem de 180º, permite que seja realizado o ajuste da largura dos pulsos por meio de dois potenciômetros. Este ajuste é responsável por definir o funcionamento do circuito em modo *buck*/*boost* e com/sem sobreposição.

O terceiro estágio é composto por dois CIsIR2111, que representam a interface com os MOSFETs. Cada CI possui duas saídas para acionar dois interruptores em ponte operando de forma complementar, ou seja, quando uma saída é desligada, a outra saída é ativada para acionar o interruptor complementar. Uma importante função do IR2111 consiste em garantir o tempo morto para a transição dos interruptores. Esta proteção evita que dois dispositivos complementares estejam ativos ao mesmo tempo, o que poderia provocar um curto-circuito na fonte de tensão de alimentação. O circuito de comando detalhado é representado na Fig. 5.8.

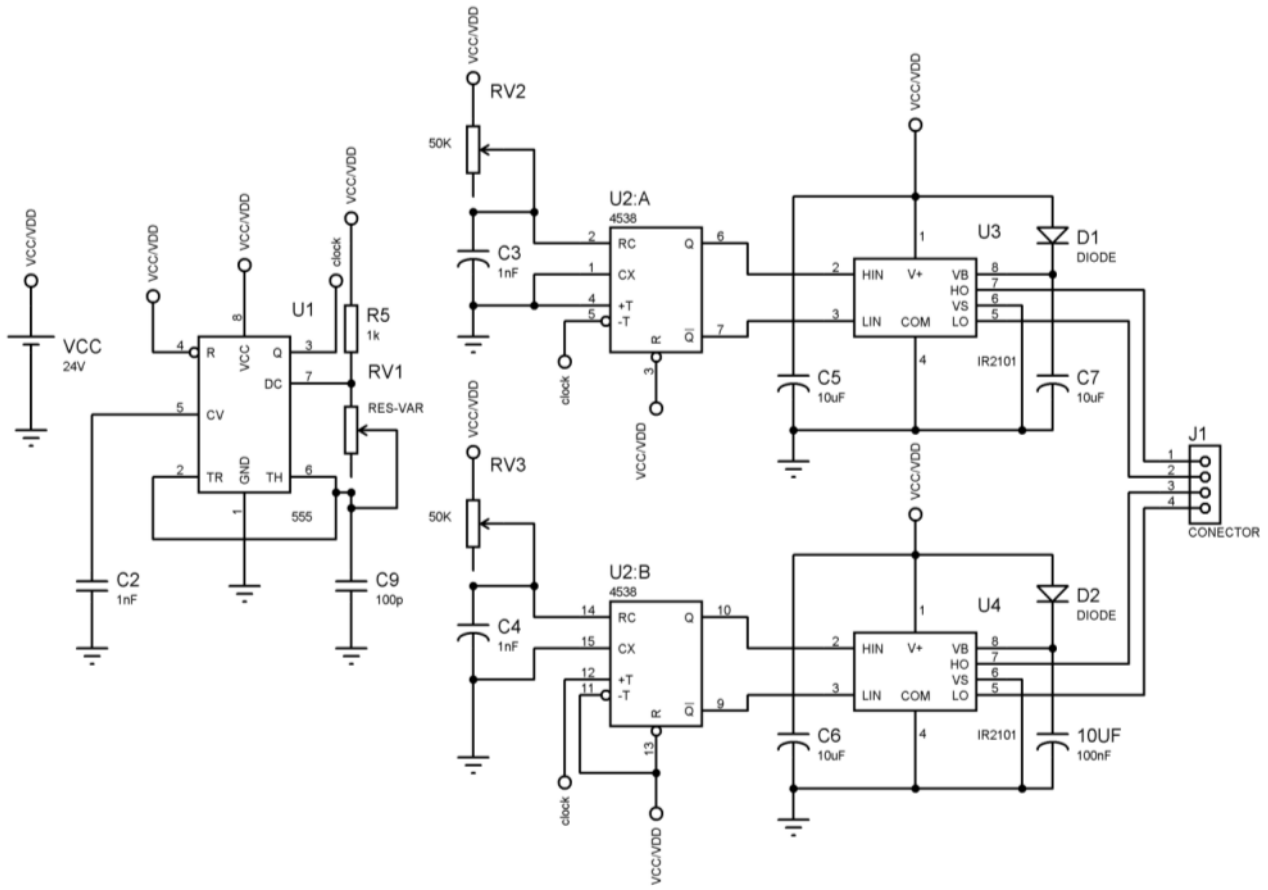


Fig. 5.8 – Diagrama completo do circuito de comando.

5.5 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As simulações foram realizadas no aplicativo PSIM© versão 9.1. Nos simulados, foram inseridosdois motores acoplados mecanicamente, sendo um motor acionado pelo conversor CC-CC e outro motor acionado diretamente por uma fonte CC para simulação das etapas de frenagem. A Fig. 5.9 mostra o diagrama esquemático utilizado na simulação.

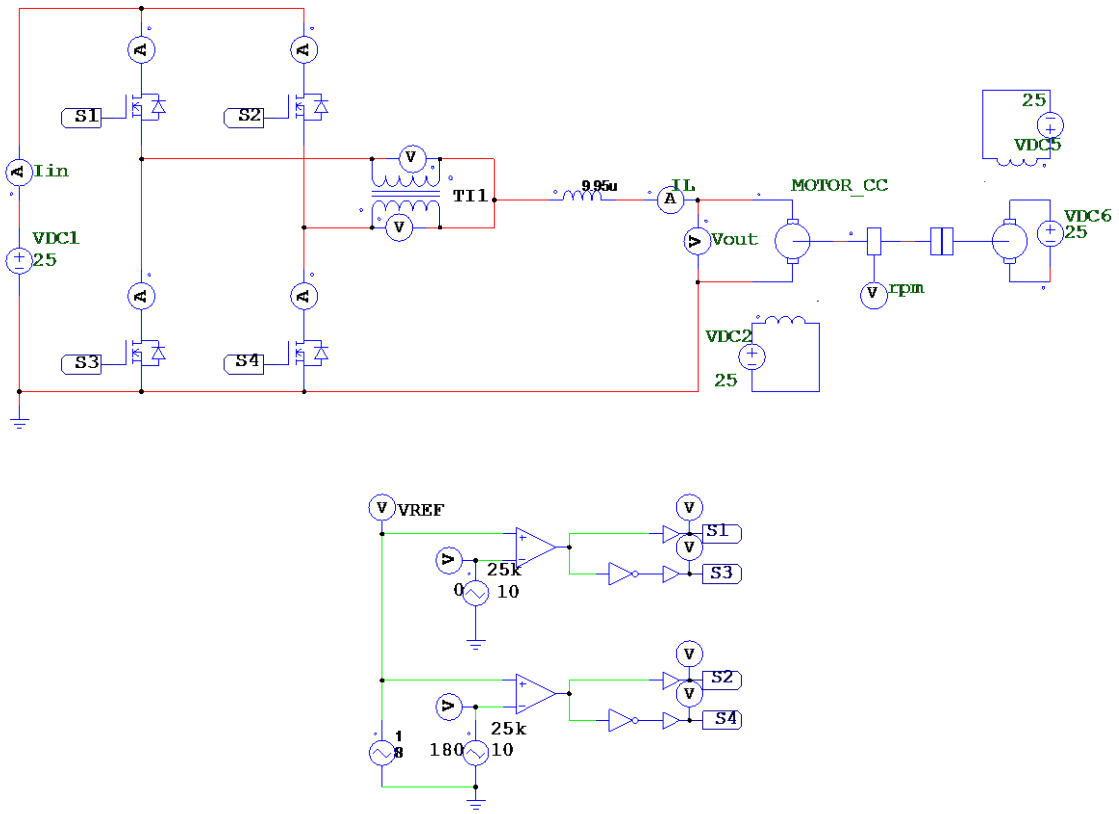


Fig. 5.9 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em corrente acionando um motor CC.

O circuito de acionamento dos interruptores na simulação foi elaborado considerando duas premissas:

- os pares de interruptoresS_1/S_3 e S_2/S_4 não podem conduzir simultaneamente;

- os pares de interruptores S_1/S_3 e S_2/S_4são acionados com sinais defasados de 180°.

Além disso, a topologiafoi elaborada de forma que o conversor possa operar simultaneamente como *buck* e *boost*. Para, isso foi inserida uma onda triangular que varia entre 1 V e 9 V como referência de modo de funcionamento. Quando a onda atinge valores próximos de 9V, os interruptores S_1 e S_2 passam a operar em um período maior que os interruptores S_3 e S_4. Neste caso, o circuito opera em modo *buck*. Quando a onda triangular atinge valores próximos de 1V, o circuito opera em modo *boost*, pois os interruptoresS_3 e S_4passam a operar em um período maior que S_1 e S_2.

Verifica-se ainda no circuito de potência que o motor é alimentado de modo a girar em sentido oposto ao motor acionado pelo conversor. Dessa forma, os eixos tendem a girar em um

sentido comum. Este segundo motor é necessário para gerar um torque na primeira máquina de forma que essa se comporte como um gerador,permitindo a regeneração de corrente.

As formas de onda simuladas mostradas na Fig. 5.10, Fig. 5.11,Fig. 5.12 e Fig. 5.14 retratam os quatro cenários possíveis destacados neste trabalho: conversor operando como *buck* sem sobreposição, conversor operando como *buck* com sobreposição, conversor operando como *boost* sem sobreposição e conversor operando como *boost* com sobreposição.

Na Fig. 5.10, verifica-se que os interruptores S_1 e S_2 não conduzem simultaneamente a corrente na carga. Além disso, a corrente no indutor é positiva, demonstrando ainda que o conversor opera no modo de condução contínua. Por outro lado, na Fig. 5.11 os interruptores supracitados são acionados simultaneamente caracterizando, portanto, o modo de sobreposição.

Para a operação em modo *boost*, os interruptores S_1 e S_2 devem ser bloqueados, ao passo que os interruptores S_3 e S_4 passam a conduzir a corrente de carga, como mostram a Fig. 5.12 e a Fig. 5.13. Constata-se ainda que em ambos os casos a corrente no indutor é negativa e nunca se anula, caracterizando, portanto, a condução contínua no modo de operação *boost*.

Fig. 5.10–Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

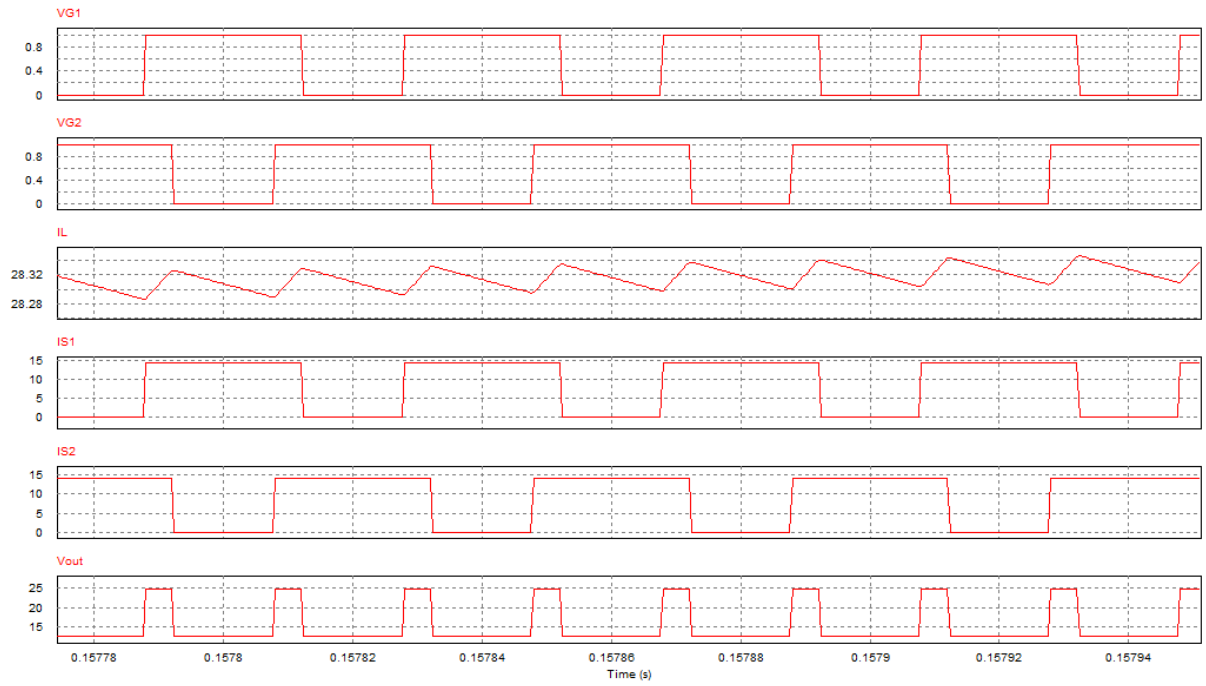


Fig. 5.11 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

Fig. 5.12 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

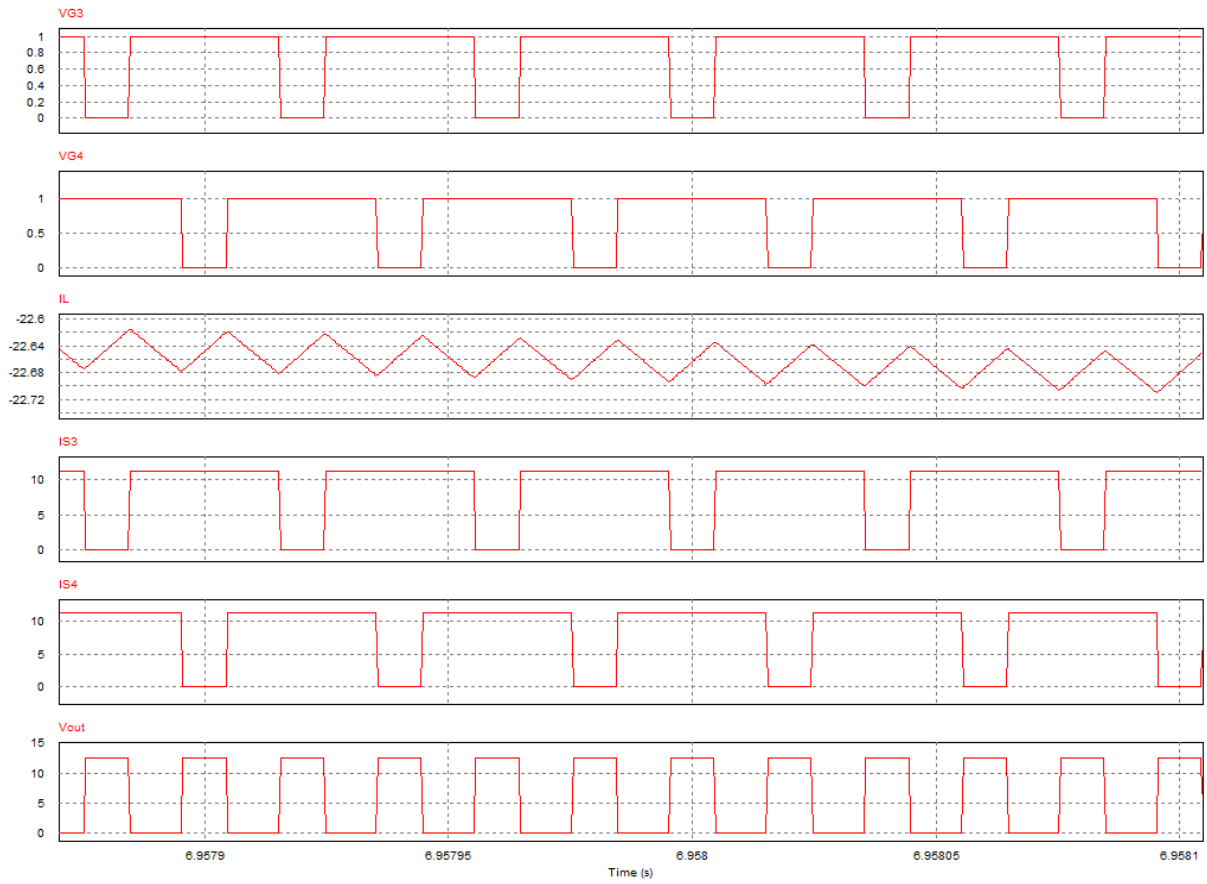


Fig. 5.13 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente em modo *boost*com sobreposição dos interruptores controlados.

Por sua vez, a Fig. 5.14 demonstra a inversão do sentido da corrente quando há a alteração do modo de funcionamento *buck* para *boost*.

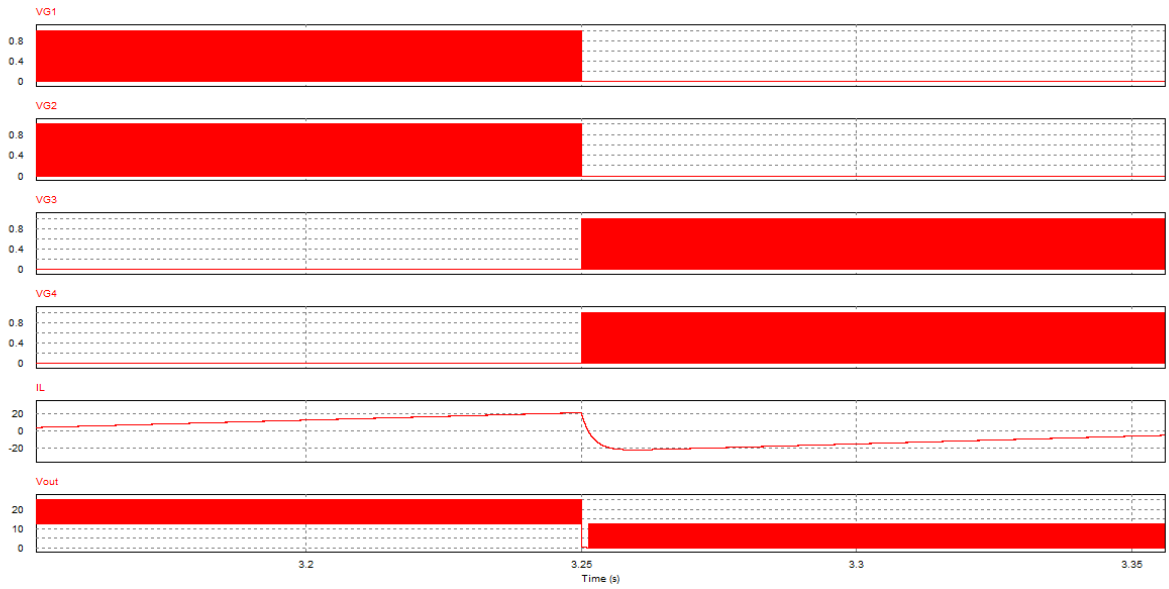


Fig. 5.14 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em corrente no momento de transição do modo *buck* para o modo *boost*.

5.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais foram obtidos a partir de um protótipo do conversor de dois quadrantes reversível em corrente, sendo que foram empregadas as mesmas especificações de projeto anteriormente descritas. Assim, foram confeccionadas duas placas de circuito impresso que compõem o protótipo, ou seja, uma placa de potência e uma placa de controle. Na Fig. 5.15, tem-se umafoto do estágio de potência.

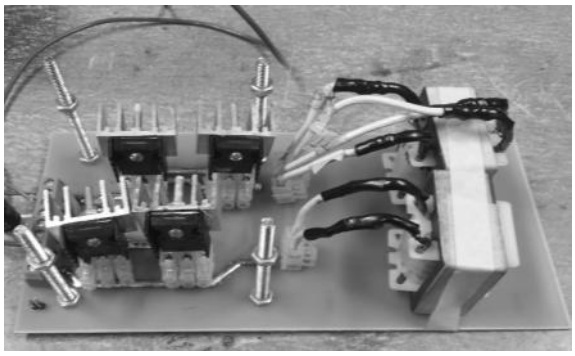


Fig. 5.15 – Estágio de potência do conversor CC-CC de dois quadrantes reversível em corrente.

O circuito de controle é baseado na técnica de comutação mais comumente empregado na indústria para conversores de dois quadrantes. Neste modo de controle, os interruptores complementares S_1-S_3 e S_2-S_4 são acionados de forma cíclica. Para definição do modo de funcionamento, há no circuito de controle dois potenciômetros (R_{V2} e R_{V3}), que têm como finalidade ajustar a largura dos pulsos dos pares de interruptores S_1/S_2 e S_3/S_4. Dependendo da largura ajustada, o modo *buck*irá prevalecer devido à maior largura de pulsos nos interruptores S_1/S_2. De outra forma, o modo *boost* irá prevalecer devido às maiores larguras dos pulsos nos interruptores S_3eS_4.

Na Fig. 5.16, tem-se a representação do circuito de comando dos interruptores.

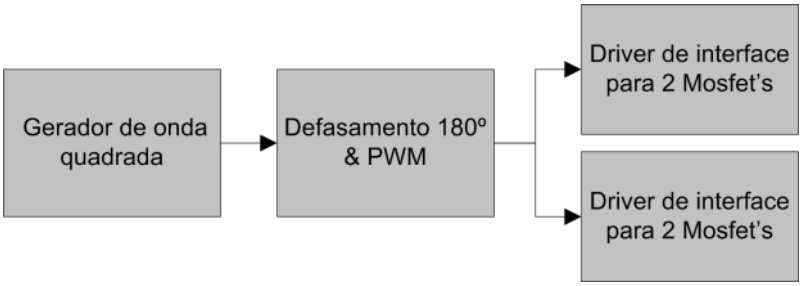


Fig. 5.16– Representação do circuito de comando.

O gerador de onda é composto pelo CI LM555 configurado para trabalhar com multivibradorastável na frequência de 30 kHz e razão cíclica próxima de 50%. Na placa de controle,háo potenciômetroR_{V1} para ajuste da razão cíclica da onda quadrada, que deve ser mais próxima de 50% para o correto funcionamento da etapa seguinte mostrada no diagrama.

Uma vez produzida a onda quadrada de 30 kHz e razão cíclica de 50%, a próxima etapa consiste em aplicar a defasagem de 180º na onda quadrada. Essa tarefa é realizada pelo CICD4528, que além de realizar a defasagem de 180º, permite que seja realizado o ajuste da largura dos pulsos por meio de dois potenciômetros (R_{V2} e R_{V3}). O ajuste dos pulsos define o modo de funcionamento do circuito como *buck*ou *Boost* e com ou sem sobreposição.

O terceiro estágio é composto por dois circuitos integrados IR2111, que realizam a interface com os MOSFETs. Cada IR2111 possui duas saídas para acionar dois interruptores em ponte operando de forma complementar, ou seja, quando uma saída é desligada, a outra saída é ativada e vice-versa. Uma importante função do IR2111 é garantir o tempo morto entre a transição dos interruptores.Esta proteção evita que dois semicondutores complementares estejam ativos ao mesmo tempo, o que poderia acarretar um curto-circuito da fonte de alimentação. O circuito de controle é representado na Fig. 5.17e a foto da placa de controle é ilustrada na Fig. 5.18.

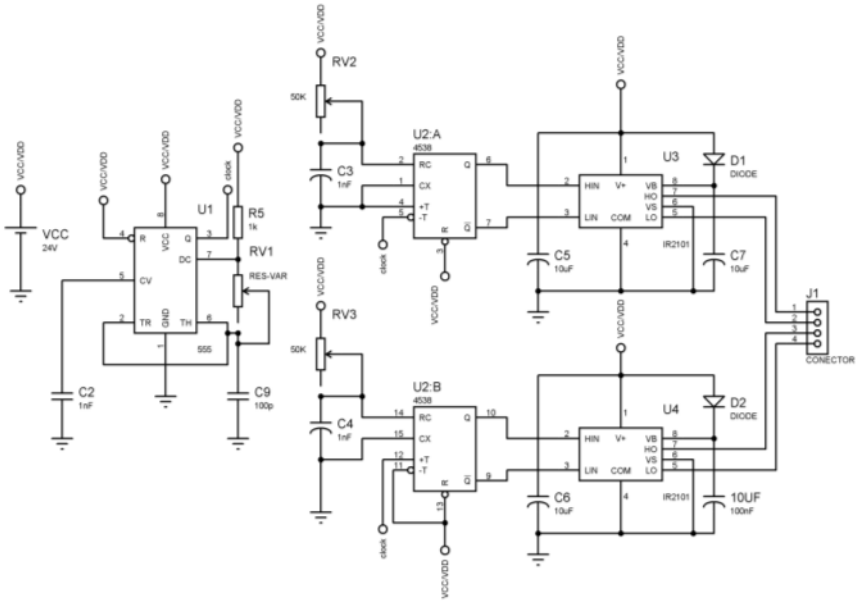


Fig. 5.17 – Diagrama do circuito da placa de controle do protótipo.

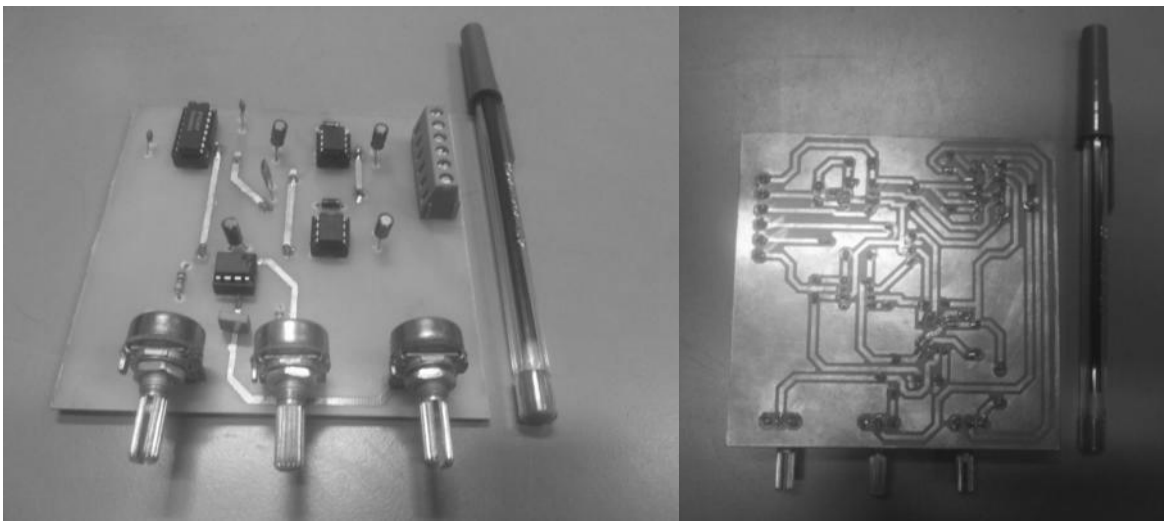


Fig. 5.18– Placa de comando e controle.

A Fig. 5.19 apresenta as medições realizadas nos sinais de acionamento dos gatilhos dos MOSFETs na placa de controle. Na imagem da esquerda, os pulsos V_{G1} e V_{G2} permanecem durantea maior parte do tempo em nível lógico alto, sendo que neste caso o conversor opera em modo *buck*. Na imagem da direita, os pulsos V_{G3} e V_{G4} prevalecem com maior largura e, portanto, o conversor opera em modo *boost* neste caso.

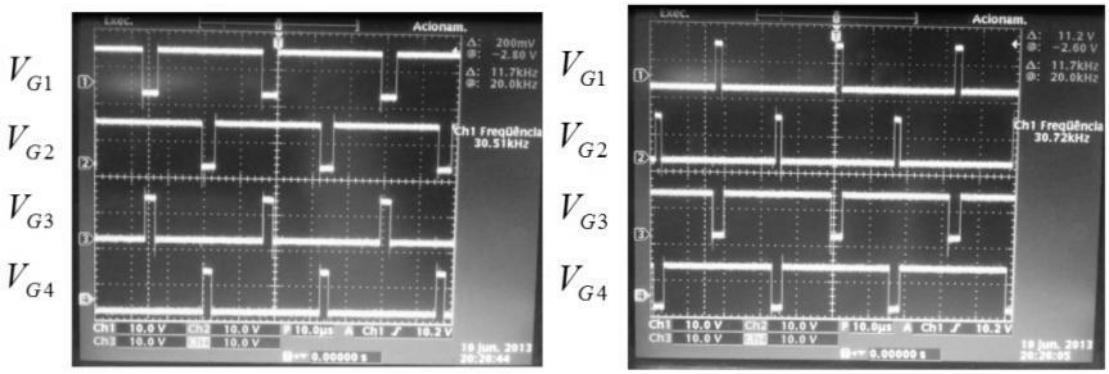


Fig. 5.19 – Sinais de comando dos interruptores para operação em modo *buck* ou*boost.*

A Fig. 5.20mostra as formas de onda da tensão de saída e os pulsos de comando dos interruptores S_1 e S_2 para os modos de sobreposição (esquerda) e sem sobreposição (da direita) quando o conversor opera no modo *buck*.

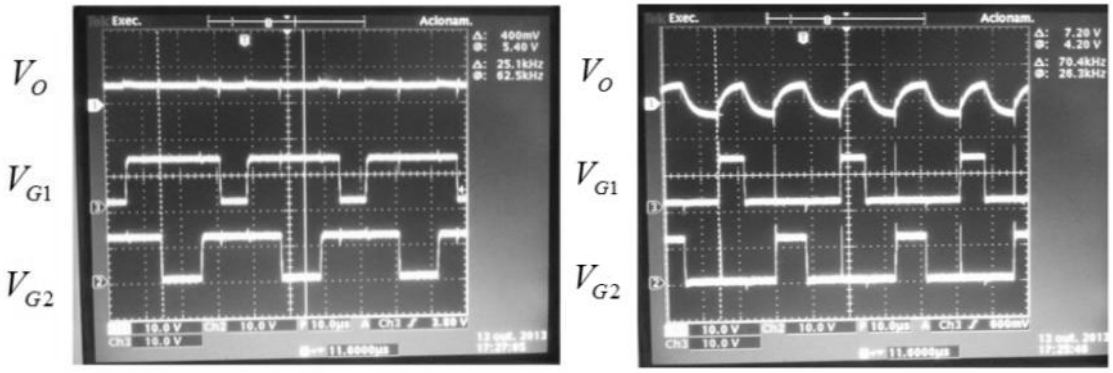


Fig. 5.20 – Tensão de saída para os modos com sobreposição e sem sobreposição.

5.7 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou um exemplo de projeto em termos da quantificação dos esforços de corrente e de tensão em todos os elementos pertencentes ao circuito de potência do conversor reversível em corrente baseado na célula de três estados. Naturalmente, a análise desenvolvida anteriormente nos Capítulos 3 e 4 é imprescindível para que seja possível projetar devidamente todos os componentes do sistema de acionamento da máquina CC visando à redução do custo e aumento da confiabilidade do sistema.

Por meio do aplicativo computacional PSIM®, que é especialmente dedicado a simulações de sistemas eletrônicos de potência, foi possível validar adequadamente o funcionamento da estrutura, comprovando-se efetivamente a característica de reversibilidade de corrente associada à frenagem regenerativa. Deve-se ainda ressaltar que as formas de onda mostradas permitem a identificação do modo de operação com sobreposição e sem sobreposição dos interruptores controladas, sendo esta característica pertinente a todos os conversores que utilizam a célula de comutação de três estados.

Além das simulações, foi confeccionado um protótipo do conversor de dois quadrantes reversível em corrente para acionamento de um motor CC, sendo que as formas de onda apresentadas validam devidamente a análise teórica previamente apresentada.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR DE DOIS QUADRANTES REVERSÍVEL EM TENSÃO E DO CONVERSOR DE QUATRO QUADRANTES

6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No intuito de validar o funcionamento das estruturas propostas e analisadas anteriormente de forma qualitativa no Capítulo 4, este capítulo dedica-se à apresentação de alguns resultados de simulação que demonstram o funcionamento dos conversores de dois quadrantes reversível em tensão e de quatro quadrantes utilizando a célula de comutação de três estados. Deve-se ressaltar novamente que o aplicativo PSIM© é novamente utilizado em virtude da versatilidade existente na simulação de conversores estáticos de classes e naturezas variadas.

6.2 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR DE DOIS QUADRANTES REVERSÍVEL EM TENSÃO

A Fig. 6.1mostra o diagrama esquemático do conversor de dois quadrantes reversível em tensão. Novamente, neste conversor é empregado um motor CC acoplado a uma segunda máquina CC operando como carga. Além disso, o circuito de acionamento dos interruptores foi implementado considerando:

- os sinais de acionamento dos interruptores S_1 e S_2 são idênticos;
- uma fonte de tensão com forma de onda quadrada altera o estados dos interruptores S_1 e S_2de forma cíclica a cada 2 Hz;
- uma fonte de tensão triangular inferior é utilizada como referência para a comutação, sendo que esta rampa possui uma frequência de 2 Hz, que é comparada a duas ondas triangulares de 25 kHz para geração dos pulsos para os interruptores S_3 e S_4.

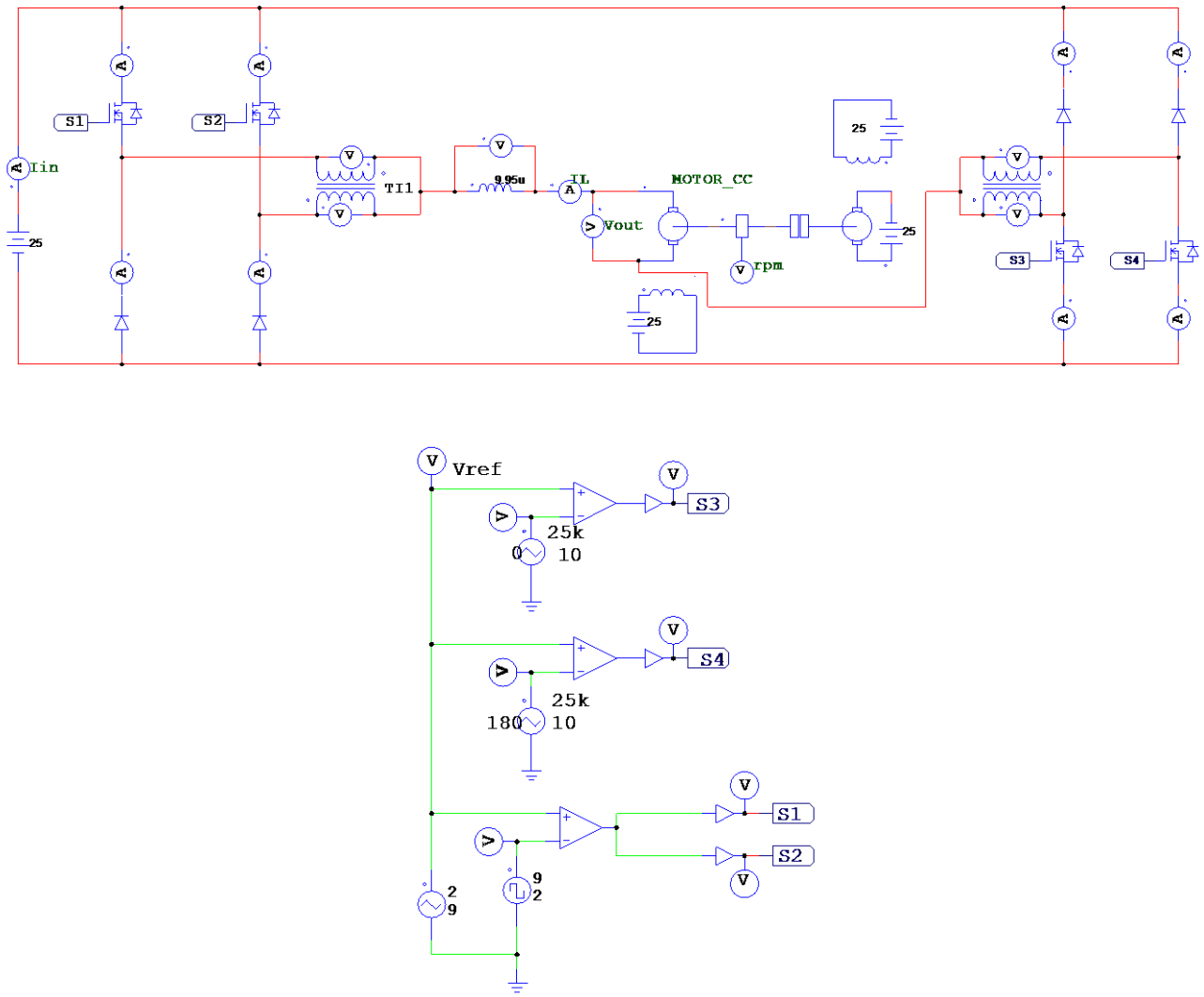


Fig. 6.1 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em tensão acionando um motor CC.

A Fig. 6.2, a Fig. 6.3, a Fig. 6.4 e a Fig. 6.5apresentam as formas de ondas básicas para o conversor de dois quadrantes reversível em tensão operando, respectivamente, nos modos: *buck* sem sobreposição, *buck* com sobreposição, *boost* sem sobreposição e *boost* com sobreposição. Por meio das formas de onda em questão, constata-se claramente que a tensão na carga pode assumir valores positivos ou negativos dependendo do acionamento dos interruptores controlados. Além disso, verifica-se a característica de sobreposição e não sobreposição, a qual é típica dos conversores baseados na célula de três estados.

Por fim, aFig. 6.6demonstra o momento da inversão da tensão de saída ao alternar entre os modos de funcionamento de *buck* para *boost*.

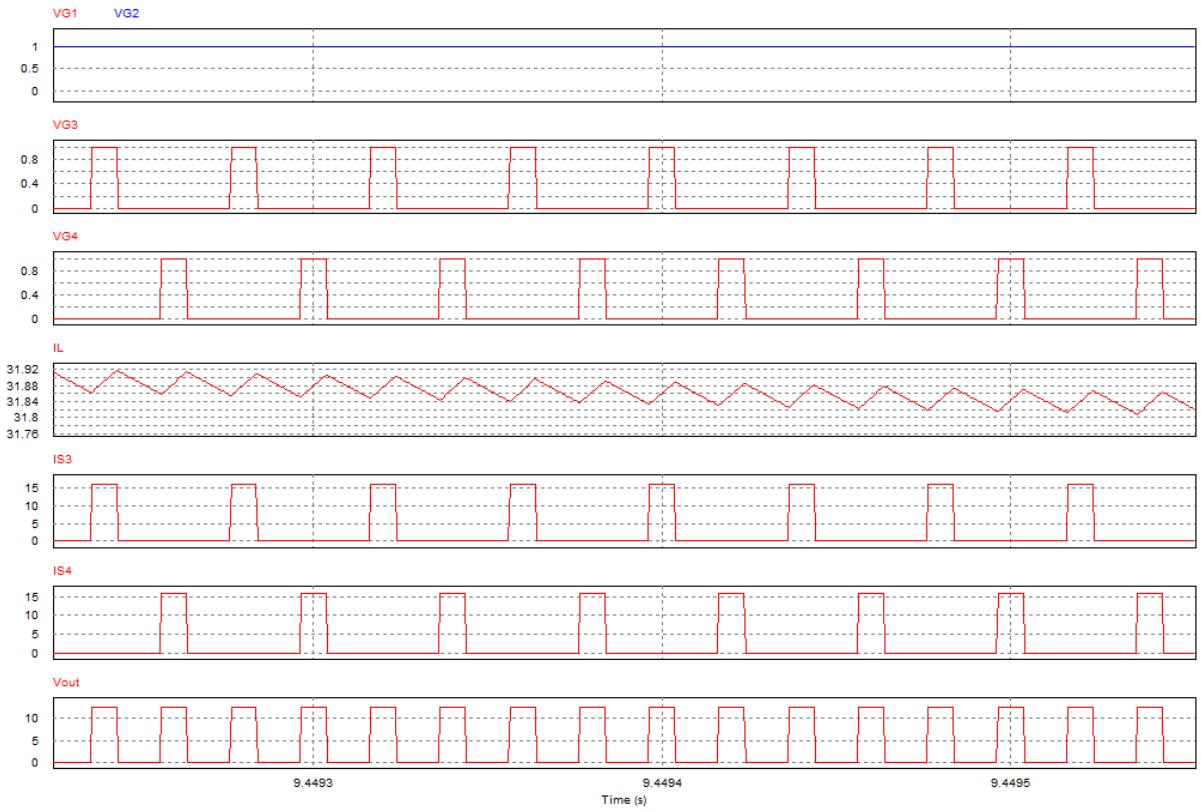


Fig. 6.2 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* sem sobreposição dos interruptores controlados.

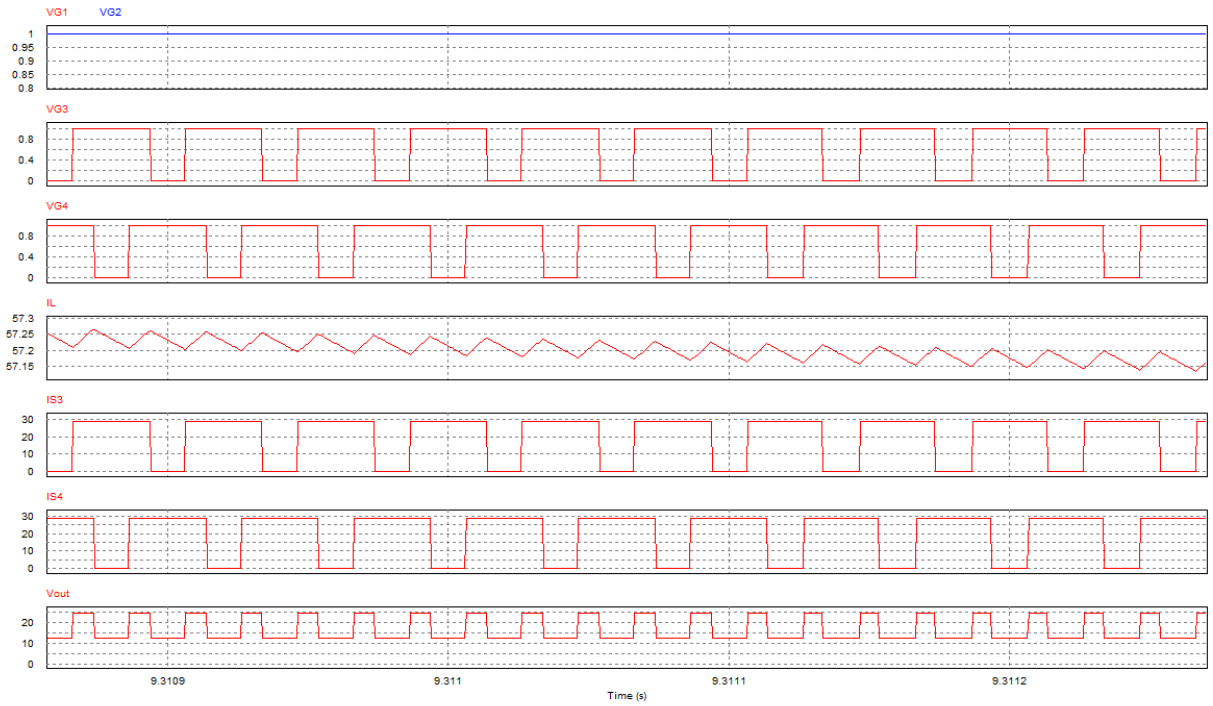


Fig. 6.3 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *buck* com sobreposição dos interruptores controlados.

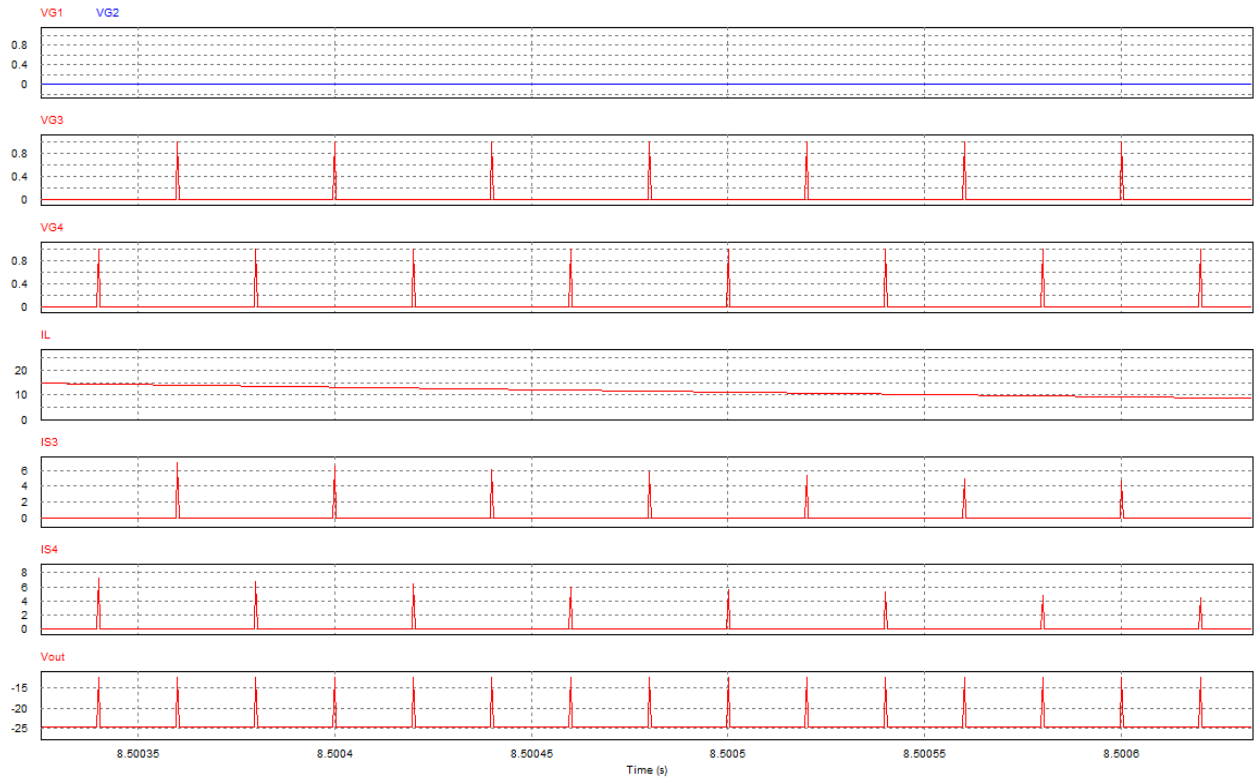


Fig. 6.4 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* sem sobreposição dos interruptores controlados.

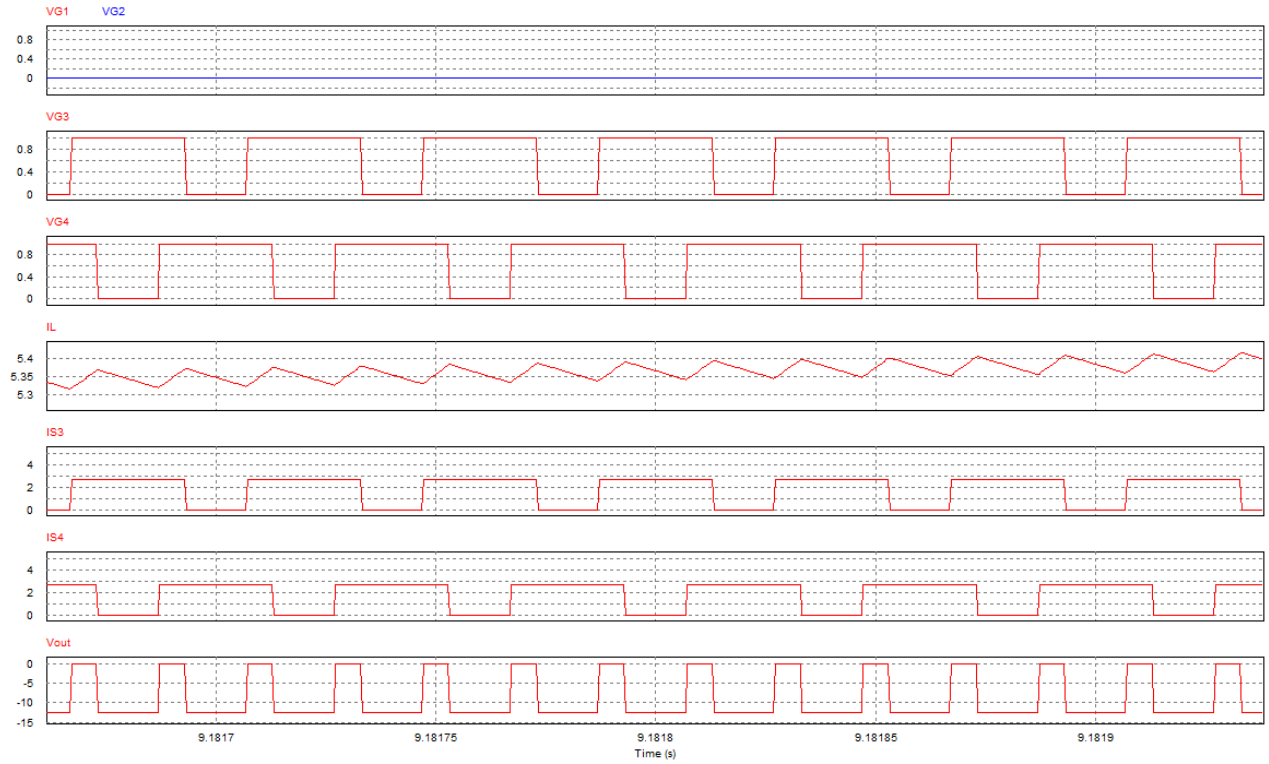


Fig. 6.5 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão em modo *boost* com sobreposição dos interruptores controlados.

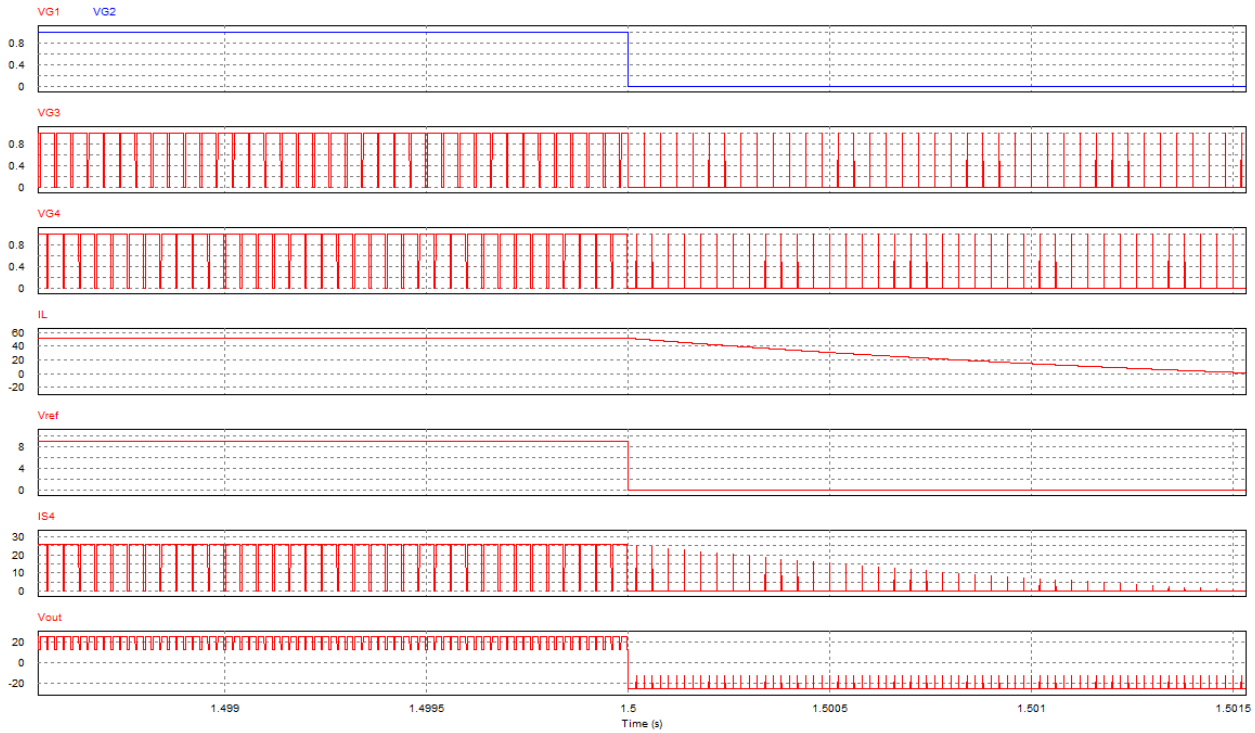


Fig. 6.6 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão no momento de transição do modo *buck* para *boost*.

6.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO PARA O CONVERSOR DE QUATRO QUADRANTES REVERSÍVEL EM TENSÃO E CORRENTE

O conversor de quatro quadrantes reversível em corrente e tensão também foi simulado no aplicativo PSIM. A Fig. 6.7ilustra o circuito utilizado na simulação.

O circuito de acionamento dos oito interruptores deste conversor foi implementado com o uso de bloco multiplexadores a fim de alternar entre os quatro quadrantes de operação possíveis. Para esta finalidade, são empregadas duas formas de onda quadradas a fim de alternar entre os modos de funcionamento do conversor.

Os resultados de simulação pertinentes à operação do conversor em todos os modos de funcionamento possíveis são mostradosda Fig. 6.8 até a Fig. 6.15. Verifica-se que tanto a corrente quanto a tensão pode ser positiva ou negativa, caracterizando dessa forma a operação em qualquer um dos quatro quadrantes do plano corrente *versus* tensão. Deve-se ainda ressaltar a capacidade de

operação nos modos com e sem sobreposição dos interruptores, da mesma forma mostradas anteriormente nas etapas do conversor contidas na Fig. 4.11, Fig. 4.12, Fig. 4.13 e Fig. 4.14.

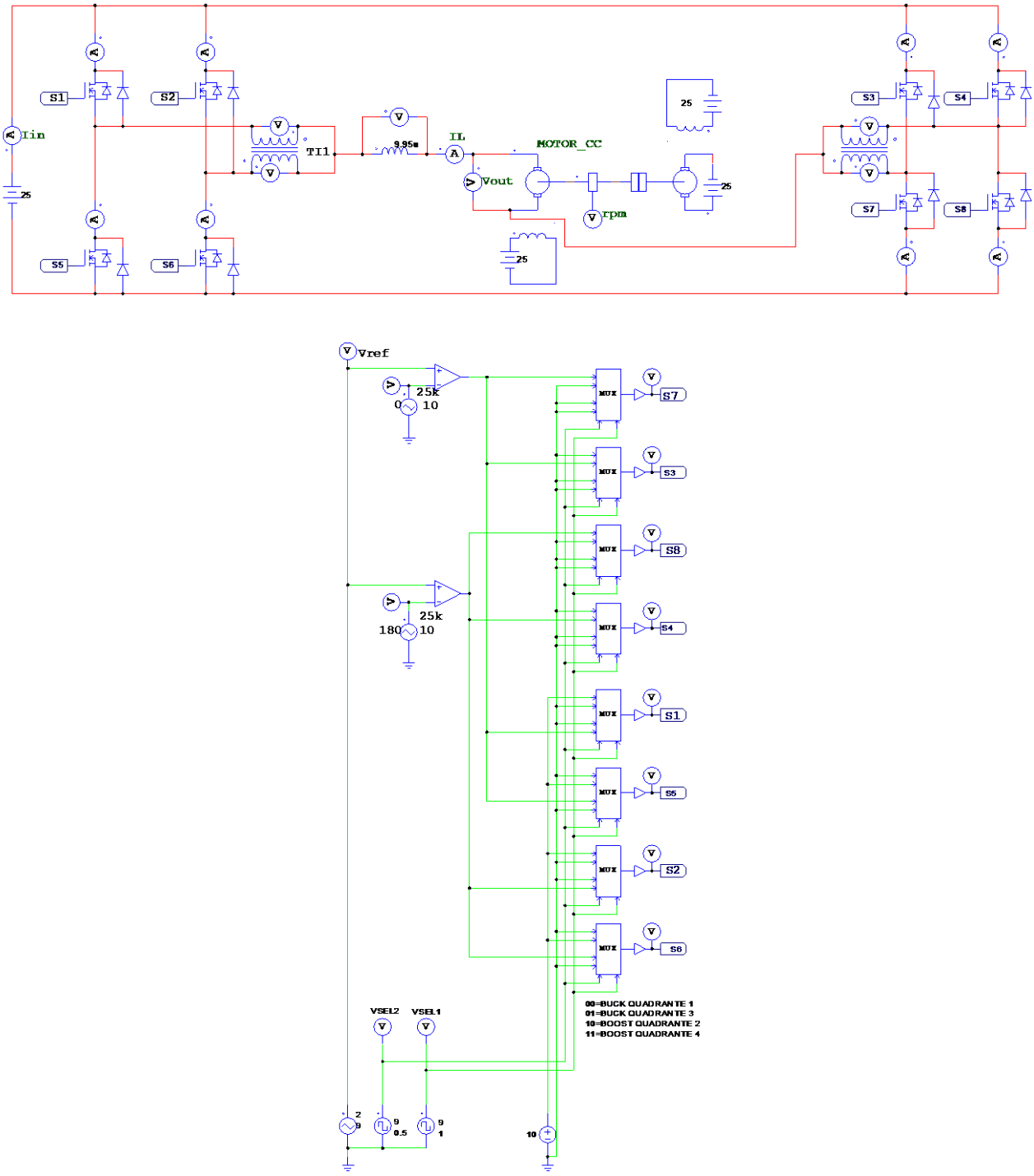


Fig. 6.7 – Diagrama do conversor CC-CC reversível em corrente e tensão acionando um motor CC.

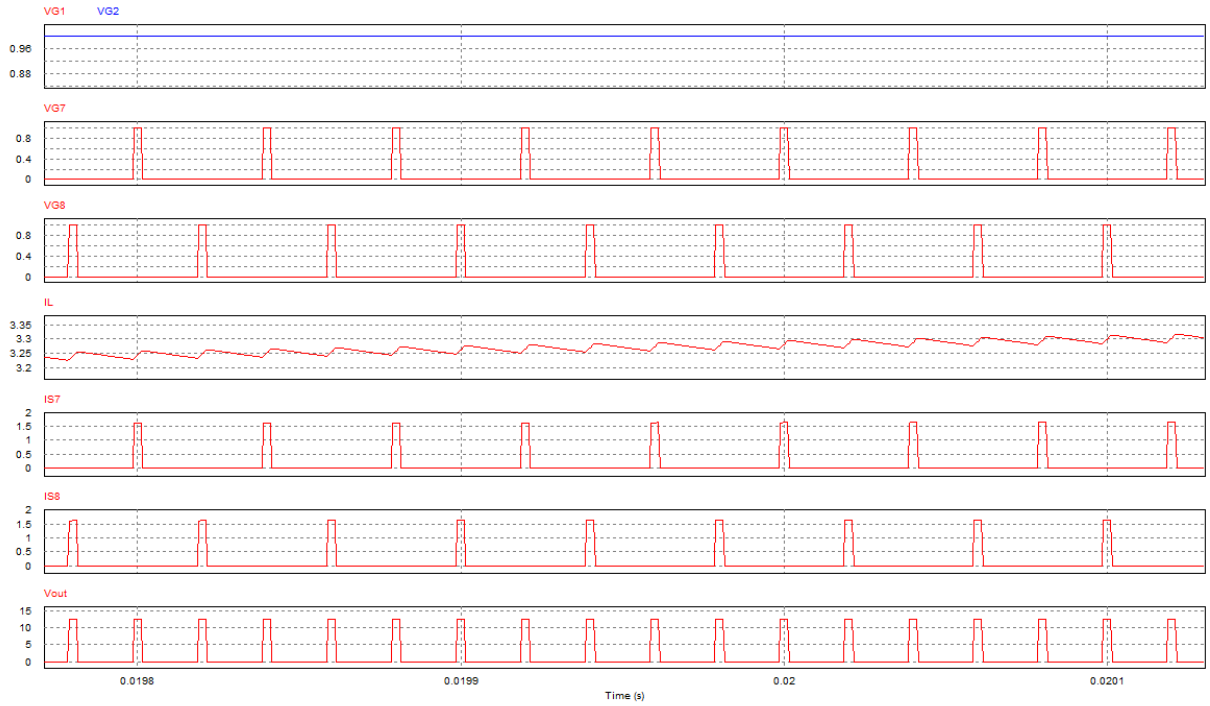


Fig. 6.8– Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no primeiro quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.

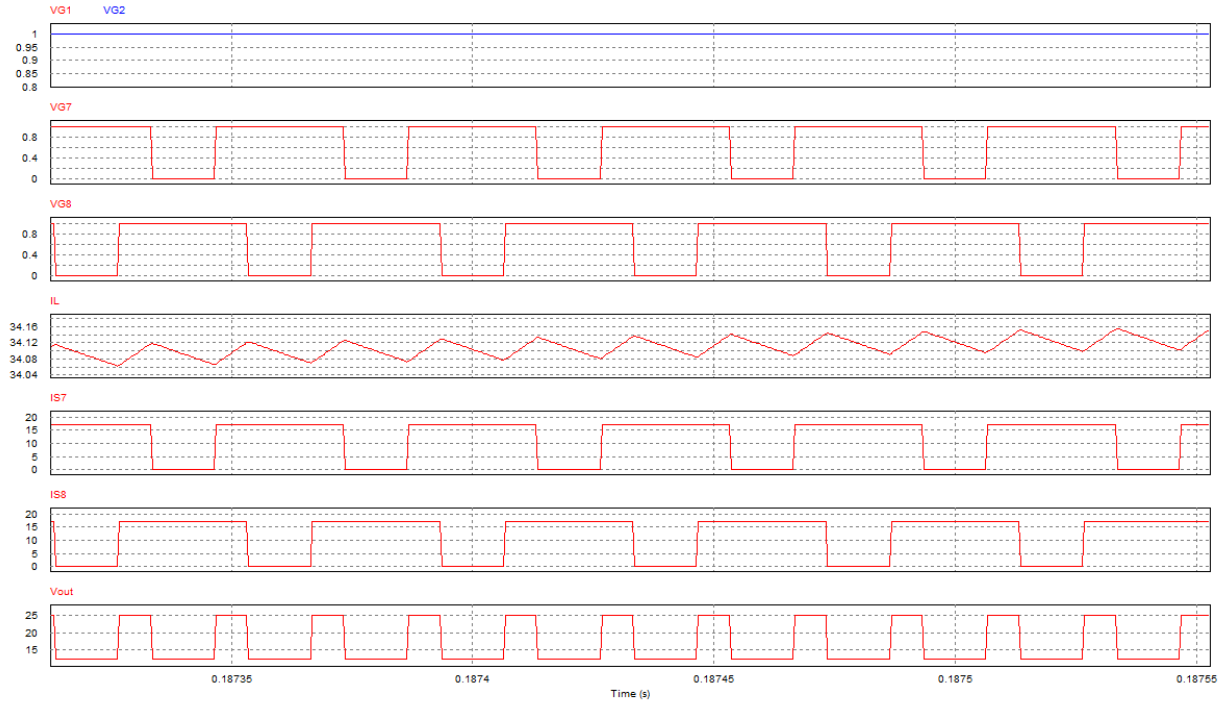


Fig. 6.9 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no primeiro quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.

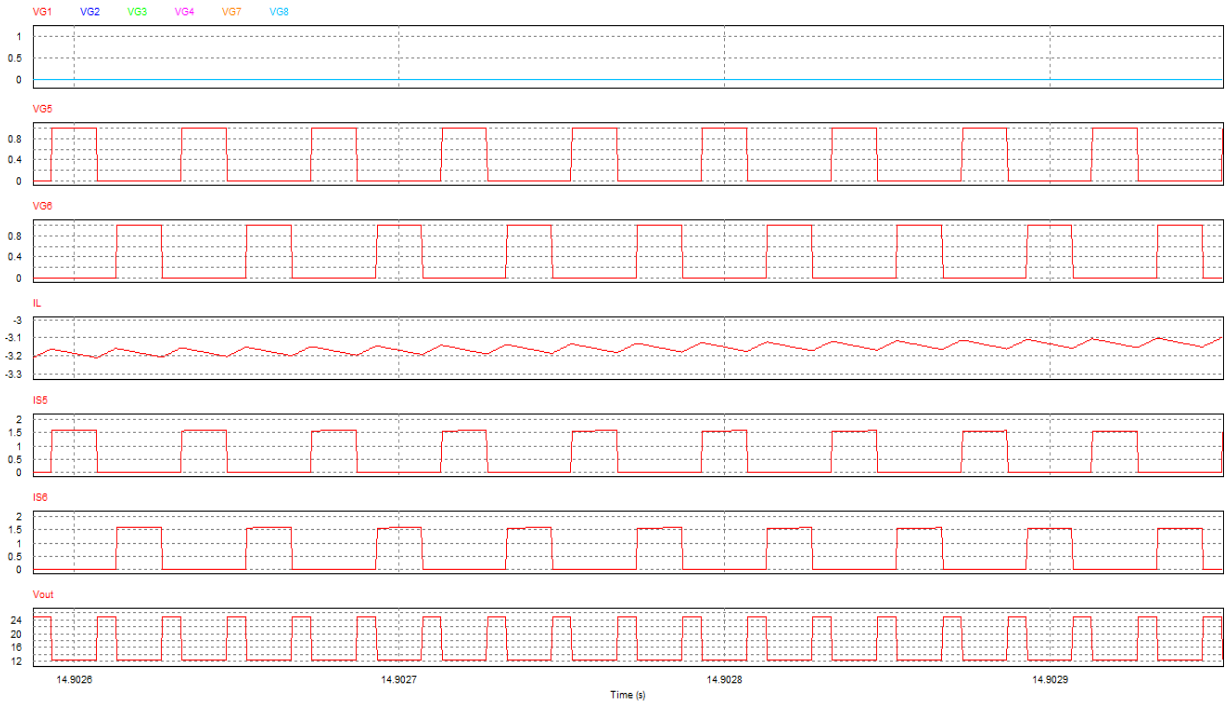


Fig. 6.10 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no segundo quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.

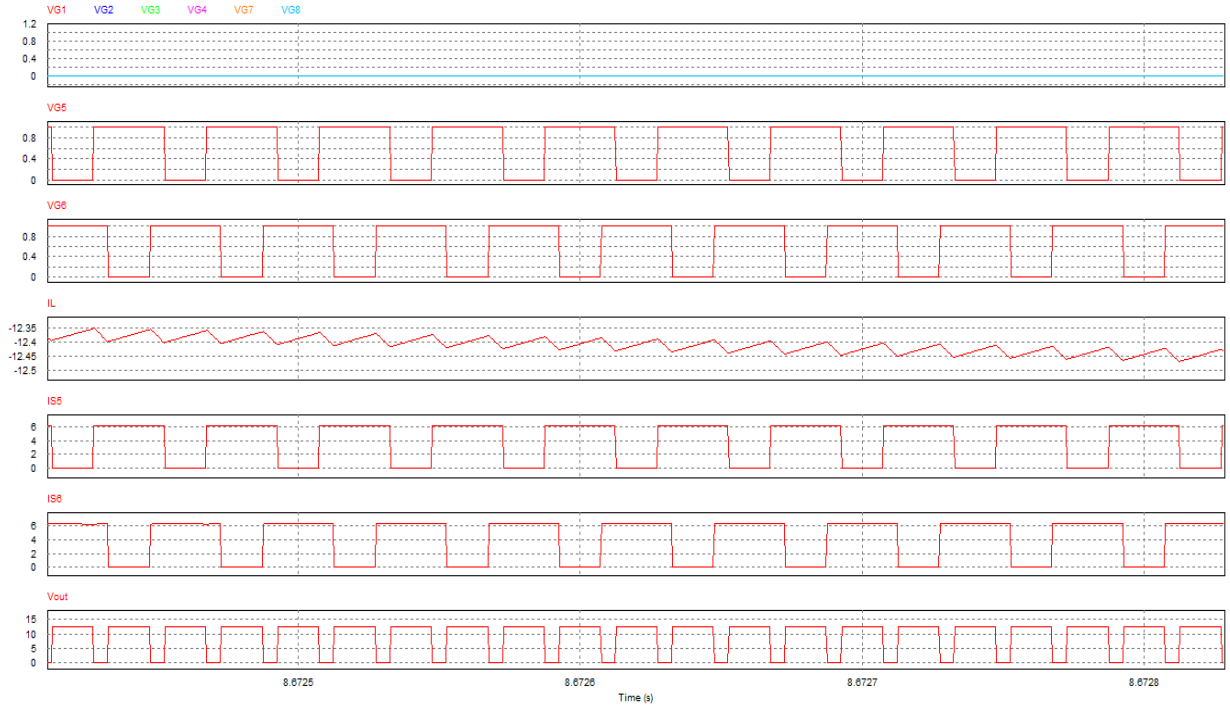


Fig. 6.11 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no segundo quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.

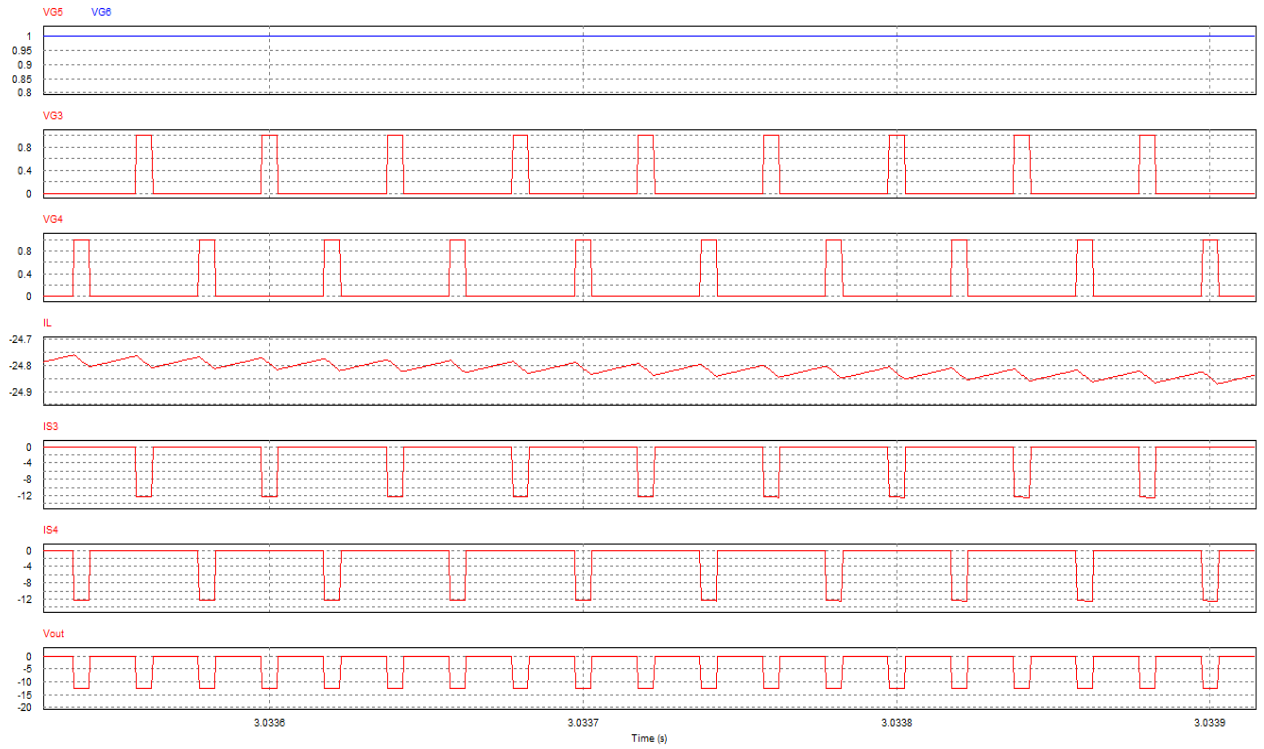


Fig. 6.12 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no terceiro quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.

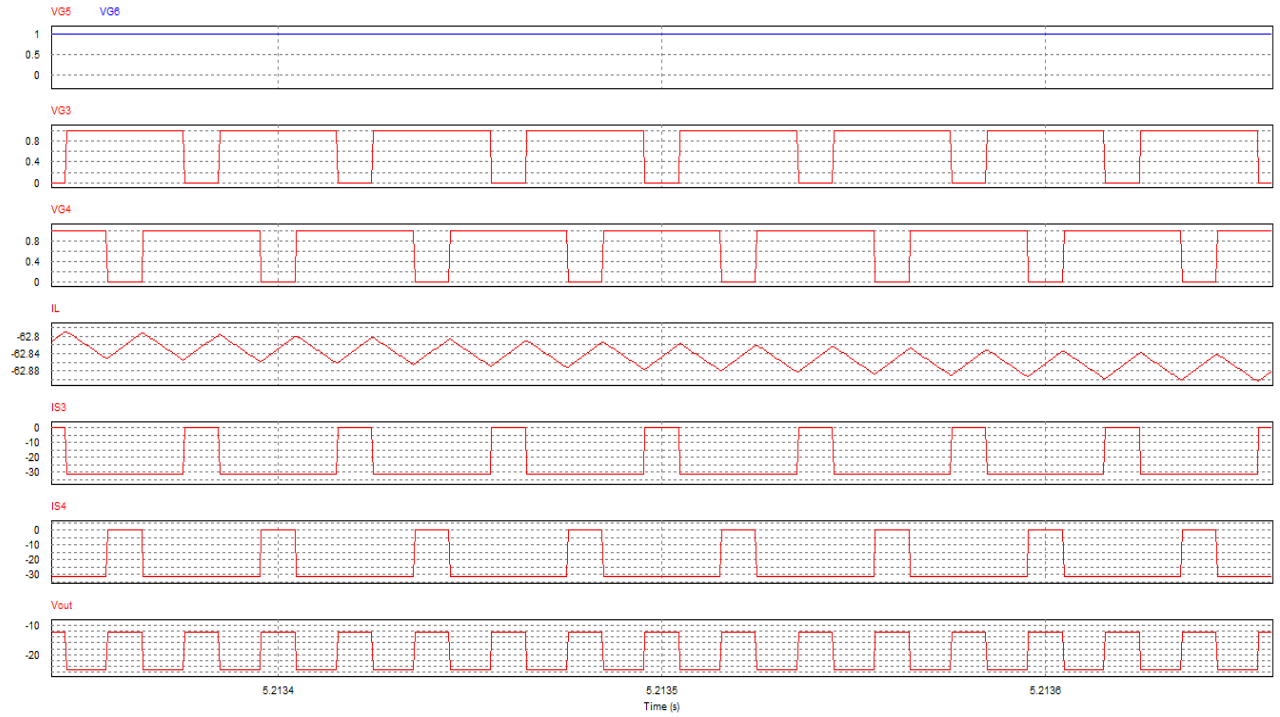


Fig. 6.13 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *buck* operando no terceiro quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.

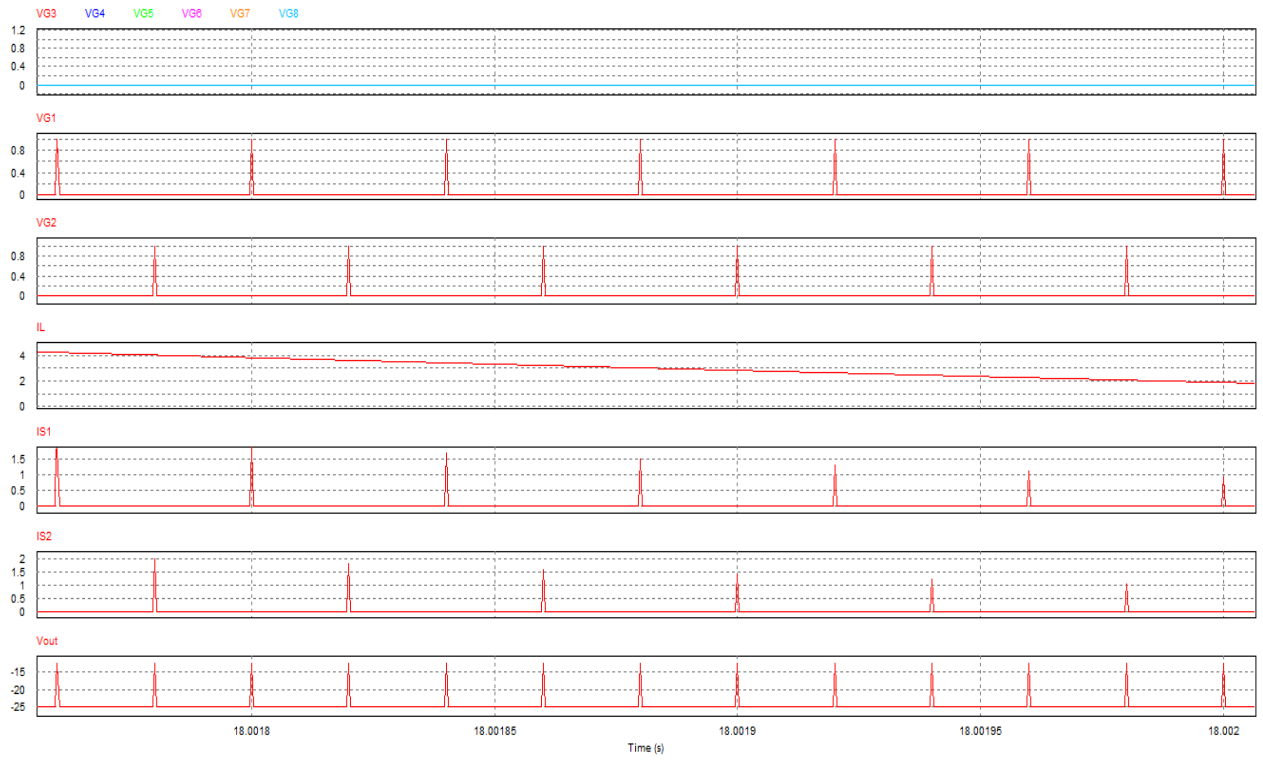


Fig. 6.14 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no quarto quadrante sem sobreposição dos interruptores controlados.

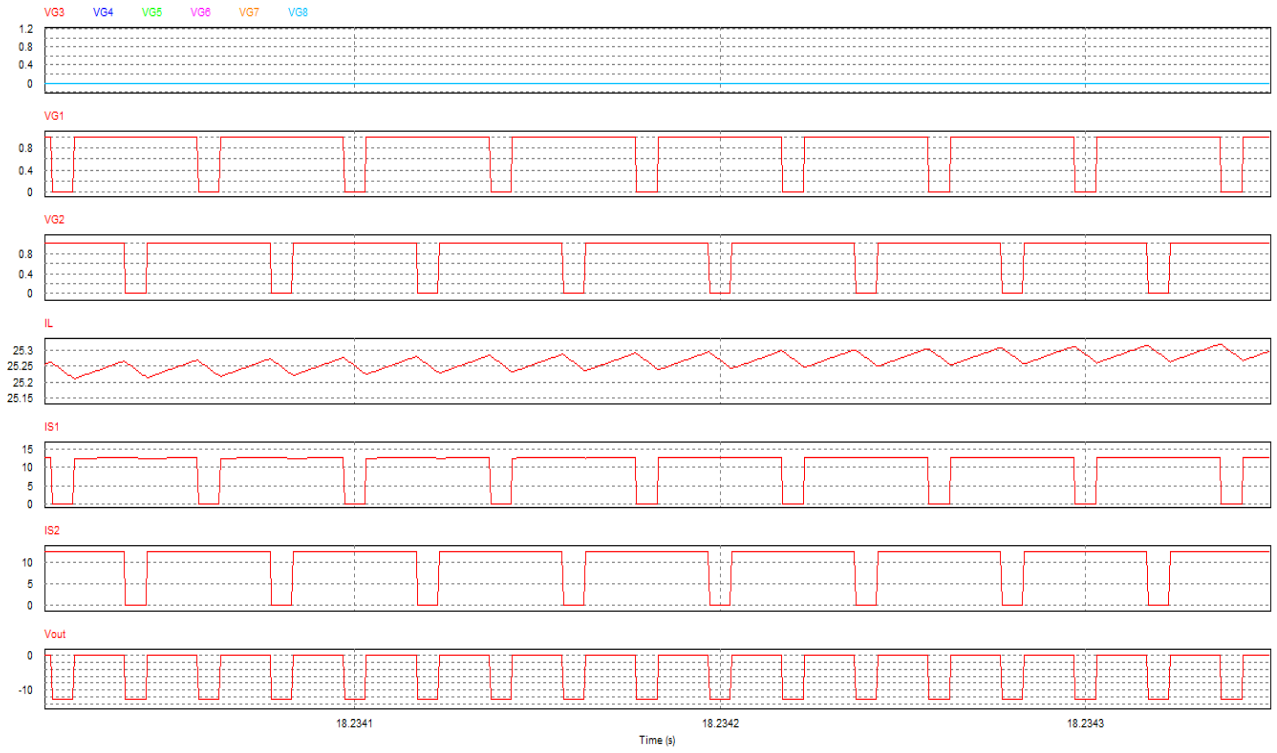


Fig. 6.15 – Formas de onda simuladas para o conversor CC-CC reversível em tensão/corrente em modo *boost* operando no quarto quadrante com sobreposição dos interruptores controlados.

6.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou alguns resultados de simulação visando à validação do funcionamento das estruturas estudadas anteriormente no Capítulo 4. Para esta finalidade, foi empregado novamente o aplicativo PSIM®.

Por meio da análise das formas de onda obtidas para os conversores de dois quadrantes reversível em tensão e de quatro quadrantes, constata-se que o uso da célula de três estados permite a divisão equilibrada dos esforços de corrente por meio do acionamento dos interruptores controlados tanto em modo de sobreposição como em modo de não sobreposição.

Por fim, constatou-se que a estrutura bidirecional em corrente e tensão é a topologia genérica, a partir da qual as outras duas estruturas podem ser obtidas. Assim, a operação em um dado quadrante desejado deve considerar o acionamento correto do respectivo par de interruptores controlados.

CAPÍTULO 7

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou inicialmente uma breve revisão bibliográfica sobre motores de corrente contínua e a célula de comutação de três estados. Assim, esses conceitos foram aplicados na concepção de três topologias de conversores CC-CC: um conversor de dois quadrantes reversível em corrente; um conversor de dois quadrantes reversível em tensão; e um conversor de quatro quadrantes (reversíveis em tensão e/ou corrente). Dentre as três topologias citadas, este trabalho mostra também o estudo detalhado do conversor CC-CC de dois quadrantes reversível em corrente.A análise também foi estendida aos conversores de dois quadrantes reversível em tensão e de quatro quadrantes reversível em tensão e corrente.

O roteiro de projeto para o conversor de dois quadrantes reversível em corrente foi desenvolvido, de modo que foi possível simular a estrutura em questão considerando os diversos modos de operação possíveis, validando assim a análise teórica desenvolvida.

Um dos principais pontos de destaque das topologias apresentadas é a frequência de operação dos elementos magnéticos (autotransformador e indutor),que corresponde ao dobro da frequência de comutação dos interruptores, permitindo a redução do tamanho, peso e volume da estrutura.

Constata-se ainda que a corrente do indutor é sempre dividida entre os diodos e/ou os interruptores, o que também leva à especificação de semicondutores com menor capacidade de condução de corrente e custo agregado menores.

Por meio do desenvolvimento deste trabalho, foi possível realizar um pedido de patente da família de conversores CC-CC para acionamentos de motores de corrente contínua, constando como autores o professor orientador, o professor coorientador e o aluno mestrando, sendo que a cota de cada um dos participantes envolvidos corresponde a 30%. Deve-se ainda ressaltar que o projeto foi financiado pela FAPEMIG, que consta como cotitular com cota de 10% da patente.

Como proposta de estudos futuros, sugere-se a implementação de protótiposexperimentais das topologiasclasse D e Ea fim de comprovar experimentalmente o funcionamento do conversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] L. G. Franquelo, I. Nagy, C. Wen, "Honoring Dr. Bimal K. Bose [Tributes]", IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 2, pp. 12–14, 2009.

[2] I. Barbi, "Eletrônica de Potência", 3ª edição, edição do autor, 2000.

[3] H. R. Rashid, "Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações", Makron Books, 1999.

[4] C. M. T. Cruz, F. K. A Lima, F. L. M. Antunes, "Unit Power Factor Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Loss Using a Non-Dissipative Passive Snubber", IEEE International Conference on Industrial Electronics, 2002. pp. 1123–1128.

[5] IEEE Xplore. Disponível em http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWel.jsp. Acesso em 26/06/2012.

[6] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design". Wiley International Edition. John Wiley & Sons, 3rd edition, 2003.

[7] SIEMENS, "Motores de Corrente Contínua: Guia Rápido para Uma Especificação Precisa". Disponível em http://www.siemens.com.br/medias/FILES/2910_20060505141908.pdf. Acesso em 01/07/2013.

[8] D. C. Martins, I. Barbi, "Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA". Edição dos autores, 2005.

[9] G. V. Torrico-Bascopé, "Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados". Florianópolis-SC, 2002. Tese de Doutorado – INEP-UFSC.

[10] V. Vorpérian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Parts I & II: Continuous and Discontinuous Conduction Modes", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 26, no. 3, pp. 490–496, May 1990.

[11] F. L. Tofoli, D. S. Oliveira Jr., R. P. T. Bascopé, Y. J. A. Alcazar, "Novel Nonisolated High-Voltage Gain DC–DC Converters Based on 3SSC and VMC", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 9, pp. 3897–3907, Sept. 2012.

[12] Y. J. A. Alcazar, D. S. Oliveira Jr., F. L. Tofoli, R. P. Torrico-Bascopé, “DC-DC Nonisolated Boost Converter Based on The Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no.10, pp. 4438–4419, Oct. 2013.

[13] S. Umans, C. Kingsley, A. Fitzgerald, “Electric Machinery”. 6th Edition. McGraw-Hill, 2003.

[14] B. S. Guru, H. R. Hiziroglu, “Electric Machinery and Transformers”. Harcourt Brace Jovanovich Publishers, 1988.

[15] F. Alvarez, H. Rudnick, “Impact of Energy Efficiency Incentives on Electricity Distribution Companies”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 25, no 4, pp. 1865–1872, Nov. 2010.

[16] R. M. Finzi Neto, F. L. Tofoli, L. C. de Freitas, “A High-Power-Factor Half-Bridge Doubler Boost Converter without Commutation Losses", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 5, pp. 1278–1285, Sept. 2005.

[17] G. V. Torrico-Bascopé and I. Barbi, “Generation of A Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters using New Three-State Switching Cell”, in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2000, vol. 2, pp. 858–863.

[18] I. Matsuura, K. M. Smith Jr., K. M. Smedley, “A Comparison of Active and Passive Switching Methods for PWM Converters”, in Proc. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, vol. 1, pp. 94–100.

[19] G. V. Torrico-Bascopé, I. Barbi, “A Single Phase PFC 3 kW Converter Using a Three-State Switching Cell”, Proc. Power Electronics Specialists Conference, 2004, vol. 5, pp. 4037–4042.

[20] G. V. Torrico-Bascopé, S. A. Vasconcelos, R. P. Torrico-Bascopé, F. L. M. Antunes, D. S. de Oliveira Jr., C. G. C. Branco, “A High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-State Switching Cell”,Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2006, pp. 998–1003.

[21] G. V. Torrico-Bascopé, R. P. Torrico-Bascopé, D. S. de Oliveira Jr., F. L. M. Antunes, S. V. Araújo, C. G. C. Branco, “A Generalized High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Switching Cell”, Proc. 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, 2006, pp. 1927–1932.

[22] S. V. Araújo, R. P. Torrico-Bascopé, G. V. Torrico-Bascopé, L. Menezes, “Step-Up Converter with High Voltage Gain Employing Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier”, Proc. Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2271–2277.

[23] F. E. O. Barrozo, R. P. T. Bascopé, R. S. T. Pontes, D. L. Ferreira, “Conversor Bidirecional Baseado na Célula de Três Estados para Aplicação em Veículos Elétricos”, 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2010, pp. 1–6.

[24] I. Barbi, “Projetos de Fontes Chaveadas”, 4ª edição, edição do autor, 2001.