



IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Marceli Nunes Gonçalves

Projeto de Graduação apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: José Luiz da Silva Neto

Rio de Janeiro
Agosto de 2013

IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Marceli Nunes Gonçalves

PROJETO DE GRADUAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Examinada por:

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph.D.

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.Ing.

Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.Ing.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2013

Gonçalves, Marcell Nunes

Implementação de um *driver* para motor de corrente contínua / Marcell Nunes Gonçalves – Rio de Janeiro: UFRJ/Escola Politécnica, 2013.

XV, 108 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: José Luiz da Silva Neto.

Projeto de Graduação – UFRJ/ Escola Politécnica/ Curso de Engenharia Elétrica, 2013.

Referências Bibliográficas: p. 98-100.

1. *Driver* Motor CC. 2. Conversor CC-CC em ponte completa. 3. Controle de corrente. 4. DSP. I. Silva Neto, José Luiz. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Escola Politécnica, Curso de Engenharia Elétrica. III. Implementação de um *driver* para motor de corrente contínua.

*Que esse trabalho sirva de inspiração profissional
para aquela que é minha inspiração de viver:
Maria Alice Nunes Gonçalves dos Santos.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me abençoado com o dom do conhecimento, possibilitando meus estudos na graduação em Engenharia da UFRJ.

Agradeço a minha mãe, Débora Nunes Gonçalves, por ter depositado em mim sua confiança e ter me apoiado na decisão de complementar minha formação superior em uma universidade distante de nossa cidade natal, aceitando os desafios que essa decisão implicou em nossas vidas.

Também agradeço aos meus irmãos: Wivian Nunes, por seu carinho, amizade, compreensão e bom humor durante meus anos distante de casa; Witor Edson Gonçalves, por alegrar meus dias com seu dinamismo e sorrisos; e Maria Alice Nunes, por ser a motivação de toda minha luta. Que minha graduação sirva de espelho para seu futuro brilhante que está só começando.

Agradeço aos meus tios, Cristiane Murat e Luciano Murat, pelo valores ensinados ao longo da vida, pela oportunidade de partilhar de seu dia-a-dia e pelo incentivo aos estudos desde a infância e adolescência. Gostaria de agradecer também à minha prima, Gabrielle Murat, pela paciência, amizade e companheirismo sempre.

Em especial, gostaria de agradecer a minha tia, Carla Praxedes, por ter me ensinado a importância de se estudar em uma universidade federal e por ter me mostrado que era possível realizar esse sonho, me incentivado e mostrado os caminhos desde o ensino médio e vestibular.

Agradeço à minhas tias: Conceição Praxedes, pelo carinho imensurável, conversas e conselhos valiosos durante minha formação; e Carlota Treasure, por todo incentivo ao longo dos anos de estudo. Também agradeço aos meus padrinhos: Amélio Praxedes, por servir de exemplo de Engenheiro Eletricista e bom profissional; e Celeste Praxedes, por ter me acompanhado em toda minha trajetória de vida com amor.

Agradeço também ao meu tio e compadre, Wilson Gonçalves, pelo seu carinho, companheirismo e motivação sempre; e também minha tia e comadre, Josiane Gonçalves, pela amizade que construímos e apoio.

Agradeço aos meus amigos de Volta Redonda, pela compreensão da minha ausência em momentos importantes, pela amizade verdadeira mesmo com a distância e pelas horas de boa companhia proporcionadas. Em especial a Thiago Loures, Guilherme Ferreira, Priscila de Paula e Caroline Theodo. Também agradeço às minha amigas: Yohana Fernandes, que me ensinou o valor de uma nova amizade e dividiu comigo os momentos de dificuldade, e Luana Grebos, por dividir comigo boa parte dos anos de estudos no Rio de Janeiro, me alegrando com sua companhia em casa.

Agradeço aos meus amigos de graduação, que batalharam ao meu lado durante esse cinco anos de estudos, compartilhando conhecimento e também os desafios que a universidade proporcionou. Em especial a Mônica Araújo, Helena do Valle e Ricardo Cardoso.

Também agradeço à equipe de colaboradores do Laboratório de Instrumentação & Fotônica que auxiliaram tecnicamente e emocionalmente na realização desse trabalho. Em especial a Tiago Bitarelli, Bessie Ribeiro, Julia Sakamoto, Fernando Maciel, Fábio Nazaré, Marcos Botelho, Rafael Ribeiro, Hugo Cuffa, Daniel Santos e Sidney Braga.

Não poderia de deixar de agradecer ao coordenador geral do Laboratório de Instrumentação & Fotônica, Marcelo Werneck, que me permitiu fazer parte de sua equipe e me inclui no projeto de pesquisa que deu origem a esse trabalho.

Por fim agradeço a Fabio Casale Padovani Neto, por iluminar meu dias com a sua companhia e, acima de tudo, amor. Por ter dividido comigo a graduação em Engenharia Elétrica, me ajudando sempre que preciso, partilhando o desafio da realização de um projeto de graduação e me fazendo acreditar na minha capacidade profissional.

Resumo do Projeto de Graduação apresentado à Escola Politécnica/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

IMPLEMENTAÇÃO DE UM *DRIVER* PARA MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Marceli Nunes Gonçalves

Agosto/2013

Orientador: José Luiz da Silva Neto

Curso: Engenharia Elétrica

O presente trabalho faz parte de um projeto de P&D (pesquisa e desenvolvimento) do Laboratório de Instrumentação e Fotônica (LIF), da COPPE/UFRJ em parceria com a Ampla Energia e Serviços S.A. O projeto em questão é conhecido como Concentrador Fotovoltaico, o qual visa a geração de energia elétrica através da utilização de espelhos concentrando a luz do Sol em um painel fotovoltaico. Uma das propostas do projeto é fazer com que os espelhos acompanhem a trajetória do Sol ao longo do dia, a fim de aumentar a eficiência do sistema. Motores de corrente contínua serão utilizados para movimentar, horizontalmente e verticalmente, os espelhos que refletem o sol no painel.

Este trabalho consiste no desenvolvimento de um *driver* para acionamento, em 2 quadrantes, dos motores de corrente contínua do projeto citado. Além disso, será implementado um controle de corrente por *software* em DSP. É descrito o projeto do circuito de potência, das placas de circuito impresso, dos circuitos de proteção e condicionamento de sinal, além do projeto do controlador. Simulações em PSCAD/EMTDC auxiliaram no desenvolvimento do *driver*. O sistema final foi testado em um dos motores especificados para o projeto Concentrador Fotovoltaico e os resultados obtidos são apresentados.

Palavras-chave: Driver Motor CC, Conversor CC-CC em ponte completa, Controle de corrente, DSP

Abstract of Undergraduate Project presented to POLI/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Engineer.

IMPLEMENTATION OF A DIRECT CURRENT MOTOR DRIVER

Marceli Nunes Gonçalves

August/2013

Advisor: José Luiz da Silva Neto

Course: Electrical Engineering

This work is part of an ongoing R&D project – Photovoltaic Concentrator – that is been executed by the Laboratório de Instrumentação e Fotônica (LIF) – COPPE/UFRJ, in collaboration with Ampla Energia e Serviços S.A. The main goal of the R&D project is to enhance the energy generation of a photovoltaic unit by means of an array of mirrors, with the intention of concentrating the sunlight on a photovoltaic panel. In order to do so, the azimuthal and elevation angular positions of the orthogonal axis to the mirrors must be constantly modified so the sun's path in the sky can be tracked. With this purpose, DC motors are employed in the mechanical structure.

Therefore, the work described here, consisted in designing and developing a DC motor driver to operate in 2 quadrants of the $T \times \omega$ characteristics of the motors. Moreover, the driver required a current control loop for torque regulation. The current control algorithm is performed by DSP software. All the design phases, including simulations, are presented. The power circuit, circuit protections, signal conditioning and control strategy are detailed along with experimental results.

Keywords: DC Motor Driver, DC-DC Converter Full-Bridge, Current Control, DSP

ÍNDICE

1	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	Motivação.....	1
1.2	Objetivo.....	2
1.3	Metodologia.....	3
1.4	Estrutura do Trabalho.....	3
2	MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA.....	5
2.1	Introdução.....	5
2.2	Princípio de funcionamento.....	5
2.3	Modelo matemático.....	6
2.4	Quadrantes de operação.....	9
3	CONVERSORES CC-CC.....	11
3.1	Controle dos Conversores CC-CC.....	11
3.2	Conversor abaixador (<i>Buck</i>).....	13
3.3	Conversor elevador (<i>Boost</i>).....	14
3.4	Conversor abaixador-elevador (<i>Buck-Boost</i>).....	15
3.5	Conversor em ponte completa.....	17
3.5.1	<i>PWM com chaveamento bipolar</i>	21
3.5.2	<i>PWM com chaveamento unipolar</i>	23
4	PROJETO DOS CIRCUITOS E CONTROLES.....	25
4.1	Especificação dos motores de corrente contínua.....	25
4.2	Projeto do conversor CC-CC.....	27
4.2.1	<i>Escolha da topologia do conversor</i>	28
4.2.2	<i>Escolha do método de controle</i>	28
4.2.3	<i>Escolha da frequência de chaveamento</i>	28
4.2.4	<i>Seleção dos dispositivos de potência</i>	29
4.2.5	<i>Estimativa da indutância em série com o motor</i>	30
4.3	Considerações práticas.....	33
4.3.1	<i>Isolamento das chaves superiores</i>	33
4.3.2	<i>Circuito de comando do IGBT</i>	34
4.3.3	<i>Condicionamento para o optodriver</i>	38
4.3.4	<i>Bloqueio da chave de potência</i>	39

4.3.5	<i>Layout e placa final do conversor CC-CC</i>	41
4.4	Cálculo da potência dissipada nas chaves	43
4.5	Projeto do controlador de corrente	47
5	SIMULAÇÕES.....	52
5.1	Conversor CC-CC em malha aberta	55
5.1.1	<i>Operação no primeiro quadrante</i>	55
5.1.2	<i>Operação no terceiro quadrante</i>	60
5.2	Conversor CC-CC realimentado.....	62
5.2.1	<i>Referência de corrente positiva</i>	63
5.2.2	<i>Referência de corrente negativa</i>	66
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	68
6.1	Arranjo experimental	68
6.1.1	<i>Proteção do Conversor Analógico/Digital</i>	70
6.1.2	<i>Circuito de proteção das chaves do conversor</i>	72
6.2	Implementação em DSP	75
6.3	Conversor CC-CC em malha aberta	79
6.3.1	<i>Operação no primeiro quadrante</i>	80
6.3.2	<i>Operação no terceiro quadrante</i>	85
6.4	Conversor CC-CC em malha fechada	88
6.4.1	<i>Referência de corrente fixa</i>	89
6.4.2	<i>Referência de corrente variável</i>	92
7	CONCLUSÕES	97
7.1	Conclusões.....	97
7.2	Trabalhos Futuros	98
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	99
	ANEXO A	102

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Ilustração de espelhos concenctrando a luz solar em um painel fixo.....	1
Figura 1.2 – Fotografia do protótipo de laboratório do projeto Concentrador Fotovoltaico	2
Figura 1.3 – Acionamento de um motor de corrente contínua.	3
Figura 2.1 – Circuito equivalente de um motor CC de ímã permanente.	7
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um motor CC de ímã permanente.....	8
Figura 2.3 – Quadrantes de operação do motor CC.	9
Figura 3.1 – Controle e sinal de disparo de um PWM.	12
Figura 3.2 – Conversor Abaixador (<i>Buck</i>).	13
Figura 3.3 – Conversor elevador (<i>Boost</i>).....	14
Figura 3.4 – Conversor abaixador-elevador (<i>Buck-Boost</i>).	16
Figura 3.5 – Conversor em ponte completa.....	17
Figura 3.6 – Conversor operando no 1° quadrante.....	18
Figura 3.7 – Conversor operando no 2° quadrante.....	19
Figura 3.8 – Conversor operando no 3° quadrante.....	20
Figura 3.9 – Conversor operando no 4° quadrante.....	20
Figura 3.10 – Chaveamento bipolar independente.	22
Figura 3.11 – Chaveamento bipolar complementar.....	22
Figura 3.12 – Chaveamento unipolar para V_o positiva.	23
Figura 3.13 – Chaveamento unipolar para V_o negativa.	24
Figura 4.1 – Motor e redutor do fabricante Maxon Motor.	26
Figura 4.2 – Motor Bosch CEP e redutor MR-3 da MKS Redutores.....	27
Figura 4.3 – Corrente de saída de um conversor em ponte completa.....	32
Figura 4.4 – Esquemático do conversor em meia ponte.....	35
Figura 4.5 – Diagrama funcional e tabela verdade do optoacoplador HCPL-3150.	36
Figura 4.6 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão 1).....	37
Figura 4.7 – Sinal de saída do sensor de corrente.	37
Figura 4.8 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão 2).....	38
Figura 4.9 – Esquemático do circuito de condicionamento de corrente.....	39
Figura 4.10 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão final).	40
Figura 4.11 – Layout do conversor CC-CC em ponte completa.	41
Figura 4.12 – Fotografia do conversor CC-CC em ponte completa.....	42

Figura 4.13 – Formas de onda típicas no chaveamento de um IGBT. Figura Adaptada [22].	43
Figura 4.14 – Características típicas de saída do IGBT IRG4BC20FD [12].	44
Figura 4.15 – Fotografia do IGBT com dissipador.	46
Figura 4.16 – Diagrama de blocos do <i>driver</i> de acionamento do motor com controle de corrente.	47
Figura 4.17 – Controlador PI de corrente.	47
Figura 4.18 – Diagrama de blocos completo de acionamento do motor com controle de corrente.	49
Figura 5.1 – Conversor CC-CC em ponte completa simulado.	52
Figura 5.2 – Relação entre a velocidade angular e a corrente de armadura.	53
Figura 5.3 – Função de transferência simulada para obter a velocidade angular	54
Figura 5.4 – Controle das chaves do conversor operando no 1° quadrante.	55
Figura 5.5 – Sinal de controle das chaves do conversor operando no 1° quadrante.	56
Figura 5.6 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 30\%$ (1°q).	56
Figura 5.7 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 30\%$ (1°q).	57
Figura 5.8 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 50\%$ (1°q).	57
Figura 5.9 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 50\%$ (1°q).	57
Figura 5.10 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 80\%$ (1°q).	58
Figura 5.11 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 80\%$ (1°q).	58
Figura 5.12 – Simulação da corrente de partida do motor para $D = 80\%$	59
Figura 5.13 – Simulação da tensão e corrente no motor sem indutor em série para $D = 50\%$	60
Figura 5.14 – Controle das chaves do conversor operando no 3° quadrante.	60
Figura 5.15 – Sinal de controle das chaves do conversor operando no 3° quadrante. ...	61
Figura 5.16 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 30\%$ (3°q).	61
Figura 5.17 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 30\%$ (3°q).	62
Figura 5.18 – Controlador PI de corrente simulado.	63
Figura 5.19 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = 0,3 A$	63

Figura 5.20 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = 0,3 A$	64
Figura 5.21 – Simulação da tensão e corrente no motor para $i_{ref} = 0,3 A$	64
Figura 5.22 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = 0,3 A (2)$	65
Figura 5.23 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = 0,3 A (2)$	65
Figura 5.24 – Simulação do ciclo de trabalho para $i_{ref} = 0,3 A$	66
Figura 5.25 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = -0,3 A$	66
Figura 5.26 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = -0,3 A$	67
Figura 5.27 – Simulação da tensão e corrente no motor para $i_{ref} = -0,3 A$	67
Figura 5.28 – Simulação do ciclo de trabalho para $i_{ref} = -0,3$	67
Figura 6.1 – Diagrama do arranjo experimental.....	68
Figura 6.2 – Fotografia do arranjo experimental montado em laboratório.	69
Figura 6.3 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal e proteção.....	71
Figura 6.4 – Esquemático do circuito para conversão de $+5 V$ para $-5 V$	72
Figura 6.5 – Fotografia da placa de apoio acoplada ao DSP.....	72
Figura 6.6 – Circuito lógico para proteção das chaves de uma mesma perna.....	74
Figura 6.7 – Esquemático do circuito para proteção das chaves do conversor.	74
Figura 6.8 – Fluxograma do código embarcado para conversor em malha aberta.....	76
Figura 6.9 – Conversão do sinal proveniente do sensor de corrente.	77
Figura 6.10 – Fluxograma do código embarcado para conversor em malha fechada. ...	78
Figura 6.11 – Tensão e corrente no motor para $D = 40\%$	80
Figura 6.12 – Tensão e corrente no motor para $D = 50\%$	81
Figura 6.13 – Tensão e corrente no motor para $D = 90\%$	82
Figura 6.14 – Ciclo de trabalho x Tensão média no motor ($D > 0$).....	83
Figura 6.15 – Ciclo de trabalho x Corrente média no motor ($D > 0$).	84
Figura 6.16 – Tensão e corrente no motor para $D = -30\%$	85
Figura 6.17 – Tensão e corrente no motor para $D = -50\%$	86
Figura 6.18 – Ciclo de trabalho x Tensão média no motor ($D < 0$).....	87
Figura 6.19 – Ciclo de trabalho x Corrente média no motor ($D < 0$).	88
Figura 6.20 – Corrente no motor e erro de corrente para $i_{ref} = 0,5 A$	89
Figura 6.21 – Ciclo de trabalho aplicado para $i_{ref} = 0,5 A$	90
Figura 6.22 – Corrente no motor e erro de corrente para $i_{ref} = -0,4 A$	91
Figura 6.23 – Ciclo de trabalho para $i_{ref} = -0,4 A$	92

Figura 6.24 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.6.....	93
Figura 6.25 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.7.....	95
Figura 6.26 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.8.....	96

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Parâmetros do modelo matemático e suas respectivas unidades.....	8
Tabela 2.2 – Quadrantes de operação de um motor CC.....	10
Tabela 3.1 – Configurações possíveis de tensão e corrente de saída de um conversor em ponte completa.....	18
Tabela 4.1 – Dados do motor e redutor do fabricante Maxon Motor [7].....	26
Tabela 4.2 – Dados do motor Bosch e redutor da MKS Redutores [8], [9].....	27
Tabela 4.3 – Componentes utilizados na montagem experimental.....	43
Tabela 5.1 – Parâmetros do motor CC Maxon Motor [7].....	52
Tabela 6.1 – Lógica de intertravamento entre as chaves de uma mesma perna.....	73
Tabela 6.2 – Tensão média no motor para ciclos de trabalho positivos.....	82
Tabela 6.3 – Corrente média no motor para ciclos de trabalho positivos.....	83
Tabela 6.4 – Tensão média no motor para ciclos de trabalho negativos.....	86
Tabela 6.5 – Corrente média no motor para ciclos de trabalho negativos.....	87
Tabela 6.6 – Referências positivas de corrente.....	93
Tabela 6.7 – Referências negativas de corrente.....	94
Tabela 6.8 – Referências de corrente positiva para negativa.....	95

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

O presente trabalho aborda o desenvolvimento de um *driver* para acionamento, em 2 quadrantes, de um motor de corrente contínua com controle de corrente por *software* em DSP. O projeto foi desenvolvido no Laboratório de Instrumentação e Fotônica (LIF), pertencente ao Programa de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ.

O *driver* faz parte de um projeto de pesquisa e desenvolvimento do LIF para a Ampla Energia e Serviços S.A, uma importante concessionária brasileira de distribuição de energia elétrica. O projeto em questão é conhecido como Concentrador Fotovoltaico, o qual visa a geração de energia elétrica através da utilização de espelhos concentrando a luz do Sol em um painel fotovoltaico.

A fim de elevar a eficiência do sistema, será implementada uma estratégia de acompanhamento do Sol pelos espelhos, nos eixos horizontal e vertical, de maneira que esses reflitam a luz solar no painel fotovoltaico ao longo de todo o dia. Ao todos, serão utilizados sete espelhos, conforme ilustra a Figura 1.1.

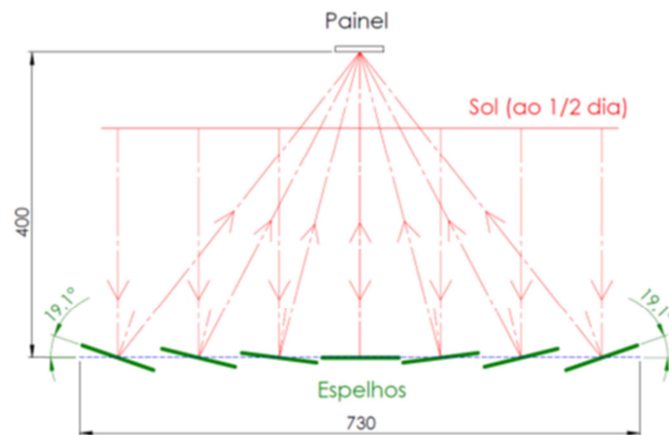


Figura 1.1 – Ilustração de espelhos concnecentrando a luz solar em um painel fixo

Conversores CC-CC são largamente utilizados para acionamento de motores de corrente contínua. O desenvolvimento de *drivers* para motores é uma importante aplicação da área de eletrônica de potência [1],[2],[3]. Nesse trabalho foi desenvolvido um conversor CC-CC em ponte completa a fim de acionar os motores que realizam o movimento dos espelhos.

O conversor em ponte completa é ideal para a aplicação citada, pois com essa topologia é possível controlar a amplitude e a polaridade da tensão de saída, bem como a amplitude e o sentido da corrente no motor.

A Figura 1.2 é uma fotografia do primeiro protótipo de laboratório desenvolvido no LIF, ainda com apenas um espelho. Nela é possível visualizar os motores responsáveis pelo movimento nos dois eixos de rotação.



Figura 1.2 – Fotografia do protótipo de laboratório do projeto Concentrador Fotovoltaico

1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho é projetar um *driver* de potência para acionamento dos motores de corrente contínua do projeto Concentrador Fotovoltaico. O *driver* deve ser capaz de acionar o motor em ambos os sentidos a partir de uma referência de corrente.

A corrente no motor será controlada por *software* implementado em DSP, no qual também estão inseridos um controlador de velocidade e um controlador de posição, previamente desenvolvidos no LIF [4]. A saída do controlador de posição é referência para o controlador de velocidade, que por sua vez gera a referência para o controlador de corrente, conforme ilustra o esquema da Figura 1.3.

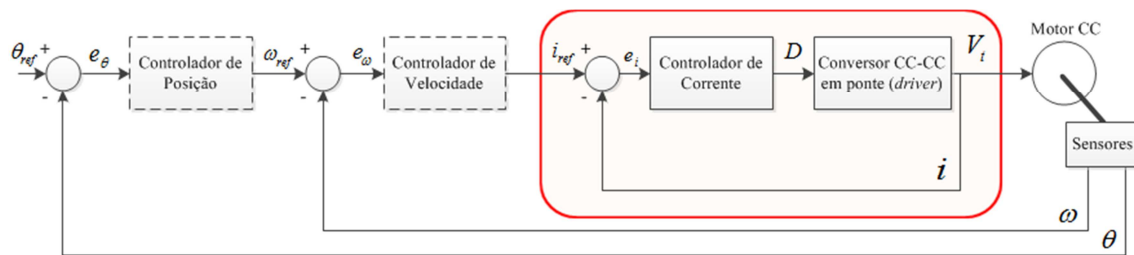


Figura 1.3 – Acionamento de um motor de corrente contínua.

A instância contida na caixa da Figura 1.3 será desenvolvida nesse trabalho e apresentada ao longo dos capítulos que se seguem.

1.3 Metodologia

Inicialmente, foi realizado um estudo acerca das topologias de conversores CC-CC, a fim de escolher a que melhor se adequa às especificações do projeto Concentrador Fotovoltaico. Em seguida, definiu-se o método de controle a ser utilizado e sua frequência de chaveamento.

Realizou-se, então, o dimensionamento dos dispositivos do circuito, incluindo a escolha da chave de potência a ser utilizada. Foram desenvolvidas diversas placas de teste até que se chegasse a configuração final do *driver*. As placas de teste possibilitaram o redimensionamento de alguns dispositivos. O projeto do conversor foi auxiliado por simulações em PSCAD/EMTDC.

Por fim, foi realizado o projeto de um controlador de corrente e implementado um algoritmo para esse controle em DSP. A realimentação do sinal de corrente foi feita através de um sensor de corrente de efeito Hall. Houve a necessidade do desenvolvimento de circuitos de condicionamento de sinal e proteção para adequar as correntes medidas à faixa de trabalho do DSP.

1.4 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em seis capítulos dispostos da seguinte forma: no capítulo 1 são descritos a motivação que impulsionou a realização desse projeto, o objetivo do trabalho e a metodologia para a realização do mesmo.

No capítulo 2 são apresentados os fundamentos teóricos acerca de motores de corrente contínua, tais como uma breve introdução sobre suas aplicações, seu princípio

de funcionamento, levantamento do modelo matemático do motor CC e os quadrantes de operação.

No capítulo 3 são apresentadas as topologias de conversores CC-CC usualmente empregadas em acionamentos de motores de corrente contínua, sendo elas: conversor *Buck*, conversor *Boost*, conversor *Buck-Boost* e conversor em ponte completa.

O projeto do sistema é apresentado no capítulo 4. São tratados os aspectos empregados nesse projeto, tais como, a especificação dos motores que se deseja acionar, o projeto do conversor CC-CC em ponte completa e considerações práticas a respeito dos circuitos necessários para o correto funcionamento do conversor. É realizada também uma estimativa da potência dissipada nas chaves. O projeto do controlador de corrente é descrito ao final do capítulo.

No capítulo 5, são mostradas as simulações realizadas a fim de validar o circuito dimensionado e auxiliar no projeto do controlador de corrente a ser implementado. Foi simulado o conversor operando em malha aberta e com realimentação de corrente.

Em seguida, no capítulo 6 é apresentada a montagem experimental para realização dos testes de bancada com a versão final do conversor projetado, bem como a implementação do controle em DSP. Desta forma, são mostrados os resultados dos ensaios de bancada, os quais são comparados com os valores teóricos e os obtidos em simulação.

Por fim, no capítulo 7 é realizada uma discussão acerca do trabalho como um todo, apresentando uma revisão dos procedimentos executados, as dificuldades de implementação encontradas, propostas de melhorias e trabalhos futuros e conclusões finais.

2 MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

2.1 Introdução

Motores de corrente contínua (motores CC) vêm sendo utilizados em diversos segmentos da indústria ao longo dos anos. Tais motores têm perdido mercado devido ao desenvolvimento de técnicas de acionamento de corrente alternada, as quais permitiram sua substituição por motores de indução ou motores síncronos acionados por inversores.

Entretanto, motores CC são ainda muito utilizados em aplicações que exigem uma larga faixa de velocidades ou controle preciso de velocidade ou posição na saída do motor, devido a facilidade com que podem ser controlados. Tal característica, associada a sua versatilidade e simplicidade de acionamento, garante seu uso continuado em diversos segmentos [5].

No projeto Concentrador Fotovoltaico, optou-se por utilizar motores de corrente contínua de ímã permanente para movimentar os espelhos que refletem o sol no painel. Cada espelho possuirá um motor próprio para realização de seu movimento vertical. Por outro lado, um segundo motor será responsável pelo movimento horizontal de todos os espelhos em conjunto.

2.2 Princípio de funcionamento

O motor de corrente contínua é constituído por uma parte rotativa (rotor) e uma estacionária (estator). No rotor, está localizado o enrolamento de armadura, o qual é formado por diversas bobinas conectadas entre si formando um laço fechado. O estator é caracterizado por um enrolamento que conduz corrente contínua, sendo utilizado para produção do fluxo principal de operação da máquina. Esse enrolamento é denominado enrolamento de campo.

No motor de corrente contínua, o fluxo magnético do estator é gerado nas bobinas de campo pela corrente contínua. Da mesma forma, os enrolamentos de armadura do rotor são alimentados por uma tensão contínua. O princípio de funcionamento do motor é baseado nas forças produzidas da interação entre o campo magnético estabelecido pelo enrolamento de campo e a corrente de armadura no rotor. O sentido de rotação do motor depende do sentido do campo e da corrente de armadura.

Além do enrolamento de armadura, encontra-se no rotor do motor de corrente contínua um comutador. Esse comutador é um conversor mecânico responsável pela transferência de energia ao enrolamento do rotor. A ligação elétrica entre a armadura e o exterior, em geral, é realizada por escovas, as quais deslizam sobre o comutador quando ele gira.

Com o deslocamento dos condutores de armadura no campo, surgem tensões induzidas internas, conhecidas como força contra-eletromotriz. Essas forças atuam no sentido contrário à tensão aplicada aos terminais do motor.

Nos motores CC de ímã permanente, o enrolamento de campo é substituído por um ímã permanente, resultando em uma construção mais simples. Os ímãs não necessitam de excitação externa nem dissipam a potência correspondente para criar campos magnéticos na máquina, caracterizando uma vantagem desse tipo de máquina. Além disso, o espaço necessário para os ímãs permanentes pode ser inferior aos exigidos pelos enrolamentos de campo, e assim, as máquinas de ímã permanente podem ser menores e, em alguns casos, de custo inferior ao de seus similares de excitação externa [6].

2.3 Modelo matemático

O motor CC de ímã permanente não possui enrolamento de campo, desta forma, seu circuito equivalente é formado apenas pelo circuito de armadura. Esse é composto por uma resistência de armadura R_a em série com uma indutância L_a , que representa a indutância do enrolamento da armadura.

A fonte de tensão v_t é a tensão aplicada aos terminais de armadura, enquanto a tensão e_a representa a força contra-eletromotriz gerada pelo campo do rotor, quando o mesmo está em movimento. A corrente i_a que circula pela armadura é determinada pelos parâmetros citados anteriormente, que podem ser relacionados aplicando-se a Lei das malhas de Kirchhoff ao circuito de armadura:

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad 2.1$$

A equação 2.1 é ilustrada pelo circuito equivalente da Figura 2.1.

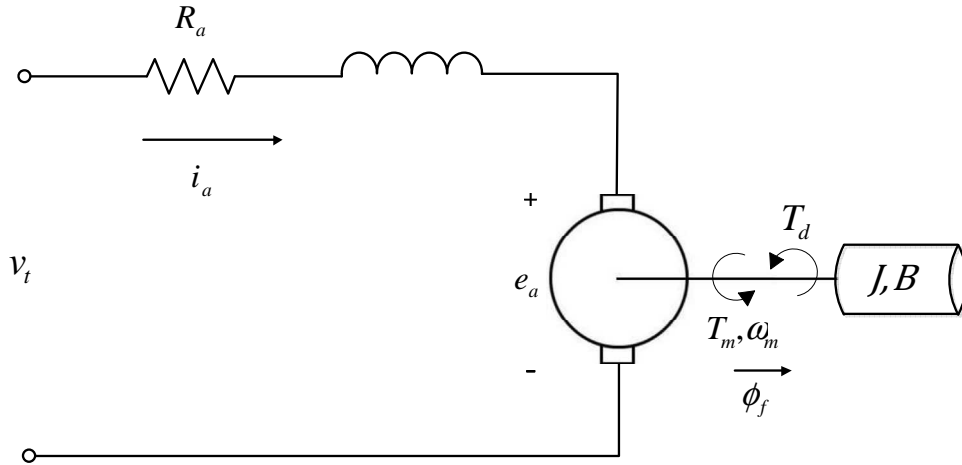


Figura 2.1 – Circuito equivalente de um motor CC de ímã permanente.

O torque produzido pelo motor é indicado por T_m , enquanto T_d representa o torque de uma carga conectada ao eixo. A constante J representa o momento de inércia do motor e a constante B indica seu coeficiente de atrito viscoso. A velocidade angular no eixo do motor é dada por ω_m .

O fluxo de campo é representado por ϕ_f . Em motores CC de ímã permanente, o ímã localizado no estator produz um fluxo de campo constante. Desprezando o efeito da reação de armadura, a força contra eletromotriz e_a pode ser considerada como proporcional à velocidade ω_m e ao fluxo de campo ϕ_f :

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m = k_E \omega_m \quad 2.2$$

na qual $k_E = k_e \phi_f$ é a constante de velocidade do motor.

O torque T_m é produzido através da interação do fluxo de campo ϕ_f e da corrente de armadura i_a :

$$T_m = k_t \phi_f i_a = k_T i_a \quad 2.3$$

na qual $k_T = k_t \phi_f$ é a constante de torque do motor.

Aplicando-se a lei de Newton para movimento rotacional, pode-se escrever:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - B\omega_m - T_d \quad 2.4$$

na qual $J \frac{d\omega_m}{dt}$ representa o torque inercial e $B\omega_m$ representa o torque contrário ao movimento devido ao atrito viscoso, supondo que esse seja uma função linear de ω_m .

As equações 2.1 a 2.4 constituem o conjunto básico de equações que modelam o motor CC de ímã permanente. A partir destas equações podemos obter as funções de

transferência do motor. Considerando as condições iniciais nulas e aplicando a transformada de Laplace a ambos os lados do conjunto básico de equações, obtém-se:

$$V_t(s) = E_a(s) + (R_a + L_a s)I_a(s) \quad 2.5$$

$$E_a(s) = k_E \Omega_m(s) \quad 2.6$$

$$T_m(s) = k_T I_a(s) \quad 2.7$$

$$(B + Js)\Omega_m(s) = T_m(s) - T_d(s) \quad 2.8$$

Considerando a velocidade do motor $\Omega_m(s)$ como saída, após algumas manipulações algébricas das equações 2.5 a 2.8, a função de transferência do motor é dada por:

$$\Omega_m(s) = \frac{k_T}{(B + Js)(R_a + L_a s) + k_T k_E} V_t(s) - \frac{R_a + L_a s}{(B + Js)(R_a + L_a s) + k_T k_E} T_d(s) \quad 2.9$$

Considerando o torque de carga T_d nulo, pode-se obter a relação entre a a velocidade do motor $\Omega_m(s)$ e a tensão aplicada aos terminais de armadura $V_t(s)$:

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_t(s)} = \frac{k_T}{(B + Js)(R_a + L_a s) + k_T k_E} \quad 2.10$$

A partir das equações 2.5 a 2.8 é possível a descrição por digrama de blocos como o da Figura 2.2.

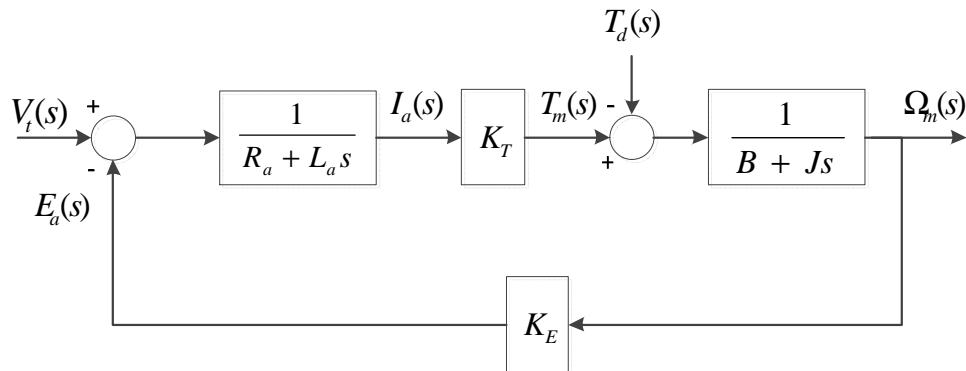


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um motor CC de ímã permanente.

A Tabela 2.1 lista os parâmetros citados no levantamento do modelo matemático do motor CC e suas respectivas unidades.

Tabela 2.1 – Parâmetros do modelo matemático e suas respectivas unidades.

<i>Parâmetros</i>	<i>Unidade</i>
R_a	Ω
L_a	H
v_t	V
i_a	A

<i>Parâmetros</i>	<i>Unidade</i>
e_a	V
Φ_m	Wb
ω	rad/s
T_m	$N.m$
T_d	$N.m$
J	$kg.m^2$
B	$kg.m/rad/s$
k_T	$N.m/A$
k_E	$V/rad/s$

2.4 Quadrantes de operação

Do ponto de vista do acionamento dos motores de corrente contínua, pode-se definir, no plano “Torque x Velocidade”, quatro regiões de operação, como indicado na Figura 2.3. Nota-se que esse plano pode ser colocado em termos do valor médio da corrente de armadura (I_a) e da tensão nos terminais do motor (V_t).

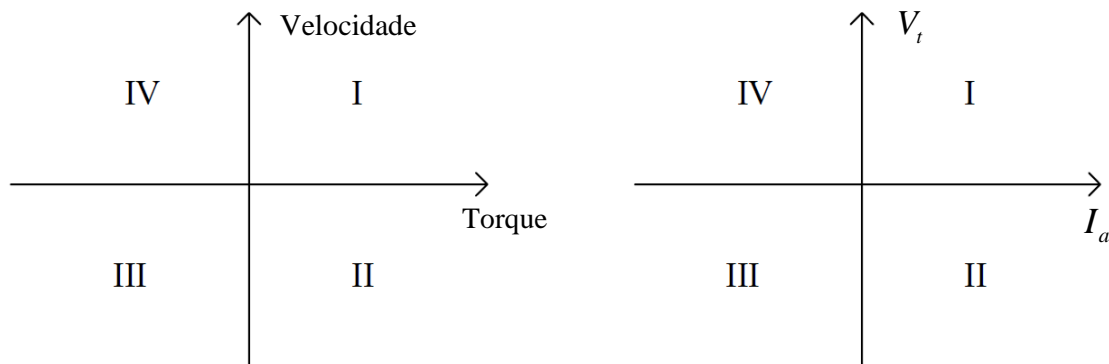


Figura 2.3 – Quadrantes de operação do motor CC.

No quadrante I tem-se torque e velocidade positivos, indicando que a máquina está operando como motor e girando num dado sentido. Em termos de tração, pode-se dizer que se está operando em tração para frente.

No quadrante III, tanto o torque quanto a velocidade são negativos, caracterizando uma operação de aceleração em ré.

Já os quadrantes II e IV são caracterizadas por uma operação do motor em frenagem. Em II, tem-se velocidade negativa (movimento em ré) e torque positivo, enquanto em IV, tem-se velocidade positiva (movimento em avanço) e torque negativo.

Podemos resumir os quadrantes de operação de acordo com a Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Quadrantes de operação de um motor CC.

<i>Quadrante</i>	<i>Torque</i>	<i>Velocidade</i>	<i>Sentido de rotação</i>	<i>Varição de velocidade</i>
I	> 0	> 0	em avanço	acelera
II	> 0	< 0	à ré	freia
III	< 0	> 0	à ré	acelera
IV	< 0	< 0	em avanço	freia

3 CONVERSORES CC-CC

Um dos maiores inconvenientes para a ampla utilização da energia em CC é a dificuldade de variar os níveis de tensão e corrente. Em sistemas de corrente alternada, essa ação pode ser facilmente realizada através do uso transformadores.

Já em corrente contínua, os conversores CC-CC são utilizados para converter uma fonte de tensão contínua de um nível para outro. Esses conversores tem sido amplamente utilizados em aplicações industriais, suas aplicações mais comuns são em fontes de alimentação chaveadas e acionamento de motores de corrente contínua [1].

Existem duas topologias básicas de conversores CC-CC não isolados, que são o abaixador de tensão (conversor *buck*) e o elevador de tensão (conversor *boost*). Com a combinação e alterações nestas duas estruturas chega-se em várias outras estruturas de conversores CC-CC.

Existe ainda uma gama de conversores CC-CC isolados, que os quais possuem um transformador em sua topologia, proporcionando isolação galvânica entre a fonte de alimentação e a carga, sendo as topologias básica os conversores *flyback* e *forward*. Tais conversores não serão abordados nesse trabalho.

3.1 Controle dos Conversores CC-CC

Nos conversores CC-CC a tensão de saída deve ser controlada para atingir um nível desejado, mesmo diante de flutuações na tensão de entrada ou na carga. Conversores CC-CC chaveados utilizam uma ou mais chaves para levar a tensão CC de um nível a outro. A tensão média de saída é controlada a partir da variação do tempo de chaveamento das chaves, ou seja, o tempo em que permanecem ligadas (t_{on}) e desligadas (t_{off}).

Um dos métodos de controle de conversores CC-CC consiste no chaveamento a uma frequência constante (consequentemente um período de chaveamento constante, dado por $T = t_{on} + t_{off}$) e ajuste do tempo em que a chave permanece ligada. Este método é conhecido como chaveamento PWM (*Pulse-Width Modulation – Modulação por Largura de Pulso*).

Em um método de controle mais geral, a frequência de chaveamento e o tempo em que a chave permanece ativa são variados. A variação da frequência de chaveamento dificulta a filtragem do *ripple* das tensões de entrada e saída do conversor [1].

No chaveamento PWM, uma tensão de controle $v_{control}$ é comparada a um sinal dente-de-serra (ou triangular). A comparação é tal que quando a tensão do sinal se torna menor do que o controle, um pulso é gerado para ativar as chaves do conversor.

A Figura 3.1 ilustra um sinal PWM com frequência de chaveamento igual a $f_s = 2,5 \text{ KHz}$. Um sinal triangular $v_{triangle}$ (em azul) é comparado a uma tensão de controle $v_{control}$ (em vermelho), gerando o sinal de disparo (em verde) para as chaves.

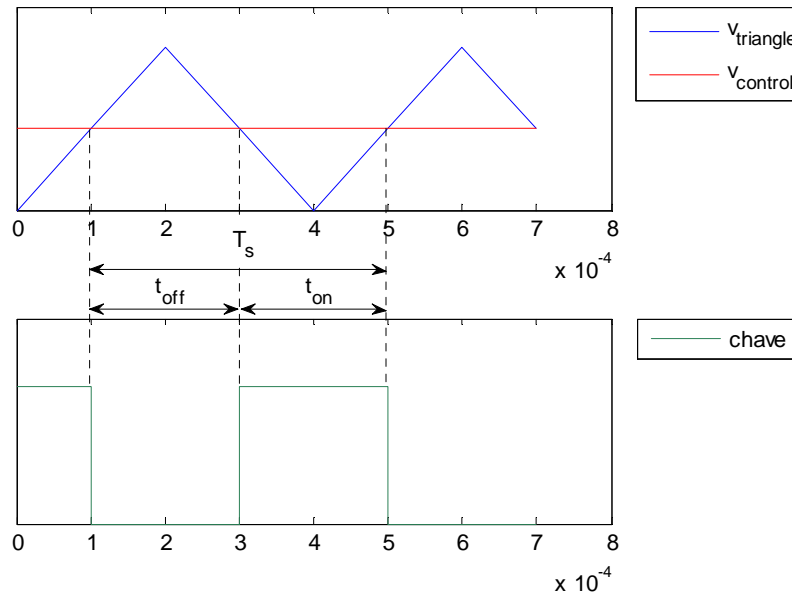


Figura 3.1 – Controle e sinal de disparo de um PWM.

O período de chaveamento é dado por:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad 3.1$$

O ciclo de trabalho (*duty cycle*) D é definido como o tempo percentual durante o qual a chave está ativada em relação ao período do ciclo:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad 3.2$$

No exemplo da Figura 3.1, o período total é de $T_s = \frac{1}{2,5 \times 10^3} = 4 \times 10^{-4} \text{ s}$ e a chave fica ativada por exatamente $t_{on} = 2 \times 10^{-4} \text{ s}$. Aplicando a equação 3.2, o ciclo de trabalho correspondente é igual a:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{2 \times 10^{-4}}{4 \times 10^{-4}} = 0,5 \equiv 50\% \quad 3.3$$

O ciclo de trabalho também pode ser definido como a relação entre o sinal de controle e a amplitude do sinal dente-de-serra ou triangular.

$$D = \frac{v_{control}}{V_{st}} \quad 3.4$$

na qual, V_{st} é a amplitude do sinal dente-de-serra ou triangular.

3.2 Conversor abaixador (*Buck*)

O conversor abaixador, também conhecido como conversor *Buck*, produz uma tensão média de saída menor do que a tensão média de entrada V_d . A principal aplicação desse tipo de conversor é em fontes CC reguladas e controle de velocidade de motores CC.

A fim de analisar o princípio de funcionamento, a Figura 3.2 mostra o circuito básico de um conversor abaixador, com uma carga puramente resistiva.

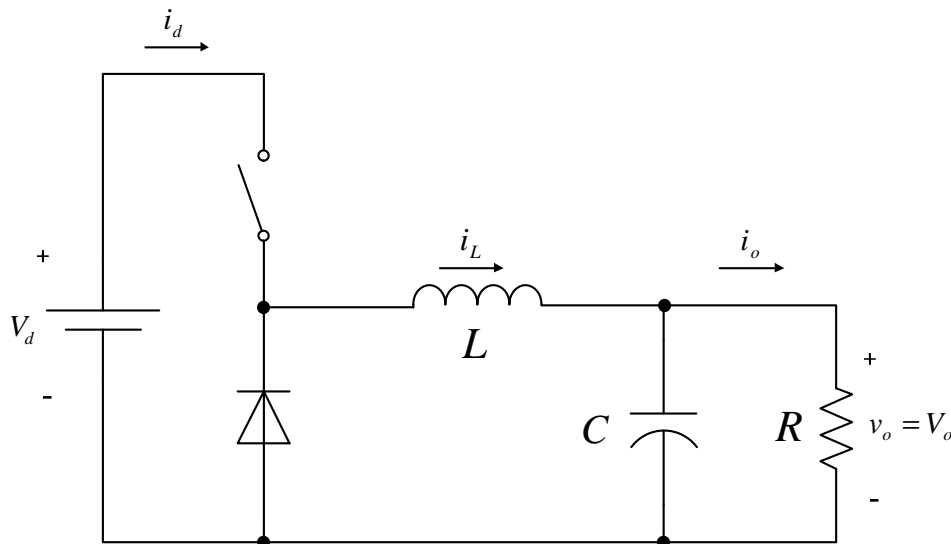


Figura 3.2 – Conversor Abaixador (*Buck*).

Quando a chave está fechada por um tempo t_{on} , o diodo fica reversamente polarizado e transfere-se energia da fonte para o indutor e para o capacitor, resultando em uma tensão positiva $v_L = V_d - V_o$ no indutor. Essa tensão provoca um crescimento linear na corrente do indutor i_L .

Quando a chave é aberta, o diodo passa a conduzir e a corrente i_L flui através dele devido a energia armazenada no indutor, resultando em $v_L = -V_o$. A energia armazenada no indutor é entregue ao capacitor e a carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior que a corrente da carga i_o , a diferença carrega o

capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprimindo a diferença a fim de manter constante a corrente na carga.

Durante a condução do diodo, se a corrente pelo indutor não vai a zero diz-se que o circuito opera no modo contínuo. Caso contrário tem-se o modo descontínuo. Em geral, prefere-se operar no modo contínuo devido a haver, neste caso, uma relação bem determinada entre a largura de pulso e a tensão média de saída. Essa relação pode ser obtida a partir do comportamento do indutor, que transfere energia da entrada para saída.

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt$$

$$(V_d - V_o)t_{on} - V_o(T_s - t_{on}) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad 3.5$$

O ciclo de trabalho aplicado na chave pode ser variado de 0 a 1 , portanto a tensão de saída pode assumir valores de 0 até V_d , desprezando as perdas associadas aos elementos do circuito.

3.3 Conversor elevador (*Boost*)

Ao contrário do conversor abaixador, o conversor elevador, também conhecido como conversor *Boost*, produz uma tensão média de saída maior do que a tensão média de entrada V_d . Esse tipo de conversor também é utilizado em fontes CC reguladas e em frenagem regenerativa de motores CC [1]. A Figura 3.3 mostra o circuito básico de um conversor elevador, com uma carga puramente resistiva.

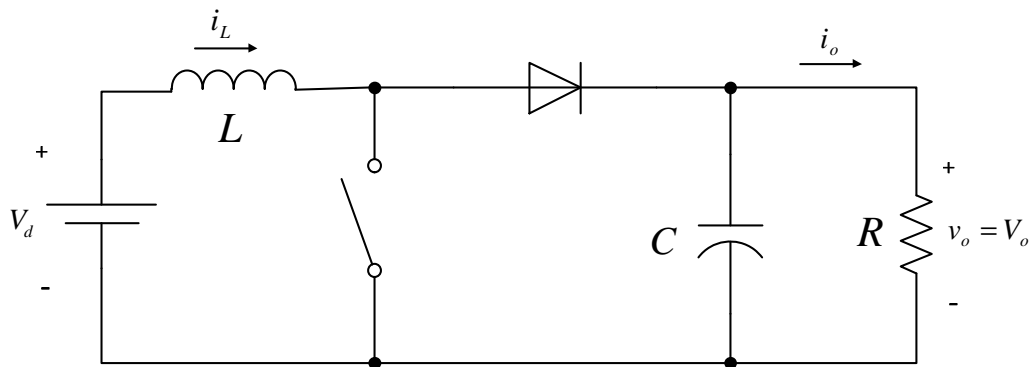


Figura 3.3 – Conversor elevador (*Boost*).

Pela Figura 3.3, é fácil ver que, quando a chave está fechada durante um tempo t_{on} , o diodo fica reversamente polarizado, isolando o restante do circuito. Durante esse tempo, toda energia da fonte é armazenada no indutor.

Quando a chave é desligada, o capacitor e carga recebem a energia armazenada no indutor juntamente com a da fonte de alimentação, garantindo assim uma tensão de saída superior à tensão de entrada do circuito.

O conversor Boost também pode operar nos modos de condução contínua e descontínua. Mais uma vez, a relação entre a tensão de saída e entrada é bem definida para condução contínua e pode ser retirada a partir da análise do comportamento do elemento armazenador de energia:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt$$

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o)(T_s - t_{on}) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{T_s - t_{on}} = \frac{1}{1 - D} \quad 3.6$$

O ciclo de trabalho pode variar de 0 a 1. Quando assume o valor zero, a tensão de saída fica igual a tensão de entrada. Já quando o ciclo de trabalho tende à unidade, a tensão de saída tenda para infinito. Entretanto, na prática, os elementos parasitas e não ideais do circuito (como as resistências do indutor e da fonte) impedem o crescimento da tensão acima de um certo limite, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída.

3.4 Conversor abaixador-elevador (*Buck-Boost*)

O conversor abaixador-elevador, também conhecido como conversor *Buck-Boost*, une a característica dos dois conversores apresentados anteriormente. Esse conversor pode operar como abaixador (*Buck*) e como elevador (*Boost*), ou seja, a tensão média de saída pode ser menor ou maior do que a tensão média de entrada, dependendo do ciclo de trabalho aplicado a sua chave.

A topologia do conversor elavador-abaixador pode ser obtida através da combinação em cascata do conversor *Buck* e do conversor *Boost*, conforme mostra a Figura 3.4. É importante ressaltar que nesse tipo de conversor a tensão de saída tem polaridade oposta à tensão de entrada. Desta forma, a principal aplicação do conversor

abaixador-elevador é em fontes CC reguladas, nas quais se deseja uma tensão de saída com polaridade inversa ao terminal comum da tensão de entrada.

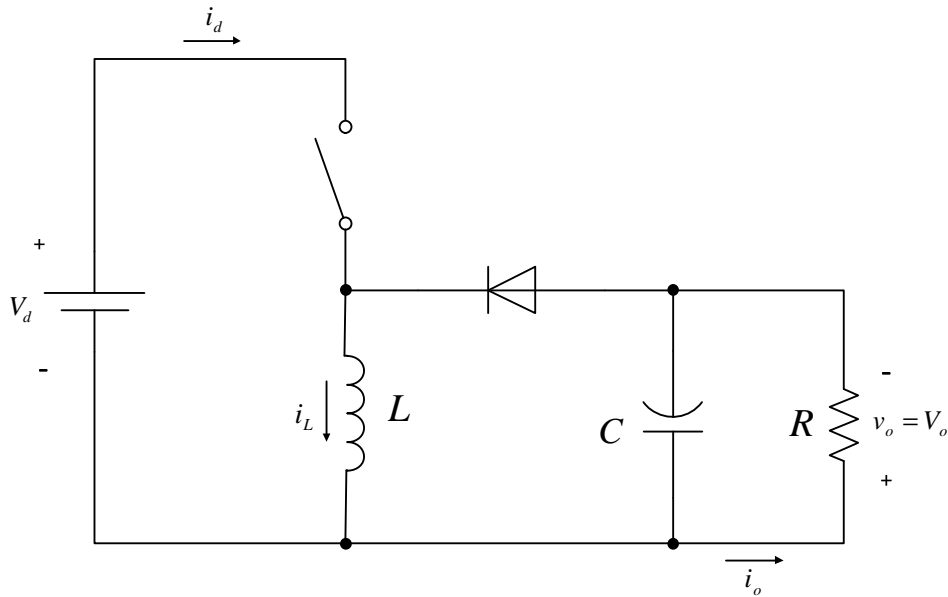


Figura 3.4 – Conversor abaixador-elevador (*Buck-Boost*).

Quando a chave está ligada, transfere-se energia da fonte para o indutor. O diodo está reversamente polarizado e o capacitor alimenta a carga. Quando a chave é ligada, a continuidade de corrente no indutor se faz pela condução do diodo. A energia armazenada no indutor é entregue ao capacitor e à carga. Durante esse intervalo, nenhuma energia é suprida pela fonte de alimentação.

A corrente no indutor pode estar em condução contínua ou descontínua. Analisando o comportamento do indutor durante o chaveamento, podemos obter a seguinte relação, para operação em condução contínua:

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt$$

$$V_d t_{on} - V_o (T_s - t_{on}) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s - t_{on}} = \frac{D}{1 - D} \quad 3.7$$

Para $0 < D < 0,5$ o conversor opera como abaixador, já para $0,5 < D < 1$ o conversor opera como elevador. Em $D = 0,5$, a tensão média de saída é igual a tensão média de entrada. Assim como no conversor *Boost*, os elementos parasitas e não ideais do circuito impedem o crescimento da tensão acima de um certo limite, quando este está operando como elevador.

3.5 Conversor em ponte completa

O conversor em ponte completa é o mais utilizado em *drivers* comerciais para acionamento de motores de corrente contínua em velocidade variável. A tensão de entrada V_d tem amplitude fixa e, dependendo do controle das chaves do conversor, é possível controlar a amplitude e a polaridade da tensão de saída V_o , bem como a amplitude e o sentido da corrente de saída i_o .

A Figura 3.5 mostra a topologia básica de um conversor CC-CC em ponte completa. Devido aos diodos conectados em anti-paralelo com as chaves, deve-se fazer uma distinção entre o estado ligado e o estado de condução das chaves. Quando a chave está ligada, ela pode ou não estar conduzindo corrente, dependendo da direção da corrente de saída i_o .

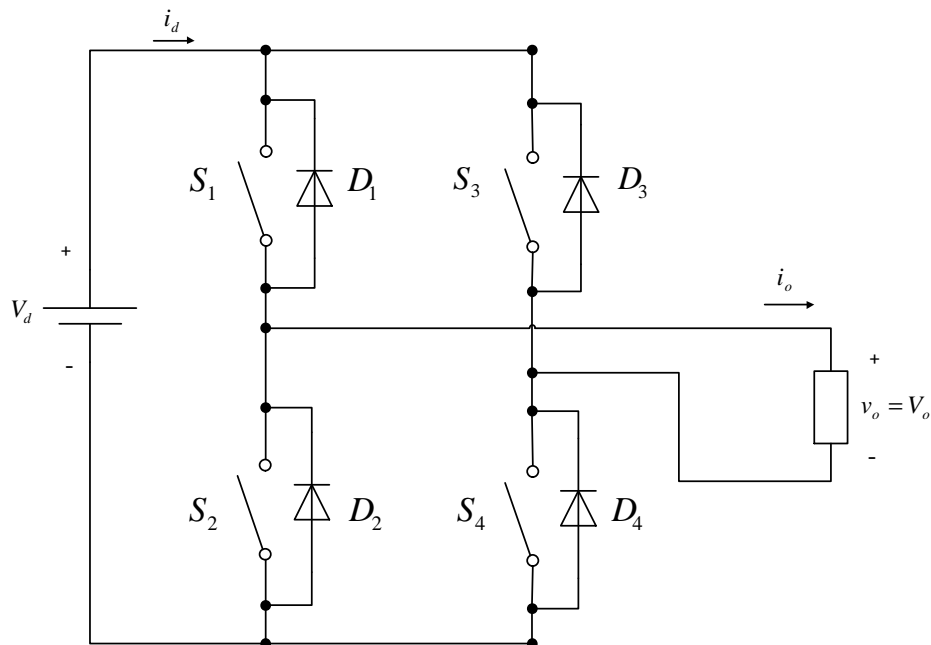


Figura 3.5 – Conversor em ponte completa.

O conversor em ponte completa é formado por duas pernas. Cada perna possui duas chaves, com seus respectivos diodos em anti-paralelo. As chaves de cada perna são comutadas de acordo com o método de chavemaneto empregado.

No conversor em ponte completa, a corrente de saída i_o pode circular em ambos os sentidos, enquanto a tensão de saída pode ser igual a $+V_d$, $-V_d$ ou zero. As configurações possíveis, dependendo do elemento que está em condução, são mostradas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Configurações possíveis de tensão e corrente de saída de um conversor em ponte completa.

<i>Velocidade</i>	<i>Corrente de saída</i>	<i>Elemento em condução</i>
$v_o = +V_d$	$i_o > 0$	S_1 e S_4
	$i_o < 0$	D_1 e D_4
$v_o = -V_d$	$i_o > 0$	D_3 e D_2
	$i_o < 0$	S_3 e S_2
$v_o = 0$	$i_o > 0$	S_1 e D_3 ou S_4 e D_2
	$i_o < 0$	S_3 e D_1 ou S_2 e D_4

É fácil ver que utilizando o conversor em ponte completa podemos acionar motores de corrente contínua nos quatro quadrantes de operação apresentados no Capítulo 2, diferentemente dos conversores CC-CC apresentados anteriormente, com os quais é possível trabalhar em apenas um quadrante de operação.

A Figura 3.6 mostra quais elementos estão em condução para a operação do conversor no 1º quadrante.

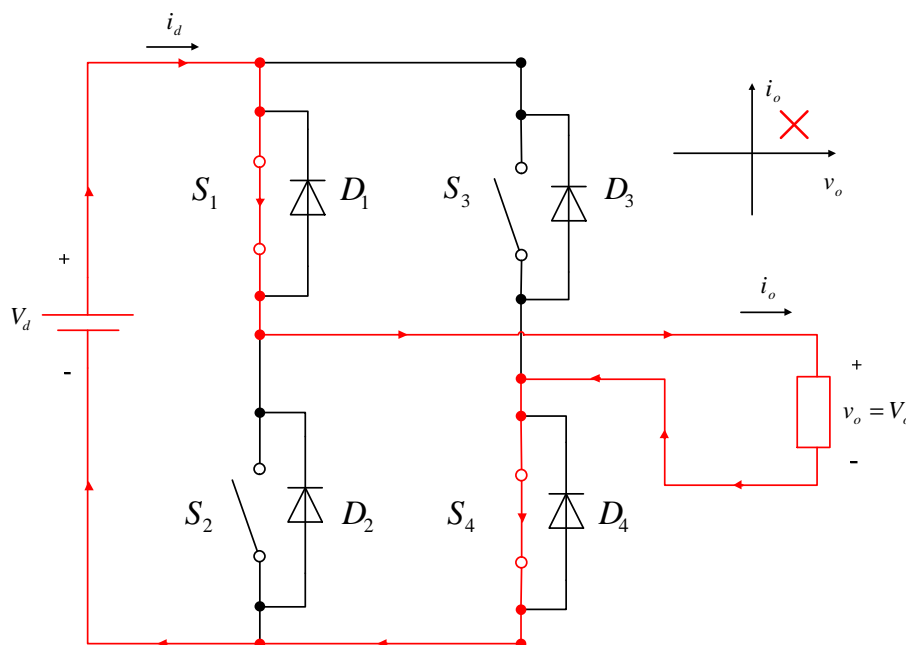


Figura 3.6 – Conversor operando no 1º quadrante.

Com o conversor operando no 1º quadrante, a fonte fornece energia e a carga recebe energia. As chaves S_1 e S_4 estão em condução, resultando em $v_o = V_d$ e $i_o > 0$.

O conversor pode operar também entre o 1º e o 2º quadrante. Isso ocorre quando a chave S_1 permanece fechada e S_4 é aberta. Nesse caso, a corrente circula através de S_1 e do diodo D_3 no sentido positivo $i_o > 0$ até se extinguir e a tensão na

carga é igual a zero $v_o = 0$, uma vez que a fonte está desligada da carga. O mesmo ocorre quando, ao invés de abrir S_4 , abre-se a chave S_1 e mantém-se a chave S_4 fechada. Nesse caso, a corrente circula através de S_4 e do diodo D_2 .

A Figura 3.7 ilustra a operação do conversor no 2º quadrante, indicando dispositivos estão em condução.

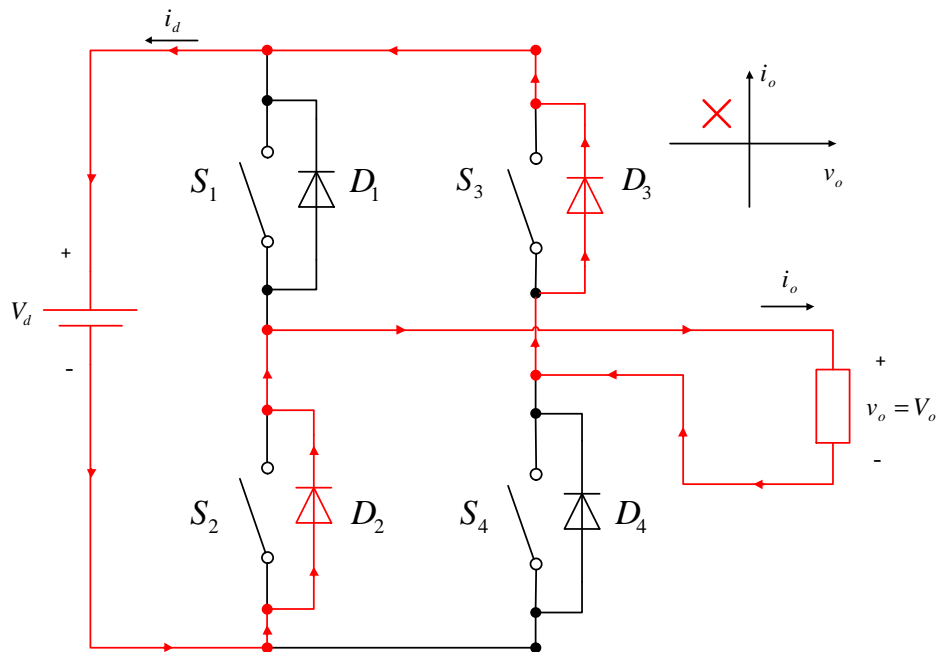


Figura 3.7 – Conversor operando no 2º quadrante.

Com o conversor operando no 2º quadrante, a fonte recebe energia e a carga fornece energia. Os diodos D_2 e D_3 estão em condução, resultando em $v_o = -V_d$ e $i_o > 0$.

A operação do conversor no 3º quadrante é apresentada na Figura 3.8.

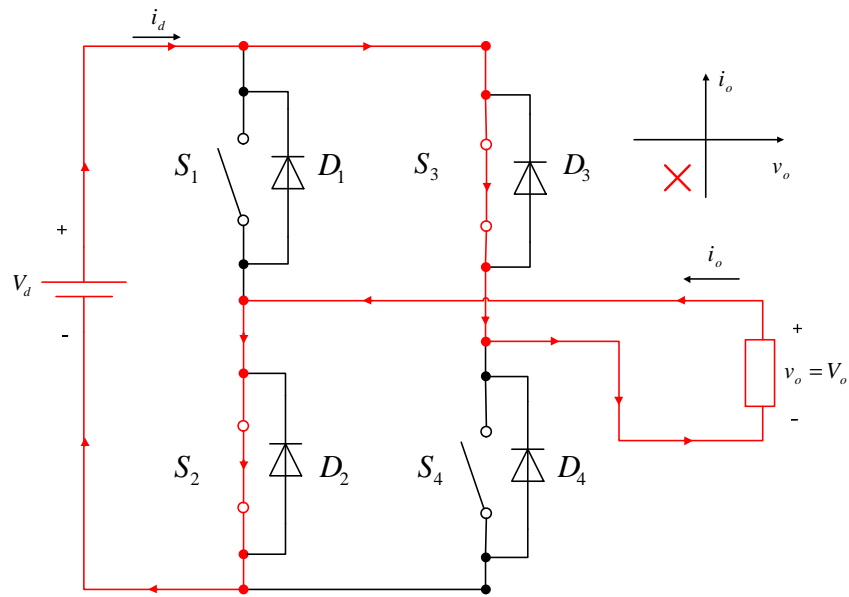


Figura 3.8 – Conversor operando no 3º quadrante.

Com o conversor operando no 3º quadrante, a fonte fornece energia e a carga recebe energia. As chaves S_3 e S_2 estão em condução, resultando em $v_o = -V_d$ e $i_o < 0$.

Pode-se operar entre o 3º e o 4º quadrante. Mantém-se a chave S_3 fechada e abre-se S_2 . A corrente irá circular através de S_3 e do diodo D_1 no sentido negativo $i_o < 0$ até se extinguir e a tensão sobre a carga é nula, uma vez que fonte está desconectada da mesma. O mesmo ocorre quando desligando a chave S_3 e mantendo-se S_2 ligada. Aqui, a corrente irá circular através de S_2 e do diodo D_4 .

A operação do conversor no 4º quadrante é exemplificada na Figura 3.9.

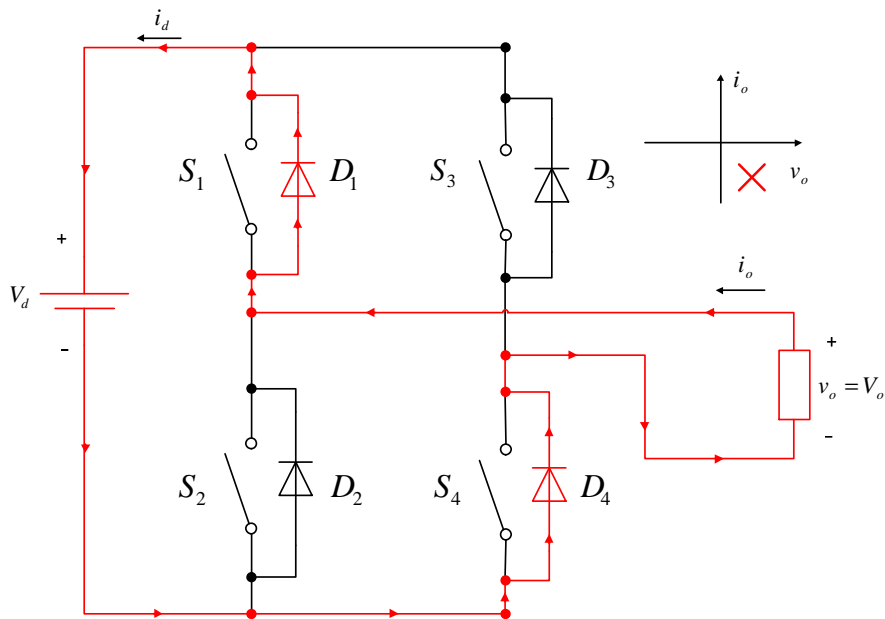


Figura 3.9 – Conversor operando no 4º quadrante.

Com o conversor operando no 4º quadrante, a fonte recebe energia e a carga fornece energia. Os diodos D_1 e D_4 estão em condução, resultando em $v_o = V_d$ e $i_o < 0$.

O chaveamento das chaves do conversor é feito através de um sinal PWM. Dependendo da estratégia de chaveamento utilizada, é possível escolher em quais quadrantes de operação pode-se trabalhar. Existem duas estratégias de chaveamento PWM para o controle de conversores em ponte completa: PWM com chaveamento bipolar e PWM com chaveamento unipolar.

No PWM com chaveamento bipolar, (S_1, S_4) e (S_2, S_3) são tratados como pares de chaves, e as chaves de cada par são ligadas ou desligadas simultaneamente. Já no chaveamento unipolar, também conhecido como duplo chaveamento, as chaves de cada perna são controladas independente da outra perna.

3.5.1 PWM com chaveamento bipolar

O PWM bipolar é assim conhecido pois com essa estratégia a tensão na carga varia entre $+V_d$ e $-V_d$. Nesse chaveamento as chaves (S_1, S_4) e (S_2, S_3) são controladas aos pares. Elas podem ser controladas de forma independente ou complementar.

No chaveamento bipolar independente, aplica-se o sinal PWM ao par (S_1, S_4) e mantem-se as chaves (S_2, S_3) desligadas. Com isso, é possível operar no 1º e 2º quadrantes. O acionamento no 3º e 4º quadrantes é feito aplicando-se o sinal PWM ao par (S_2, S_3) e mantendo-se (S_1, S_4) desligados.

A Figura 3.10 exemplifica o controle das chaves do conversor em ponte completa com chaveamento bipolar independente nas duas situações possíveis.

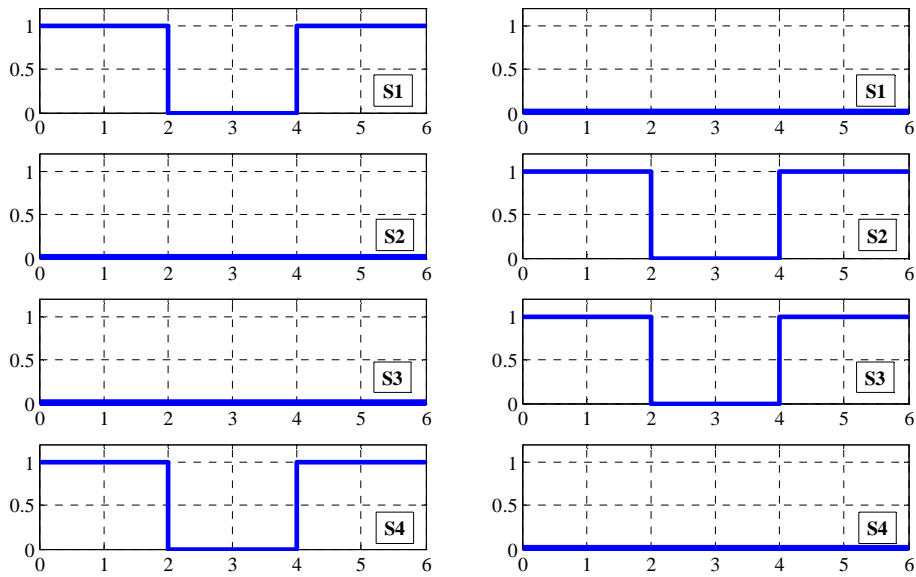


Figura 3.10 – Chaveamento bipolar independente.

No chaveamento bipolar complementar, aplica-se um sinal PWM às chaves (S_1, S_4) e um sinal PWM complementar ao par (S_2, S_3). Ou seja, quando se desliga um par se liga outro. Isto garante a não existência de descontinuidade na corrente pois, quando ela tende a se anular (circulando pelos diodos), os transistores acionados em antiparalelo permitirão sua reversão. A Figura 3.11 mostra quais chaves devem ser acionadas nesse tipo de chaveamento.

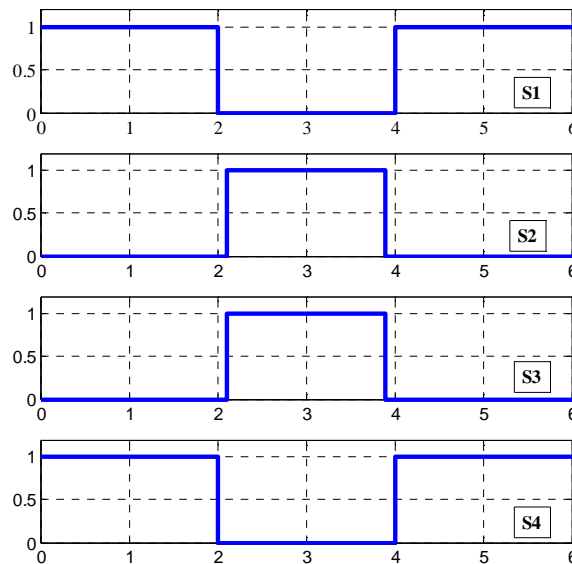


Figura 3.11 – Chaveamento bipolar complementar.

O inconveniente do chaveamento bipolar complementar é que, mesmo com o motor parado (tensão média nula) os transistores estão sendo acionados com ciclo de trabalho de 50%. Para se ter uma tensão média positiva na carga, o intervalo de condução de

(S_1, S_4) deve ser superior ao de (S_2, S_3) . Analogamente, para uma tensão média negativa, as chaves (S_2, S_3) devem conduzir por mais tempo que (S_1, S_4) .

Na prática, para acionamento com sinal complementar, deve-se implementar um “tempo morto” entre as chaves, a fim de evitar que duas chaves de uma mesma perna entrem em condução ao mesmo tempo. Esse tempo pode ser observado na Figura 3.11.

3.5.2 PWM com chaveamento unipolar

Com o PWM unipolar, a tensão na carga varia entre 0 e $+V_d$ ou entre 0 e $-V_d$. Nessa estratégia, as chaves não são controladas aos pares.

Para tensão terminal positiva, aplica-se o sinal PWM sobre S_1 e mantém-se S_4 sempre ligada. O período de circulação ocorrerá não através da fonte, mas numa malha interna, formada por S_4 e D_2 , fazendo com que a tensão terminal se anule. O mesmo pode ser feito aplicando-se o sinal PWM na chave S_4 e mantendo-se S_1 sempre ligada. Nessa configuração, o período de circulação ocorre entre S_1 e o diodo D_3 . A Figura 3.12 exemplifica o controle PWM para as duas situações citadas.

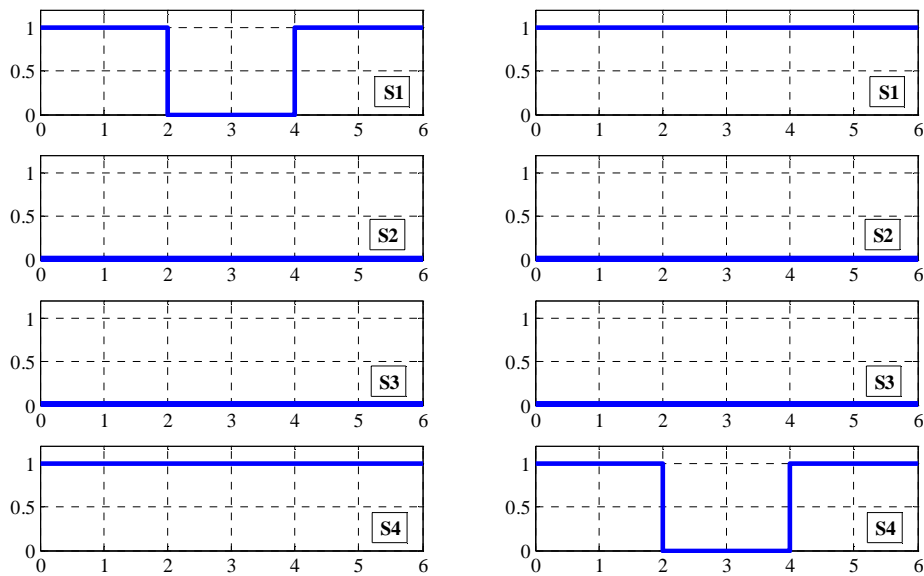


Figura 3.12 – Chaveamento unipolar para V_o positiva.

Para tensão terminal negativa mantém-se S_2 sempre ligado, fazendo-se a modulação sobre S_3 . O período de circulação não ocorrerá através da fonte, mas numa malha interna formada pela chave S_2 e o diodo D_4 . Outra alternativa é aplicar o sinal PWM sobre S_2 e manter S_3 sempre ligada. Dessa forma, o período de circulação ocorre entre a malha interna formada por a S_3 e D_1 . Esse controle pode ser visualizado na Figura 3.13.

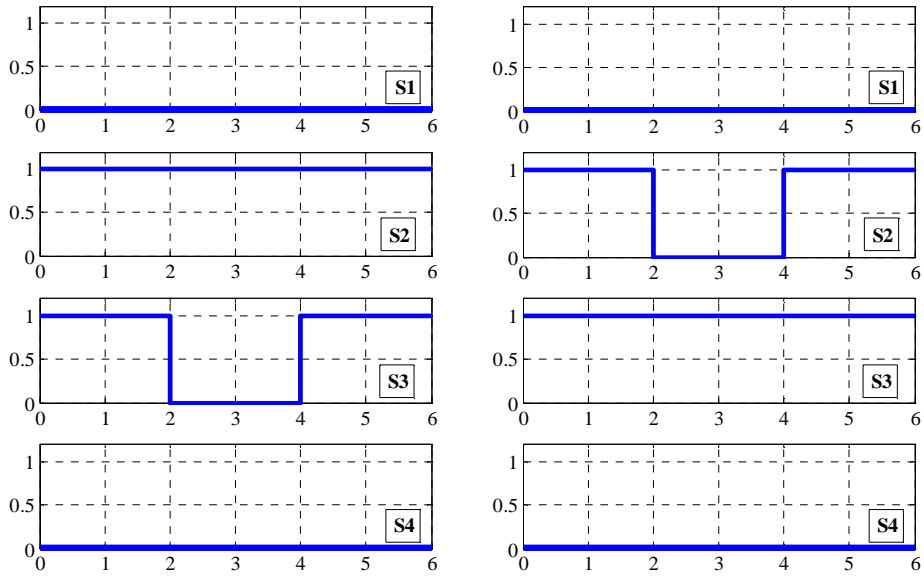


Figura 3.13 – Chaveamento unipolar para V_o negativa.

O acionamento unipolar não permite frenagem regenerativa, uma vez que a corrente que circula pelos diodos não retorna para a fonte. Com essa estratégia pode-se operar no 1° e 3° quadrantes.

4 PROJETO DOS CIRCUITOS E CONTROLES

4.1 Especificação dos motores de corrente contínua

No projeto Concentrador Fotovoltaico deseja-se implementar uma estratégia de rastreamento do sol por espelhos que se movimentam ao longo do dia, com a finalidade de refletir o sol em um painel fotovoltaico fixo e assim, possivelmente, elevar sua geração de energia. O movimento dos espelhos será realizado por motores de corrente contínua de ímã permanente.

O primeiro passo para o projeto de um *driver* para acionamento destes motores é conhecer as especificações de cada um. Por simplicidade, optou-se por especificar todos os motores do projeto com a mesma tensão nominal. Assim, o mesmo circuito de potência utilizado para acionar o motor que realiza o movimento horizontal será utilizado para o acionamento dos motores responsáveis pelo movimento vertical de cada espelho. Um circuito responsável por chavear a saída do *driver* para o motor que se deseja acionar foi desenvolvido em paralelo a esse trabalho no Laboratório de Instrumentação e Fotônica.

Foi especificado para o projeto um motor CC de ímã permanente a fim de realizar o movimento horizontal dos sete espelhos previstos no projeto Concentrador Fotovoltaico. Seu torque foi estimado para suportar o peso dos espelhos em conjunto com seus respectivos suportes metálicos sujeitos a condições externas às quais o sistema possa ser submetido em campo, como por exemplo, ventos fortes. Fez-se então uma estimativa das características de um conjunto motor (com escovas) + redutor, que se encaixaria no projeto: torque na saída do redutor de, aproximadamente, 100 N.m , velocidade na saída do redutor cerca de 13 rpm e tensão nominal do motor igual a 24 V .

Após uma pesquisa de fabricantes e distribuidores, o conjunto motor selecionado que melhor se adequa as especificações propostas, foi do fabricante Maxon Motor que possui como representante no Brasil a empresa TREFFER. O motor escolhido é da linha Maxon DC Motor, *order number* 353295. A caixa de redução é da linha Maxon Gear, *order number* 110413 [7]. Os principais dados do motor e da redução são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Dados do motor e redutor do fabricante Maxon Motor [7].

<i>Dados do motor</i>	
Tensão nominal	24 V
Velocidade a vazio	3960 rpm
Corrente a vazio	665 mA
Velocidade nominal	3710 rpm
Torque nominal	485 mN.m
Corrente Nominal	9,4 A
<i>Dados da redução</i>	
Redução	1: 308
Máximo torque	120 N.m

A Figura 4.1 mostra uma foto do motor adquirido, já acoplado a caixa de redução.



Figura 4.1 – Motor e redutor do fabricante Maxon Motor.

Diferentemente do motor para movimento horizontal, que será usado para movimentar sete espelhos ao mesmo tempo, o movimento vertical dos espelhos será realizado independentemente, através da utilização de um motor de corrente contínua para cada espelho. O peso de um espelho é de, aproximadamente, 20 kg. Com base nessa informação, foi estimado o torque necessário para elevar um espelho e seu suporte metálico, além de uma folga de 10 N.m para que o motor consiga realizar o movimento vertical do espelho sob condições de vento.

O motor selecionado que atende às especificações citadas foi do fabricante Bosch, acoplado a uma caixa de redução da MKS Redutores. O motor é da linha CEP, código F006WM0310 [8]. Já a caixa de redução é da linha MR-3 [9]. A Figura 4.2 mostra o conjunto comprado.



Figura 4.2 – Motor Bosch CEP e redutor MR-3 da MKS Redutores.

Os principais dados do motor e redutor são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Dados do motor Bosch e redutor da MKS Redutores [8], [9].

<i>Dados do motor</i>	
Tensão nominal	24 V
Corrente nominal	5 A
Velocidade nominal	45 rpm
Torque nominal	10 N.m
<i>Dados da redução</i>	
Redução	1:30
Máximo torque	20 N.m
Rotação de saída	83,33 rpm

4.2 Projeto do conversor CC-CC

No projeto de um conversor, o principal objetivo é otimizar seu custo, tamanho, peso, eficiência e confiabilidade. Alguns fatores tem relação direta com as metas que se deseja atingir, são eles: a correta escolha da topologia do conversor para a aplicação desejada, o método de chaveamento a ser empregado em conjunto com a escolha da frequência de chaveamento.

Aliado a isso, deve-se selecionar o dispositivo semiconductor de potência que melhor se adequa às decisões tomadas anteriormente. Recomenda-se também projetar uma indutância a ser acrescentada em série com a carga, a fim de diminuir as oscilações na corrente de saída. A seguir, são apresentados os passos do projeto do conversor CC-CC proposto nesse trabalho.

4.2.1 Escolha da topologia do conversor

Nos conversores *Buck*, *Boost* e *Buck-Boost*, a potência do conversor flui em apenas uma direção, por conseguinte, sua tensão e corrente permanecem unipolares e unidirecionais. Deste modo, é possível acionar o motor em apenas uma de suas regiões de operação [2].

Por outro lado, o conversor em ponte completa permite acionamento do motor nos quatro quadrantes, ou seja, o motor pode trabalhar nos dois sentidos de rotação (para frente ou para trás) conforme acelera ou freia. Para operação do conversor em frenagem regenerativa, uma fonte de alimentação capaz de absorver corrente deve ser utilizada.

No projeto Concentrador Fotovoltáico não se faz necessário a operação do motor em frenagem, desta forma, um conversor em ponte completa capaz de acionar o motor no 1° (acelerando para frente) e 3° quadrantes (acelerando para trás) satisfaz os requisitos citados.

4.2.2 Escolha do método de controle

Um sinal PWM deve ser utilizado para o controle das chaves do conversor, podendo ser empregado um PWM com chaveamento bipolar ou um PWM com chaveamento unipolar, pois ambos permitem o acionamento nos quadrantes desejados. O método de chaveamento selecionado para este trabalho foi um PWM unipolar.

Para gerar o sinal PWM de comando das chaves é utilizado um DSP (*Digital Signal Processor*). O chaveamento unipolar permite aproveitar a máxima resolução da saída PWM do DSP, ao contrário do chaveamento bipolar, com o qual ocorre a perda de um *bit* para determinação do sentido de rotação do motor. Além disso, com esse método de chaveamento não há necessidade de implementação de um “tempo morto” entre os sinais de comando das chaves.

4.2.3 Escolha da frequência de chaveamento

A frequência de chaveamento do sinal PWM deve ter um período muito menor do que a constante de tempo elétrica da carga, a fim de permitir uma reduzida ondulação na corrente e, portanto, no torque, além de garantir a operação do conversor no modo de condução contínua. A constante elétrica do motor é dada por:

$$\tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad 4.1$$

na qual R_a e L_a são a resistência e a indutância de armadura do motor.

Entretanto, é importante ressaltar que elevadas frequências de chaveamento resultam em maiores perdas nos dispositivos semicondutores, reduzindo assim a eficiência do conversor. Portanto, deve-se escolher uma frequência de chaveamento intermediária, que garanta baixa ondulação de corrente na carga e baixas perdas no conversor.

Circuitos para acionamento de motores de corrente contínua atualmente disponíveis no mercado trabalham com frequência de chaveamento na faixa de 10 a 40 kHz, como é o caso do MINI MAESTRO DRIVE [10], já utilizado em outros trabalhos desenvolvidos no LIF, que opera com uma frequência de chaveamento igual a 20kHz. Desta forma, a frequência de chaveamento utilizada nesse trabalho é de 10kHz, a qual é compatível com os valores empregados atualmente em *drivers* comerciais.

Utilizando os dados do motor do fabricante Maxon Motor, a relação entre o período de chaveamento escolhido e a constante de tempo elétrica da carga é dada pela equação 4.2.

$$\tau_a = \frac{0,0000308}{0,0821} = 0,000375$$

$$\frac{\tau_a}{T_s} = \frac{0,000375}{0,0001} = 3,75 \quad 4.2$$

4.2.4 Seleção dos dispositivos de potência

A topologia do conversor CC-CC em ponte completa utiliza quatro chaves de potência dispostas em duas pernas. Essas chaves devem estar acompanhadas de um diodo em anti-paralelo, a fim de oferecer caminho para a corrente. IGBTs e MOSFETs podem ser utilizados para essa aplicação.

O IGBT é um dispositivo de potência com as vantagens de transistor bipolar de junção (TBJ) e de um MOSFET. Ele tem comutação de saída e características em condução de um transistor bipolar, mas é controlado por tensão, como um MOSFET. Isso significa que esse dispositivo combina a capacidade de manipulação de alta tensão e corrente de um transistor bipolar com a facilidade de controle de um MOSFET. As estruturas do IGBT e MOSFET são muito semelhantes, porém uma pequena diferença

em sua estrutura é suficiente para produzir algumas distinções sobre qual dispositivo utilizar em uma determinada aplicação.

IGBTs têm sido o dispositivo preferido nas condições de baixo ciclo de trabalho, baixa frequência ($\leq 20 \text{ kHz}$), e pequenas variações de carga. Eles também tem sido os dispositivos utilizados em aplicações que empregam tensões elevadas ($> 1000 \text{ V}$), temperaturas de junção admissíveis elevadas ($> 100^\circ\text{C}$) e alta potência de saída ($> 5 \text{ kW}$) [11].

Algumas aplicações típicas incluem: IGBT em controle de motores, onde a frequência de operação é de $\approx 20 \text{ kHz}$, fontes de alimentação ininterrupta com carga constante e, normalmente, de baixa frequência, solda, etc.

Já MOSFETs são mais utilizados em aplicações com operação de alta frequência ($> 200 \text{ kHz}$), ampla variações de carga, ciclos longos, aplicações de baixa tensão ($< 250 \text{ V}$) e potência de saída mais baixa ($< 500 \text{ W}$). Tipicamente, as aplicações de MOSFETs incluem fonte de alimentação chaveadas, carregamento de baterias, entre outras [11].

Como IGBTs tem sido comumente utilizados em acionamentos de motores e sua faixa de frequência se enquadra na frequência de chaveamento do conversor CC-CC projetado, esse trabalho utiliza o IGBT IRG4BC20FD da Internacional Rectifier™ [12]. Esse é um dispositivo rápido, otimizado para aplicações de médias frequências de chaveamento e seu empacotamento já inclui diodos em anti-paralelo para configurações em ponte, como é o caso desse projeto. O acionamento desse IGBT é feito por uma tensão entre *gate* e emissor igual a 15 V , que pode ser elevada até no máximo 20 V .

4.2.5 Estimativa da indutância em série com o motor

A corrente de saída do conversor CC-CC em ponte completa possui uma ondulação que depende da frequência de chaveamento utilizada. Porém, como já dito anteriormente, elevadas frequências de chaveamento resultam em altas perdas de comutação nas chaves de potência.

Uma grande ondulação de corrente pode causar problemas de comutação e até mesmo encurtar o tempo de vida do motor. Por estas razões, a amplitude da ondulação da corrente de um motor de corrente contínua deve se limitada a um valor aceitável (geralmente 10% de $I_{nominal}$).

A indutância de armadura do motor auxilia na filtragem da corrente, diminuindo sua ondulação. Contudo, alguns motores de corrente contínua possuem uma indutância de armadura muito baixa. O motor CC do fabricante Maxon Motor utilizado no projeto Concentrador Fotovoltaico possui uma resistência de armadura igual a $R_a = 0,0821 \Omega$ e uma indutância de armadura igual a $L_a = 0,0308 \text{ mH}$ [7]. Já o motor CC da Bosch não fornece essa informação em sua folha de dados.

O motor de corrente contínua da Maxon Motor, que irá realizar o movimento horizontal dos espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico, possui corrente nominal igual a $9,4 \text{ A}$. Já o motor da Bosch, responsável pelo movimento vertical dos espelhos, tem uma corrente nominal de $5,0 \text{ A}$. Entretanto, sabe-se que esses motores irão operar muito abaixo de suas correntes nominais.

O projeto da estrutura mecânica de suporte dos espelhos e a especificação de caixas de redução a serem acopladas no eixo dos motores visa diminuir o torque visto pelo motor para realização do movimento dos espelhos e, conseqüentemente, reduzir o valor da corrente a ser aplicada aos terminais do motor. Além disso, no projeto completo a referência de corrente será proveniente de um controlador de posição. Para o acompanhamento do sol, os motores irão ajustar sua posição cerca de 5 graus em intervalos de tempo pré-determinados. Para realizar esse pequeno movimento, estima-se que as referências de corrente sejam inferiores a $2,0 \text{ A}$.

A fim de auxiliar na filtragem da corrente de armadura do motor, foi estimado o valor da indutância mínima a ser adicionada em série com o motor para garantir um *ripple* de corrente igual a 5% da corrente de operação dos motores, ou seja, $\Delta i_L = \pm 0,05 \times 2,0 = \pm 0,1 \text{ A}$.

A Figura 4.3 mostra o comportamento da corrente de saída do conversor para um ciclo de trabalho igual a 50% e frequência de chaveamento de 10 kHz , como é o caso desse trabalho. Nesse exemplo a corrente média de saída é igual a 150 mA e tem uma ondulação de $\pm 50 \text{ mA}$.

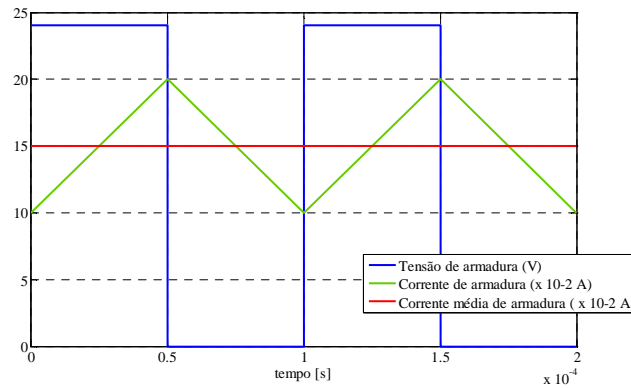


Figura 4.3 – Corrente de saída de um conversor em ponte completa.

A indutância mínima para o valor de ondulação desejado pode ser calculada a partir da queda de tensão no indutor:

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad 4.3$$

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

Supondo uma queda de tensão no indutor igual a 10% da tensão nominal dos motores, ou seja, $V_L = 2,4 V$ e considerando a situação da Figura 4.3, na qual $T_s = 100 \mu s$. A corrente cresce enquanto a tensão no motor é positiva, isto é, durante $50 \mu s$ e decai nos $50 \mu s$ restantes. Temos, então:

$$L \geq V_L \times \frac{\Delta t}{\Delta i_L}$$

$$L \geq 2,4 \times \frac{50 \times 10^{-6}}{0,1} = 1,2 mH \quad 4.4$$

Não foi necessário o projeto de um indutor específico para essa aplicação, pois havia disponível no Laboratório de Instrumentação e Fotônica um indutor de $3,42 mH$ que satisfaz o requisito mínimo estimado e contribui ainda mais para diminuir a ondulação de corrente.

É de fundamental importância lembrar que a indutância acrescentada possui uma resistência associada a ela que deve ser levada em consideração. A resistência do indutor medida foi de $0,7 \Omega$. O acréscimo do indutor em série com o motor acaba por mudar a constante de tempo da carga, antes dada pela equação 4.1, agora dada por:

$$\tau_a = \frac{L_a + L}{R_a + R_L} \quad 4.5$$

Utilizando os valores da folha de dados do motor CC da Maxon Motor que irá realizar o movimento horizontal dos espelhos, e o valores de indutância e resistência do indutor acrescentado em série com o motor na prática, encontramos:

$$\tau_a = \frac{0,0000308 + 0,00342}{0,0821 + 0,7} = 0,00412 \quad 4.6$$

4.3 Considerações práticas

A Figura 3.5, apresentada no Capítulo 3, mostra a topologia básica de um conversor CC-CC em ponte completa. Entretanto, ela não contém o circuito necessário para acionamento das chaves de potência. Além disso, existem outros importantes cuidados que devem ser levados em consideração na montagem experimental do conversor, como por exemplo, o isolamento das chaves da parte superior do *driver* e as preocupações na elaboração do *layout*.

A seguir são apresentadas as dificuldades encontradas na montagem experimental do conversor, as resultantes modificações e acréscimos que tiveram que ser adicionados ao projeto original.

4.3.1 Isolamento das chaves superiores

Em topologias de conversores em meia ponte ou ponte completa, o circuito de acionamento das chaves de cima do conversor (S_1 e S_3), que recebem o sinal PWM, deve ser isolado das chaves de baixo (S_2 e S_4).

É comum a utilização de fontes de alimentação isoladas para cada um dos IGBTs da parte de cima da ponte, enquanto os IGBTs da parte de baixo não necessitam de alimentação isolada quando o método de chaveamento é unipolar.

Fontes de alimentação composta por transformadores costumam ocupar um espaço significativo da placa de circuito impresso e exigem considerações de projeto de *layout*.

A primeira placa de circuito impresso desenvolvida para testes em laboratório era composta por um circuito em meia ponte, com a finalidade de testar o funcionamento do conversor em um quadrante de operação do motor, ou seja,

acionando-o apenas em um sentido de rotação. Essa placa utilizava uma fonte de alimentação isolada de 12V para alimentação do circuito de *driver* do IGBT superior.

O conversor em ponte completa foi montado em uma segunda placa de testes, a qual utilizava ainda duas fontes de alimentação isoladas com transformadores com tensão de saída igual a 15 V para a alimentar o circuito de *driver* das chaves de cima do conversor.

As fontes isoladas foram montadas em placas de circuito impresso separadas da placa principal que contém o conversor. O espaço ocupado, peso e consumo de energia eram fatores negativos que estimularam a busca por uma nova solução.

Na versão final do conversor em ponte completa, é utilizado um conversor CC-CC isolado da Murata Power Solutions™ NME2415DC [13]. Ele converte a tensão de 24 V da fonte de alimentação do circuito de potência para uma tensão de 15 V, garantindo isolamento galvânica entre elas. Apesar de também ser à base de transformador, o conversor vem integrado e pôde ser acoplado ao projeto do *layout* do circuito de potência, diminuindo tamanho e peso na composição do sistema completo. Sua única desvantagem foi o custo, considerado elevado em comparação com a solução anterior empregada.

4.3.2 Circuito de comando do IGBT

O circuito de *driver* citado anteriormente é um circuito necessário para comutação do IGBT. Esse circuito faz a interface entre o circuito de controle e o circuito de potência e tem a função de adequar o nível de tensão para a comutação da chave de potência, normalmente entre 10 a 20 V. Os parâmetros e funções do circuito de *driver* afetam significativamente o desempenho das chaves controladas, como suas perdas na transição do estado de bloqueio para o estado de condução, capacidade de proteção em um evento de curto-circuito, tempo de chaveamento e imunidade a altas derivadas de tensão [14],[15].

Os circuitos de comando normalmente possuem isolamento galvânica ou ótica. Os circuitos optoacopladores têm a vantagem de transmitir pulsos com frequência variável e com grande variação de razão cíclica, sem apresentar problemas de saturação, além de operarem com frequência na faixa de até centenas de *kHz* [16].

Aliado às vantagens citadas, os optoacopladores têm diminuído seu custo conforme têm ganhado mais espaço em diferentes aplicações. Assim, optou-se por

utilizar circuitos optoacopladores para acionar os IGBTs do conversor CC-CC em ponte completa.

A primeira placa de testes, um conversor em meia ponte, utilizava um optoacoplador de baixo custo 4N25 da Motorola™ que já havia disponível no LIF, alimentado por uma fonte isolada de 12 V. O esquemático desse circuito pode ser visto na Figura 4.4.

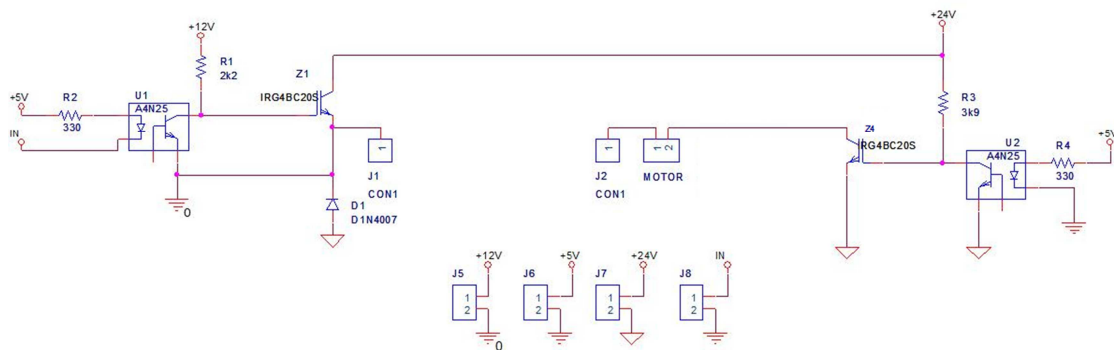


Figura 4.4 – Esquemático do conversor em meia ponte.

Para testar o conversor em meia ponte com chaveamento unipolar, foi necessário acrescentar um diodo na parte inferior da perna da direita, a fim de garantir uma passagem para corrente quando o IGBT Z_1 estiver aberto. Nesse primeiro teste, foi utilizado apenas um sinal de controle para a chave Z_1 e manteve-se a chave Z_4 sempre em condução.

O motor utilizado para ensaio experimental foi do fabricante Maxon Motor, descrito na primeira seção desse capítulo, o qual irá realizar o movimento horizontal dos sete espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico. Esse ensaio possibilitou observar algumas desvantagens do uso do optoacoplador 4N25.

A primeira delas foi a necessidade de se acrescentar um estágio de inversão do sinal antes de aplicá-lo ao optoacoplador. Utilizou-se um transistor operando na região de saturação ou corte para o circuito desse estágio. A segunda e maior desvantagem foi o tempo de resposta desse optoacoplador em relação à frequência de chaveamento utilizada ($T_s = 100 \mu s$), causando um atraso significativo no chaveamento do IGBT.

Posto isso, procurou-se no mercado optoacopladores específicos para *driver* de *gate* de IGBTs e MOSFETs. O optoacoplador utilizado na versão final do conversor é o HCPL-3150 da Avago Technologies™ [17]. A Figura 4.5 mostra o diagrama funcional e a tabela verdade desse optodriver.

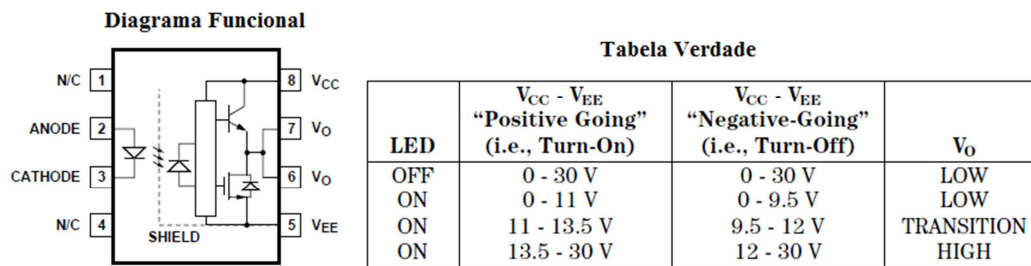


Figura 4.5 – Diagrama funcional e tabela verdade do optoacoplador HCPL-3150.

A partir da análise da tabela verdade é possível observar que o optodriver utilizado não inverte a fase do sinal original. Como consequência, não foi necessário utilizar um estágio de inversão do sinal, como no caso do optoacoplador 4N25.

Na segunda placa de testes foi montado o conversor CC-CC em ponte completa já com o optoacoplador HCPL-3150, o qual opera com tensão de alimentação de 15 a 30 V. Essa placa ainda não contava com os conversores isolados na parte superior da ponte e sim uma entrada para conectar fontes de alimentação isoladas de 15 V. O seu esquemático é apresentado na Figura 4.6.

As resistências acrescentadas entre a saída dos optoacopladores HCPL e o *gate* dos IGBTs foi calculada conforme a referência [18]. O optoacoplador aplica uma elevada tensão de *gate* ajudando a transferir rapidamente a carga necessária para comutação, minimizando assim as perdas na entrada em condução ao diminuir o tempo de subida da corrente de coletor .

Por outro lado, diminuindo-se o tempo de subida da corrente de coletor provoca-se um crescimento abrupto da mesma, incrementando a magnitude da corrente de recuperação reversa do diodo em anti-paralelo com o IGBT complementar. O resistor de *gate* acrescentado tem a função de controlar o tempo de subida da corrente de coletor do IGBT e o valor de di_C/dt [19].

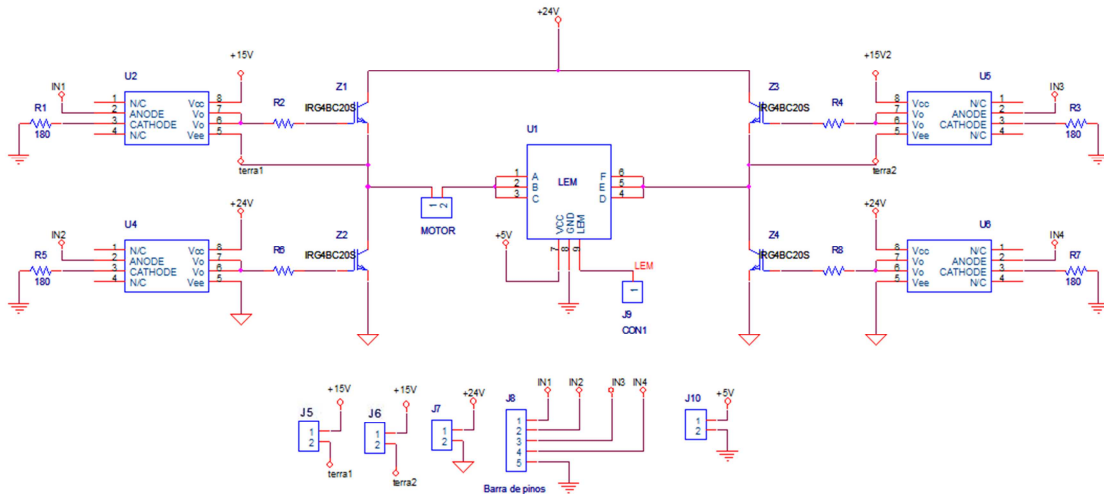


Figura 4.6 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão 1).

Nessa versão da placa foi incluído o sensor de corrente LTS 6-NP do fabricante LEM™ [20]. Com o conversor operando em malha aberta, o sensor é utilizado para verificar qual o valor da corrente de armadura quando aplicado um determinado ciclo de trabalho às chaves.

No projeto completo, com o conversor operando realimentado, o DSP faz aquisição da medida de corrente do sensor e compara com uma corrente de referência. A saída do sensor é um sinal de tensão entre 0 e 5V proporcional à corrente medida, conforme mostra o gráfico da Figura 4.7. Para sua alimentação foi utilizada a própria fonte de alimentação do DSP.

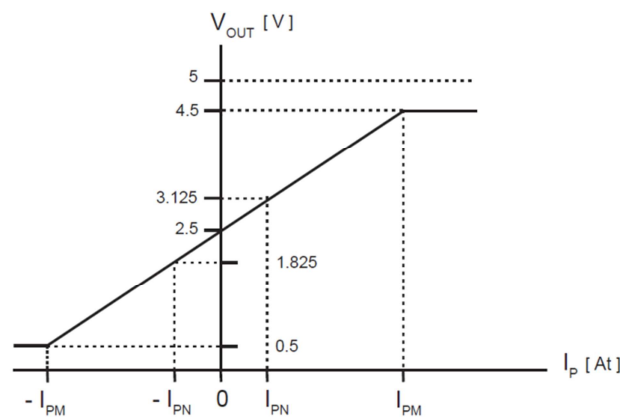


Figura 4.7 – Sinal de saída do sensor de corrente.

Uma terceira placa de testes foi elaborada, também utilizando o optoacoplador HCPL-3150. A diferença entre essa placa e a anterior foi a inclusão do conversor CC-CC isolado NME2415DC na alimentação do circuito de *driver* dos IGBTs da parte superior

da ponte. Essa modificação facilitou a montagem experimental em peso e tamanho e o esquemático de seu circuito pode ser visto na Figura 4.8.

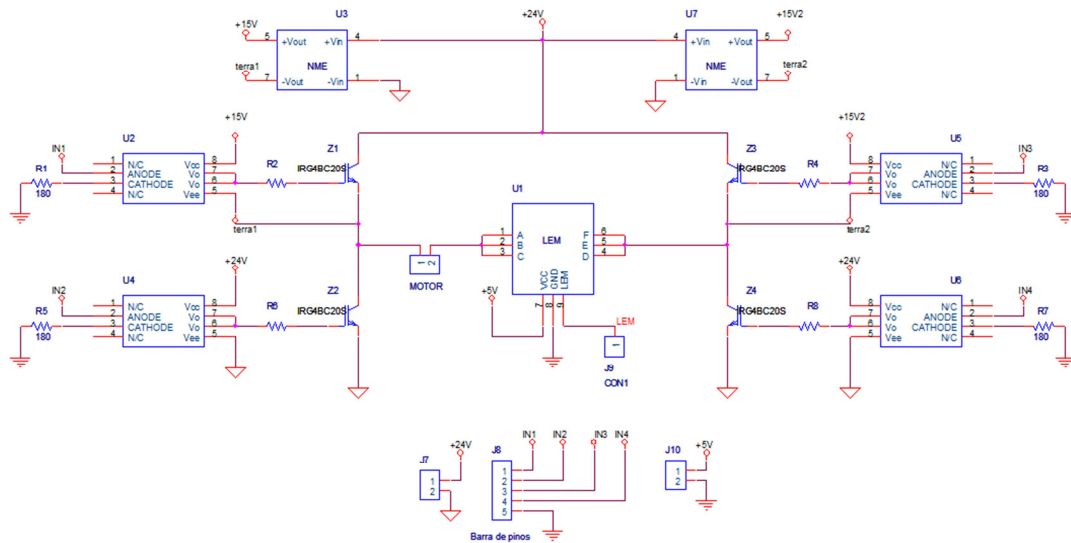


Figura 4.8 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão 2).

4.3.3 Condicionamento para o optodriver

O DSP TMS320F28335 da Texas Instruments será utilizado para gerar os sinais de comando das chaves do conversor. O método de chaveamento definido para o projeto foi o PWM com chaveamento unipolar, que permite controlar as chaves de forma a acionar o motor de corrente contínua no 1º e 3º quadrantes de operação (acelerando para frente ou para trás).

Esse método de chaveamento necessita apenas de dois sinais PWM com o objetivo de controlar as chaves da parte superior do conversor, chamadas aqui de S_1 e S_3 . As chaves de baixo (S_2 e S_4) estarão sempre em condução ou desligadas. Logo, pode-se utilizar um dos pinos de entrada/saída de uso geral (GPIO – *General Purpose Input/Output*) do DSP para realizar esse comando.

É necessário condicionar os sinais de chaveamento PWM e os sinais de saída digitais a um nível de corrente adequado às condições de operação recomendadas pelo *datasheet* do optoacoplador HCPL-3150. Para acionar o *led* de entrada do optoacoplador é necessária uma corrente mínima de 3 mA.

Deste modo, foi projetado o circuito da Figura 4.9. O sinal de saída é conectado ao anodo do *led* do optoacoplador, enquanto o catodo é conectado à referência por um resistor de 820 Ω. Esse circuito fornece uma corrente de saída de 3,2 mA ao receber um

signal de tensão positivo do DSP, garantindo assim a condução do *led* do optoacoplador, e uma corrente de $0,5\text{ mA}$ quando sua entrada é igual a zero, insuficiente para acionar o *led*. Ou seja, esse circuito não inverte a fase do sinal de comando. Para alimentação, também é utilizada a tensão de alimentação do próprio DSP.

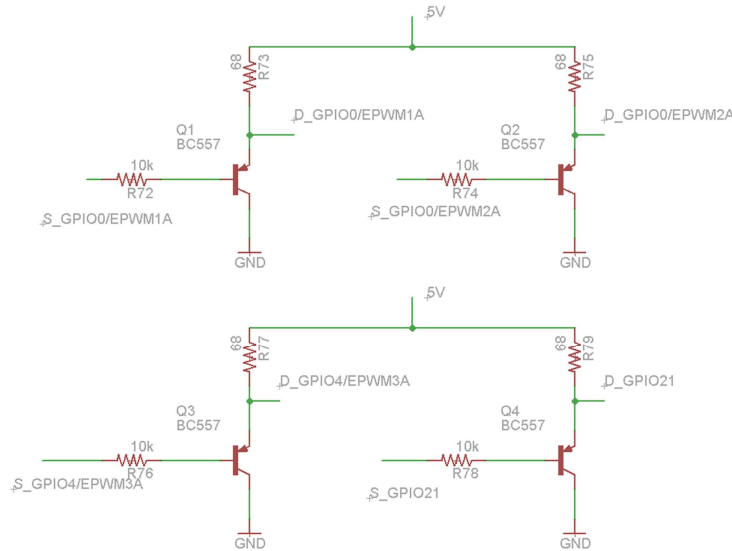


Figura 4.9 – Esquémático do circuito de condicionamento de corrente.

4.3.4 Bloqueio da chave de potência

Teoricamente, o IGBT não necessita de um sinal de tensão negativo entre os terminais de *gate* e emissor (V_{GE}) para bloqueio. Entretanto, para operar o IGBT em altas frequências (acima de 10 kHz), como é o caso desse projeto, um pulso negativo de tensão entre *gate* e emissor durante o bloqueio pode ser prudente para reduzir os efeitos da variação de tensão dv_{CE}/dt entre o coletor e emissor do IGBT [19]. Na referência [21] é apresentado um estudo mais detalhado acerca dessa necessidade.

Picos de tensão entre *gate* e emissor acima do valor limiar podem provocar uma condução indevida do IGBT da mesma perna. Essas conduções indevidas ocorreram nos ensaios realizados com as versões dos circuitos apresentados até aqui, provocando curto-circuito em um dos braços do conversor em ponte completa.

Para obter características de operação favoráveis, deve-se aplicar uma tensão negativa entre *gate* e emissor na faixa de 5 V a 15 V . É recomendado aplicar-se uma tensão negativa de 5 V e uma resistência série de *gate* de bloqueio menor que $47\ \Omega$. [19]. A fim eliminar as conduções indevidas que vinham ocorrendo e operar o conversor adequadamente, acrescentou-se um diodo zener de $4,7\text{ V}$ antes do emissor dos IGBTs da

parte de cima do conversor, garantindo uma tensão negativa entre *gate* e emissor quando o pulso original for igual a zero.

O valor do pulso negativo pode ser maior que 5 V, porém deve-se respeitar o limite estabelecido pelo IGBT utilizado. O IGBT IRG4BC20FD suporta uma tensão máxima entre *gate* e emissor igual a $\pm 20V$, assim, optou-se por manter o valor do zener escolhido.

As resistências séries de *gate* não precisaram ser reprojatadas para o bloqueio dos IGBTs. Algumas aplicações utilizam uma resistência para cada estado de operação do dispositivo [19]. O esquemático da versão final do conversor CC-CC em ponte completa é apresentado na Figura 4.10.

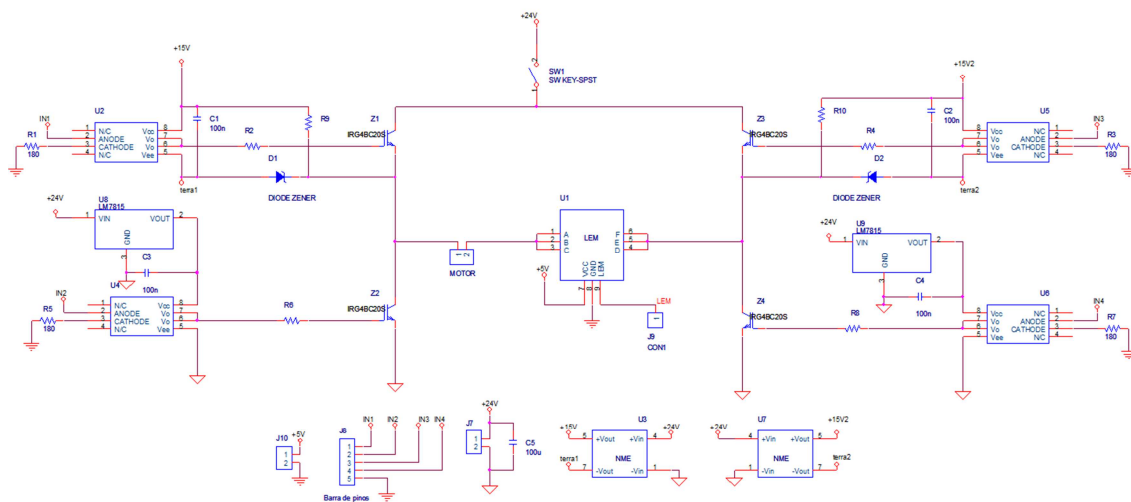


Figura 4.10 – Esquemático do conversor em ponte completa (versão final).

A versão final do conversor projetado inclui sensor de corrente em série com o motor, conversor CC-CC isolado para alimentação do circuito de *drive* das chaves superiores e diodo zener para garantir uma tensão negativa entre *gate* e emissor.

Foi incluído um regulador de tensão LM7815 a fim de alimentar os *drivers* de *gate* dos IGBTs inferiores com a mesma tensão dos superiores e utilizar a mesma resistência série de *gate*. Nas versões anteriores da placa, essa alimentação era feita diretamente com o valor fonte de alimentação do conversor, sendo necessário uma resistência de *gate* mais elevada.

4.3.5 Layout e placa final do conversor CC-CC

A partir do esquemático apresentado na Figura 4.10, foi elaborado o *layout* final da placa de circuito impresso do conversor, que pode ser visto na Figura 4.11. Alguns cuidados tiveram que ser tomados na composição do *layout* do *driver*.

Procurou-se manter um espaçamento mínimo entre as trilhas, a fim de evitar acoplamento capacitivo entre elas por ser um circuito de operação em alta frequência (frequência de chaveamento do conversor = 10 kHz).

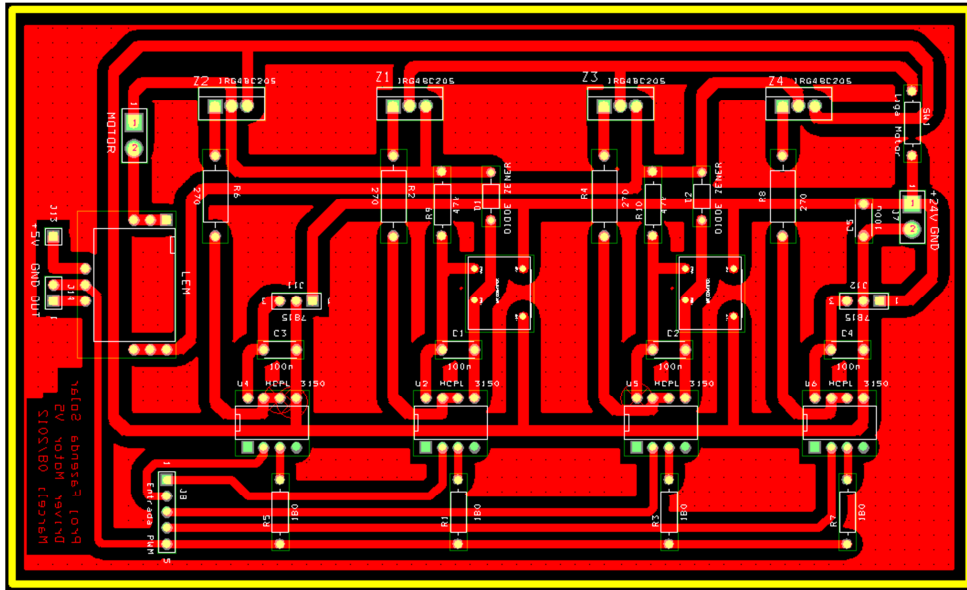


Figura 4.11 – Layout do conversor CC-CC em ponte completa.

Além disso, o *layout* foi feito de forma que a parte de potência ficasse localizada separadamente da parte de sinais. É possível observar que o circuito de potência do conversor CC-CC está localizado na metade superior do *layout* enquanto os circuitos para comando das chaves está localizado na metade inferior.

O projeto da largura das trilhas do *layout* é um fator determinante para a eficácia do conversor. As trilhas devem ser capazes de aguentar a máxima corrente de operação dos motores na aplicação proposta.

No projeto Concentrador Fotovoltaico, os motores que irão realizar o movimento dos espelhos, irão trabalhar com corrente muito abaixo das nominais. Esses motores precisam realizar pequenos movimentos para acompanhar o sol ao longo do dia. Deste modo, estima-se que os motores irão receber referências de corrente inferiores a 2,0 A.

Sabendo que a tensão de alimentação do circuito de potência é de 24 V, supôs-se uma queda de tensão máxima de 0,5% nas trilhas, ou seja, 0,12 V. A fim de projetar o

layout com uma certa folga e aumentar a gama de utilização do *driver*, calculou-se a espessura mínima das trilhas para uma corrente de 7,0 A. Aplicando a Lei de Ohm:

$$R = \frac{V}{I} = \frac{0,12}{7,0} = 0,01714 \Omega \quad 4.7$$

Conhecendo a resistência esperada para as trilhas, pode-se calcular a largura da trilha a partir da equação 4.8:

$$R = \frac{\rho \times l}{A} = \frac{\rho \times l}{a \times b} \quad 4.8$$

A densidade do cobre é igual a $\rho = 0,17241 \Omega/\text{mm}^2$. Considerando a espessura do cobre igual a $a = 0,05 \text{ mm}$, que é a espessura padrão de folhas de cobre de placas de circuito impresso e comprimento médio das trilhas do circuito igual a $l = 15 \text{ cm}$, a largura da trilha é dado por:

$$b = \frac{\rho \times l}{a \times R} = \frac{0,017241 \times 0,15}{0,05 \times 0,01714} = 3 \text{ mm} \quad 4.9$$

Desta forma, projetou-se o *layout* do conversor com largura das trilhas do lado do circuito de potência igual a 3 mm. Já a largura das trilhas do lado do circuito de comando é de 1 mm, pois não necessitam suportar elevadas correntes.

Foi confeccionada a placa de circuito impresso referente ao *layout* da Figura 4.11. A Figura 4.12 é uma fotografia da placa do conversor CC-CC, já com seus componentes incluídos.

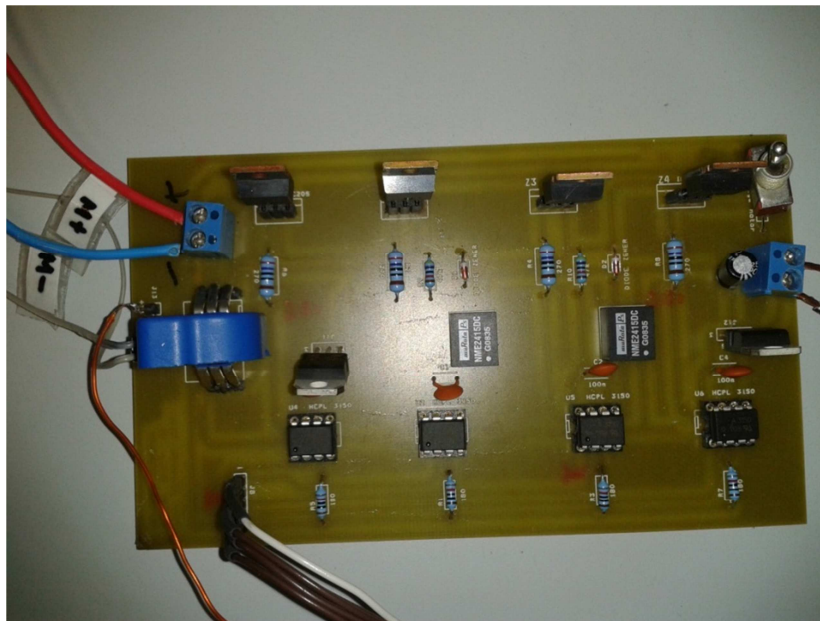


Figura 4.12 – Fotografia do conversor CC-CC em ponte completa

A Tabela 4.3 resume os principais componentes utilizados na montagem experimental.

Tabela 4.3 – Componentes utilizados na montagem experimental

<i>Componente</i>	<i>Nome Comercial</i>
IGBT	IRG4BC20FD
Optoacoplador	HCPL-3150
Conversor isolado	NME2415DC
Regulador de tensão	LM7815
Sensor de corrente	LTS 6-NP
Diodo zener	BZX55-C4V7

4.4 Cálculo da potência dissipada nas chaves

Os IGBTs apresentam dois tipos de perdas de energia, as quais geram dissipação de calor sobre o mesmo: as perdas por condução e as perdas por comutação. A Figura 4.13 apresenta as formas de onda típicas de tensão (V_{CE}), corrente (I_C) e potência dissipada em um IGBT.

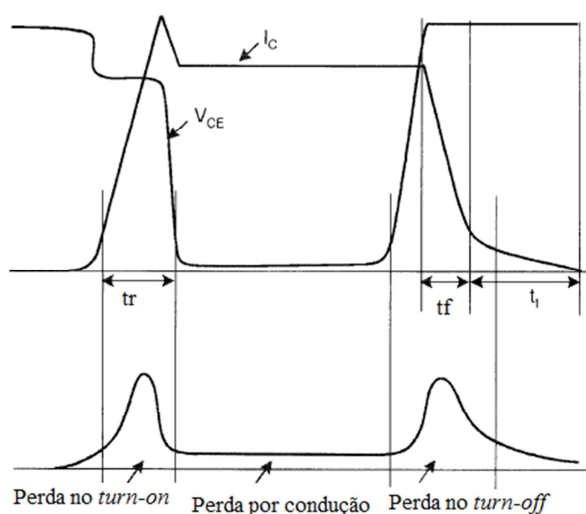


Figura 4.13 – Formas de onda típicas no chaveamento de um IGBT. Figura Adaptada [22].

Quando o IGBT está em condução, flui sobre ele uma corrente I_C e aparece sobre uma ele uma tensão, conhecida como V_{CE} de saturação. Tipicamente essa queda de tensão é da ordem de 1,0 a 2,0 V, no entanto depende do valor da corrente que passa pelo IGBT. Essa relação não é linear, por isso a folha de dados do componente fornece o gráfico de $I_C \times V_{CE}$, onde é possível verificar o valor da queda para diferentes correntes de coletor.

Quanto maior for a corrente que flui pelo IGBT e maior V_{CEsat} , maior será a perda por condução. Desse modo, no projeto do conversor deve-se escolher um

dispositivo de potência com baixo valor de tensão quando em condução. As perdas por condução podem ser calculadas por [19]:

$$P_{condução} = (I_C \times V_{CEsat}) \times \frac{t_{on}}{T_s} \quad 4.10$$

A Figura 4.14 mostra o gráfico $I_C \times V_{CE}$ do IGBT IRG4BC20FD utilizado nesse projeto.

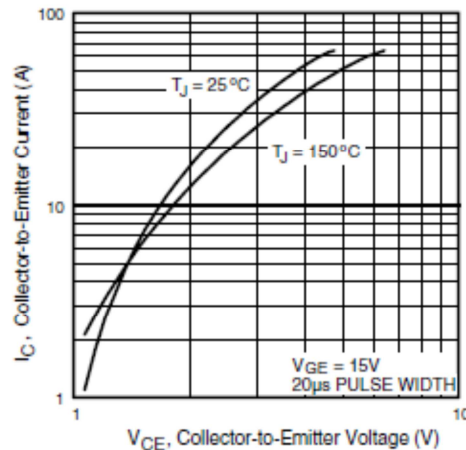


Figura 4.14 – Características típicas de saída do IGBT IRG4BC20FD [12].

Para uma corrente $I_C = 2,0 A$, que é a máxima corrente de operação dos motores do projeto Concentrador Fotovoltaico, a queda de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT IRG4BC20FD é igual a $1,2 V$, para temperatura da junção igual a $150^\circ C$.

Aplicando esses valores à equação 4.10, para frequência de chaveamento do conversor igual a $f_s = 10 kHz$ ($T_s = 100 \mu s$) e supondo que esse esteja operando com ciclo de trabalho igual a 50%, ou seja, $t_{on} = 50 \mu s$, temos:

$$P_{condução} = (2 \times 1,2) \times \frac{50 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-6}} = 1,2 W \quad 4.11$$

A comutação do IGBT ocorre em dois momentos: quando ele está bloqueado e entra em condução (no inglês, *turn-on*) ou quando ele está em condução e é bloqueado (no inglês, *turn-off*). No *turn-on*, a tensão V_{CE} cai até seu valor de saturação e a corrente de coletor I_C tende a crescer. Enquanto esses valores não se estabilizam aparecem as perdas por comutação.

Tais perdas ocorrem também durante o bloqueio, onde a corrente de coletor I_C cai até zero e a tensão entre coletor e emissor cresce até atingir seu valor máximo. Quanto maior for essa tensão, a corrente I_C , a duração da comutação e a frequência de chaveamento, maior será a perda por comutação.

Em geral, as chaves de potência apresentam tempo de subida, *rise time* (t_r), até a entrada em condução diferente do tempo de descida, *fall time* (t_f), até o bloqueio. Segundo a referência [19], o cálculo das perdas por comutação pode ser simplificado e calculado por:

$$P_{comutação} = \frac{1}{T_s} \times \frac{(t_r + t_f)}{2} \times I_C \times V_M \quad 4.12$$

O IGBT IRG4BC20FD possui tempo de subida igual a $t_r = 22 \text{ ns}$ e tempo de descida igual a $t_f = 290 \text{ ns}$, para uma temperatura de junção igual a 150°C . Aplicando esses valores a equação 4.12 e sabendo que a tensão de alimentação do conversor é igual a 24 V , as perdas por comutação ficam iguais a:

$$P_{comutação} = \frac{1}{100 \times 10^{-6}} \times \frac{(22 \times 10^{-9} + 290 \times 10^{-9})}{2} \times 2,0 \times 24$$

$$P_{comutação} = 0,0749 \text{ W} \quad 4.13$$

A perda total nos IGBTs é dada pela soma das perdas por condução e comutação:

$$P_{total} = P_{condução} + P_{comutação}$$

$$P_{total} = 1,2 + 0,0749 = 1,2749 \text{ W} \quad 4.14$$

Do ponto de vista das perdas o PWM com chaveamento unipolar é mais uma vantagem em relação ao chaveamento bipolar, pois apenas uma das chaves do conversor está comutando por vez, enquanto a outra permanece ligada. As perdas por comutação são duas vezes menores nesse caso, pois a perda na chave inferior é apenas de condução. A potência dissipada pelo conversor operando em um dos sentidos de rotação (quadrante 1 ou quadrante 3) é igual a:

$$P_{conversor} = P_{total(S_1 \text{ ou } S_3)} + P_{total(S_2 \text{ ou } S_4)}$$

$$P_{conversor} = 1,2749 + 2,4 = 3,6749 \text{ W} \quad 4.15$$

Conhecendo a potência dissipada pelo *driver*, podemos estimar qual será a temperatura da junção dos IGBTs. Essa temperatura pode ser calculada a partir da resistência térmica da junção para o ambiente $R_{\theta JA}$ e da temperatura ambiente [23]:

$$T_j = T_A + (R_{\theta JA} \times P_{conversor}) \quad 4.16$$

Considerando a temperatura ambiente igual a 30°C e utilizando o valor da resistência térmica $R_{\theta JA} = 80^\circ\text{C}/\text{W}$ fornecido na folha de dados do IGBT IRG4BC20FD, a temperatura dos IGBTs do circuito é igual a:

$$T_j = 30^\circ\text{C} + (80^\circ\text{C}/\text{W} \times 3,6749 \text{ W}) = 324^\circ\text{C} \quad 4.17$$

É fácil ver que, nessas condições, a temperatura de junção do IGBT será superior a máxima temperatura de junção suportada $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$ estipulada na folha de dados do componente.

A fim de reduzir as perdas por dissipação, optou-se por utilizar dissipadores que haviam disponíveis no Laboratório de Instrumentação e Fotônica em todos os IGBTs do conversor. A Figura 4.15 mostra uma fotografia do dissipador acoplado a um dos IGBTs do *driver*.

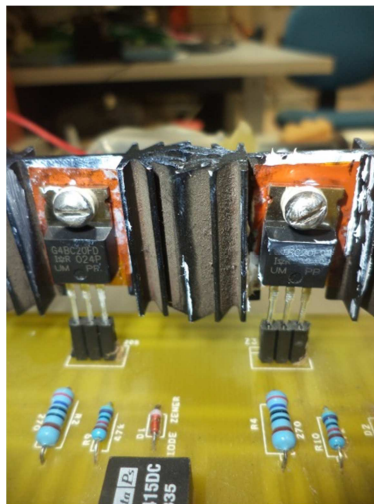


Figura 4.15 – Fotografia do IGBT com dissipador.

Os dissipadores foram fixados nos IGBTs através de parafusos com arruelas de borracha e película térmica, a fim de isolá-los do IGBT. Essa medida de segurança foi tomada pois o acesso ao coletor do IGBT também se dá pela parte metálica do componente. Uma pasta térmica foi utilizada para melhorar a transferência de calor por condução entre o dissipador e o dispositivo.

4.5 Projeto do controlador de corrente

Seguindo os objetivos traçados para esse trabalho, foi projetado um controlador de corrente para o motor de corrente contínua. O diagrama de blocos da Figura 4.16 ilustra o acionamento do motor com malha de realimentação de corrente.

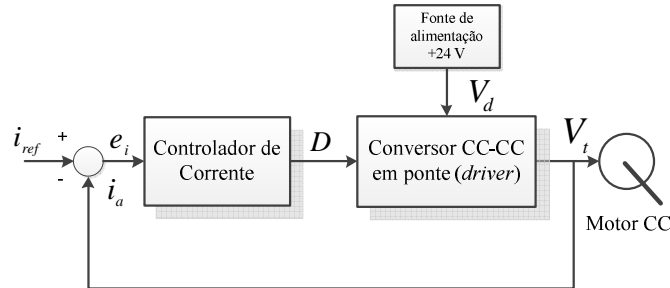


Figura 4.16 – Diagrama de blocos do *driver* de acionamento do motor com controle de corrente.

O conversor CC-CC em ponte completa aplica aos terminais do motor uma tensão V_t proporcional à tensão de alimentação V_d (mantida constante) e ao ciclo de trabalho aplicado às chaves do conversor:

$$V_t(s) = D(s)V_d$$

$$\frac{V_t(s)}{D(s)} = V_d \text{ (cte)} \quad 4.18$$

Por outro lado, a saída do controlador de corrente é exatamente o ciclo de trabalho $D(s)$ que deve ser aplicado às chaves do conversor a fim de produzir uma corrente de armadura no motor igual à corrente de referência fornecida.

Os controles de motores de corrente contínua, em geral, utilizam um controlador proporcional-integral (PI) [2], como o mostrado na Figura 4.17. Nesse caso, a entrada do controlador é o erro $E_i(s) = I_{ref}(s) - I_a(s)$, o qual é a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida nos terminais de armadura do motor.

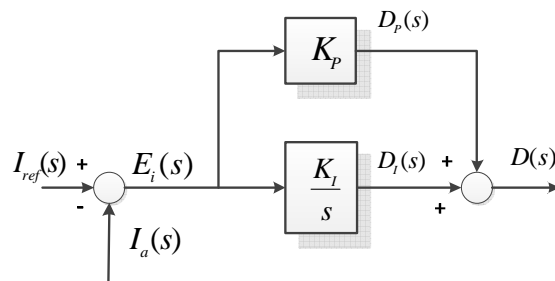


Figura 4.17 – Controlador PI de corrente.

Na Figura 4.17, o controlador proporcional produz uma saída proporcional ao erro de entrada:

$$D_P(s) = K_P E_i(s) \quad 4.19$$

na qual, K_P é o ganho proporcional do controlador. Nas malha de velocidade e corrente (ou torque), o uso de um controlador proporcional sozinho resulta em um erro em regime permanente. Deste modo, esse controlador deve ser utilizado em conjunto com um controlador integral descrito a seguir.

No controlador integral, mostrado na Figura 4.17, a sua saída é proporcional à integral do erro $E(s)$, expressa no domínio da frequência por:

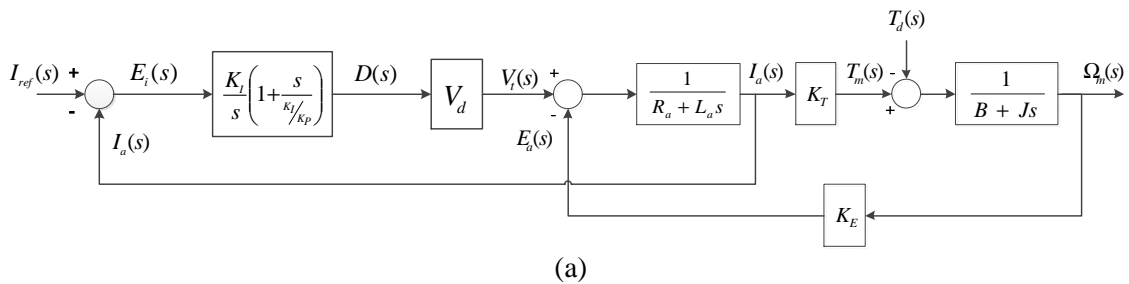
$$D_I(s) = \frac{K_I}{s} E_i(s) \quad 4.20$$

na qual, K_I é o ganho integral do controlador. Esse controlador responde vagorosamente pois sua ação é proporcional à integral do erro no domínio do tempo. Em regime permanente, o erro tende a zero, uma vez que a ação do integrador continua enquanto o erro não se anular.

Como é mostrado na Figura 4.17, a saída do controlador PI é igual a $D(s) = D_P(s) + D_I(s)$. Com isso, utilizando as equações 4.19 e 4.20, a função de transferência do controlador PI é:

$$\frac{D(s)}{E_i(s)} = \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) = \frac{K_I}{s} \left(1 + \frac{s}{K_I/K_P} \right) \quad 4.21$$

Para o projeto do controlador de corrente, devemos incluir na Figura 4.16 a função de transferência do controlador de corrente da equação 4.21 e a função de transferência do motor de corrente contínua obtida no levantamento de seu modelo matemático no Capítulo 2 desse trabalho. O diagrama completo de acionamento do motor com controle de corrente pode ser visto na Figura 4.18(a).



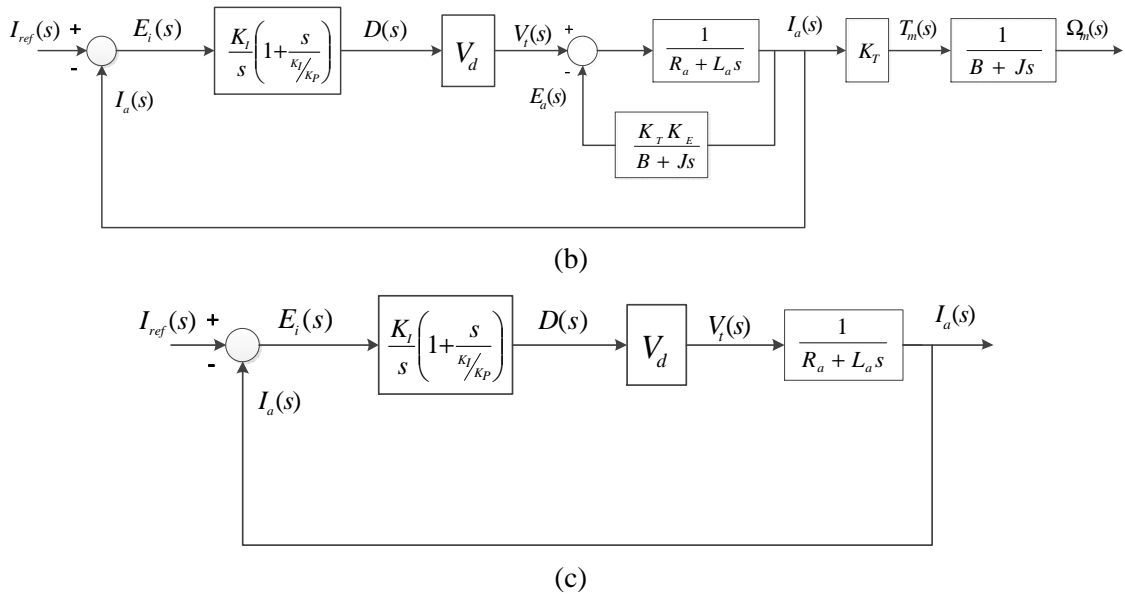


Figura 4.18 – Diagrama de blocos completo de acionamento do motor com controle de corrente.

No motor CC de ímã permanente, no qual o fluxo Φ_f é constante, a corrente de armadura e o torque do motor são proporcionais, relacionados pela constante K_T . No entanto, a corrente de armadura $I_a(s)$ é aqui considerada a variável de controle. Negligenciando o torque de carga $T_d(s)$ e considerando a corrente como saída, a força contra-eletromotriz $E_a(s)$ pode ser calculada em função de $I_a(s)$:

$$\frac{E_a(s)}{I_a(s)} = \frac{K_T K_E}{B + Js} \quad 4.22$$

Utilizando a equação 4.22, o diagrama de blocos de acionamento do motor pode ser redesenhando de acordo com a Figura 4.18(b). É possível notar que a força contra-eletromotriz $E_a(s)$ é proporcional à corrente $I_a(s)$, e inversamente proporcional a inércia do motor J e seu atrito viscoso B .

Com o intuito de estimar os ganhos do controlador proporcional-integral de corrente, pode-se assumir, em uma primeira simplificação, que a inércia e o atrito viscoso do motor são suficientemente grandes de forma que se justique negligenciar a malha de realimentação entre a corrente e a força contra-eletromotriz [2]. Deste modo, o diagrama de blocos de acionamento do motor é simplificado para a Figura 4.18(c).

A função de transferência em malha aberta do modelo simplificado da Figura 4.18(c) é:

$$G_i(s) = \frac{K_I}{s} \left(1 + \frac{s}{K_I/K_P} \right) V_d \frac{1}{R_a + L_a s} \quad 4.23$$

A equação 4.23 pode ser reescrita em função da constante de tempo do motor CC τ_a :

$$G_i(s) = \frac{K_I}{s} \left(1 + \frac{s}{K_I/K_P}\right) V_d \frac{1/R_a}{1 + L_a/R_a s}$$

$$G_i(s) = \frac{K_I}{s} \left(1 + \frac{s}{K_I/K_P}\right) V_d \frac{1/R_a}{1 + \tau_a s}$$

$$G_i(s) = \frac{K_I}{s} \left(1 + \frac{s}{K_I/K_P}\right) V_d \frac{1}{1 + 1/\tau_a s} \quad 4.24$$

Segundo a referência [2], um simples procedimento para o projeto de um controlador PI em uma malha de corrente pode ser feito a partir dos passos descritos em seguida. Primeiramente, deve-se selecionar a posição do zero K_I/K_P do controlador PI de forma a cancelar com o pólo $1/\tau_a$ da função de transferência do motor CC, ou seja:

$$\frac{K_I}{K_P} = \frac{1}{\tau_a} \quad \text{ou} \quad K_P = \tau_a K_I \quad 4.25$$

O cancelamento descrito torna a função de transferência do sistema em malha aberta igual a:

$$G_i(s) = \frac{K_I V_d}{R_a s} = \frac{K_C}{s} \quad 4.26$$

na qual, $K_C = (K_I V_d)/R_a$ é a frequência de corte do integrador.

O segundo passo é fazer a frequência de corte da malha de corrente ($K_C = \omega_c = 2\pi f_c$) muito menor do que a frequência de chaveamento do conversor CC-CC, com o intuito de evitar interferência entre a malha de controle e o ruído da frequência de chaveamento.

$$K_C \ll 2\pi f_s$$

$$\frac{K_I V_d}{R_a} = 0,1\% \times 2\pi f_s$$

$$K_I = 0,01 \times 2\pi f_s \times \frac{R_a}{V_d} \quad 4.27$$

A nova constante de tempo do motor de corrente contínua Maxon Motor foi calculada pela equação 4.6 e é igual a $\tau_a = 0,00412$. Esse valor incluiu a indutância e resistência do indutor acrescentado em série com o motor. O mesmo vale para a resistência de armadura, cujo novo valor é igual a $0,7821 \Omega$. A tensão de alimentação do conversor é

igual a 24 V. Aplicando esses valores as equações 4.25 e 4.27, obtemos os seguintes ganhos integral e proporcional:

$$K_I = 0,01 \times 2\pi \times 10 \times 10^3 \times \frac{0,7821}{24} = 20,05 \quad 4.28$$

$$K_P = 0,00412 \times 2,05 = 0,08 \quad 4.29$$

Assim, a função de transferência do controlador de corrente proporcional-integral será igual a:

$$\frac{D(s)}{E_i(s)} = 0,08 + \frac{20,5}{s}$$

$$\frac{D(s)}{E_i(s)} = 0,08 + \frac{1}{0,049 s} \quad 4.30$$

Os valores encontrados para os ganhos proporcional K_P e integral K_I são valores estimados e devem ser ajudados corretamente na prática. A estimativa considerou algumas simplificações que podem ser relevantes experimentalmente, como por exemplo, a influência da força contra-eletromotriz do motor de corrente contínua.

A simulação do comportamento do sistema em malha fechada considerando a força contra-eletromotriz do motor CC pode auxiliar no ajuste dos ganhos do controlador.

Na prática, o controlador foi implementado no DSP TMS320F28335 da Texas Instruments. Para medição da corrente de armadura do motor foi utilizado o sensor LTS 6-NP da LEM™. O algoritmo implementado se encontra no ANEXO A.

5 Simulações

A fim de simular o funcionamento do conversor CC-CC em ponte completa projetado para o acionamento dos motores de corrente contínua do projeto Concentrador Fotovoltaico do LIF, foi utilizado o software PSCAD/EMTDC.

Os parâmetros utilizados em simulação foram os do motor CC do fabricante Maxon Motor, pois sua folha de dados fornecia mais informações a respeito do motor em comparação com o motor CC Bosch, facilitando o levantamento de seu modelo matemático. A Tabela 5.1 resume os principais parâmetros do motor utilizados na simulação.

Tabela 5.1 – Parâmetros do motor CC Maxon Motor [7].

Parâmetros	Unidade
R_a	0,0821 Ω
L_a	0,0308 mH
J	0,000129 kg.m ²
k_T	0,0554 N.m/A
k_E	0,056 V/rad/s

Na prática, foi inserido um indutor em série com os terminais do motor. Esse indutor foi projetado com um intuito de diminuir a ondulação da corrente de armadura do motor, garantindo um *ripple* máximo de 0,1 A. Para tornar o modelo simulado o mais real possível, foram acrescentado os valores da indutância e resistência do indutor utilizado na prática: $R_L = 0,7 \Omega$ e $L = 3,42 \text{ mH}$. A Figura 5.1 mostra o circuito simulado.

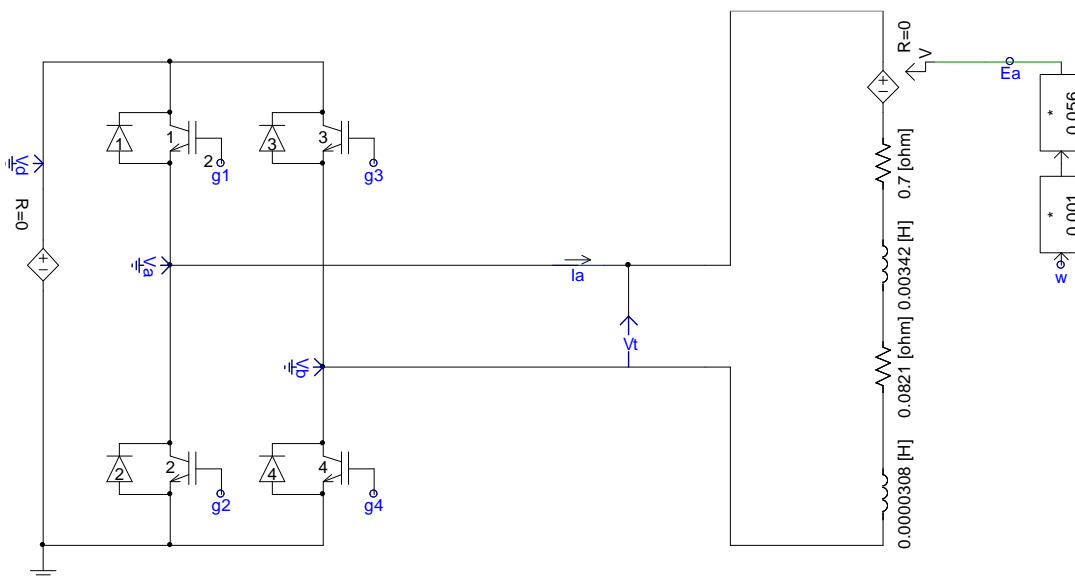


Figura 5.1 – Conversor CC-CC em ponte completa simulado.

A alimentação do conversor é feita através de fonte CC de 24 V, que é a tensão nominal de operação dos motores de corrente contínua.

Quando o motor está em movimento, uma força contra-eletromotriz gerada pelo campo do rotor aparece contrária à tensão aplicada. Conforme demonstrado no levantamento do modelo matemático do motor CC, essa força é proporcional à velocidade angular no eixo do motor. A constante de velocidade K_E relaciona essas duas variáveis e foi acrescentada ao modelo de simulação, como pode ser visto na Figura 5.1. A constante 0,001, que também aparece na Figura 5.1, é apenas uma conversão de unidades, pois todos os sinais de saída do PSCAD são fornecidos com fator ($\times 10^3$).

Como em simulação não é possível medir o valor da velocidade angular do motor, lançou-se mão da função de transferência do motor CC de ímã permanente, obtida no Capítulo 2. A partir do conhecimento dos parâmetros do motor, da corrente que circula pela armadura e do torque de carga, pode-se determinar o valor da velocidade angular, conforme mostra o diagrama da Figura 5.2.

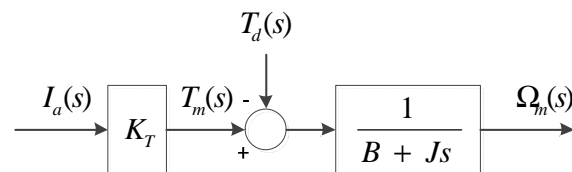


Figura 5.2 – Relação entre a velocidade angular e a corrente de armadura.

Todavia, o fabricante não forneceu em sua folha de dados o coeficiente de atrito viscoso do motor (B), apenas sua constante de inércia (J). No levantamento do modelo matemático foi considerado um torque contrário ao movimento devido ao atrito viscoso, supondo que esse seja uma função linear de ω_m .

Deste modo, optou-se por não desconsiderar esse atrito em simulação, a fim de que o modelo fosse o mais fiel possível ao motor utilizado nos ensaios experimentais. Foi, então, considerado $B = 0,0001 \text{ kg.m/rad/s}$, que é o valor razoável de atrito viscoso de motores de corrente contínua nessa faixa de potência.

Com o propósito de representar em simulação a função de transferência para obtenção da velocidade angular do motor, foi necessário reescrever o termo $1/(B + Js)$ em função da constante de tempo mecânica τ_m do motor:

$$\frac{1}{B + Js} = \frac{1/B}{1 + J/B s} = \frac{1/B}{1 + \tau_m s} \quad 5.1$$

Substituindo os valores de J e B , temos:

$$\frac{1/B}{1 + \tau_m s} = \frac{10000}{1 + 1,29 s} \quad 5.2$$

A Figura 5.3 mostra a função de transferência simulada.

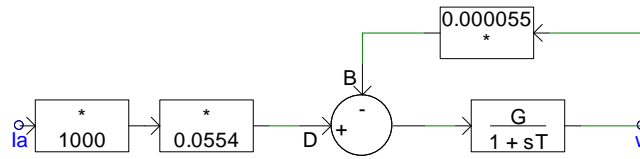


Figura 5.3 – Função de transferência simulada para obter a velocidade angular

A corrente de armadura I_a é obtida através de um medidor de corrente, posicionado em série com os terminais do motor. Mais uma vez foi necessário incluir um ganho como fator de conversão. Assumindo que o torque de carga varia linearmente com velocidade angular do motor, podemos escrever:

$$T_d(s) = K_D \Omega_m(s) \quad 5.3$$

No projeto Concentrador Fotovoltaico, o motor de corrente contínua do fabricante Maxon Motor será utilizado para realizar o movimento horizontal dos espelhos que acompanham o sol ao longo do dia. Deste modo, nos ensaios de bancada, foi fixado ao eixo de saída da caixa de redução do motor uma barra de ferro centrada com pesos nas pontas a fim representar a carga dos espelhos e suas estruturas.

Além disso, é importante lembrar que a própria redução acoplada ao eixo atua como uma carga para o motor e seu impacto deve ser considerado. Assim, foi estimado o valor da constante de carga K_D correspondente ao torque aplicado experimentalmente, de forma que os resultados de simulações possam ser comparados com os experimentais. A equação 5.3 foi utilizada no modelo simulado da Figura 5.3 com $K_D = 0,000055 \text{ kg.m/rad/s}$.

Foi simulada a operação do conversor CC-CC em malha aberta operando no 1° e 3° quadrantes para diferentes ciclos de trabalho. Em seguida, foi simulada a operação do conversor em malha fechada, a partir dos ganhos do controlador PI projetados no Capítulo 4. Referências de corrente positivas e negativas foram aplicadas para validação.

As quedas de tensão do IGBT em condução e do diodo em anti-paralelo foram incluídas no modelo de simulação. A partir da relação $I_C \times V_{CE}$ fornecida pela folha de dados do IGBT IRG4BC20FD, o componente apresenta uma queda de

aproximadamente $0,5 V$ para uma corrente de coletor igual a $1,0 A$. Já a queda de tensão no diodo, para essa mesma corrente fica em torno de $1,0 V$ [12].

5.1 Conversor CC-CC em malha aberta

Com o conversor CC-CC operando em malha aberta, os valores do ciclo de trabalho aplicado às chaves da parte superior do conversor (S_1 ou S_3) são alterados manualmente. São medidas a tensão nos terminais do motor V_t , seu valor médio V_{tm} , a corrente de armadura I_a e seu valor médio I_{am} .

Também são monitorados em simulação os valores da força contra-eletromotriz e da velocidade angular no eixo do motor.

5.1.1 Operação no primeiro quadrante

No chaveamento PWM unipolar, uma das chaves da parte de cima do conversor recebe o sinal chaveado enquanto a chave inferior da perna oposta permanece ligada durante todo o tempo em que circula corrente. Para simular esse controle no PSCAD/EMTDC, foram utilizados dois sinais triangulares defasados de 180° com frequência igual a $10 kHz$, um sinal de controle e um bloco de interpolação.

Essa configuração é preferencial em relação ao uso de um simples bloco comparador, visto que o PSCAD é um programa de passo de cálculo fixo e algumas vezes é necessário forçar um determinado instante de cálculo entre dois pontos. O uso de um bloco comparador muitas vezes gera um sinal PWM errôneo para o conversor. A configuração citada, para operação do conversor no 1° quadrante, é mostrada na Figura 5.4.

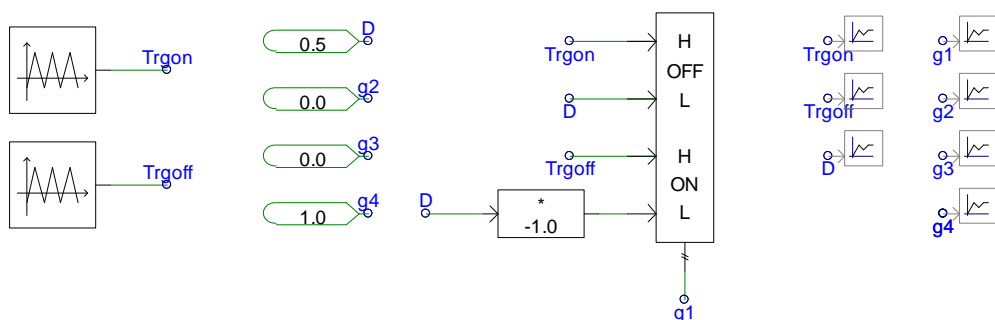


Figura 5.4 – Controle das chaves do conversor operando no 1° quadrante.

O sinal aplicado em cada uma das chaves do conversor para ciclo de trabalho igual a 50% é mostrado na Figura 5.5.

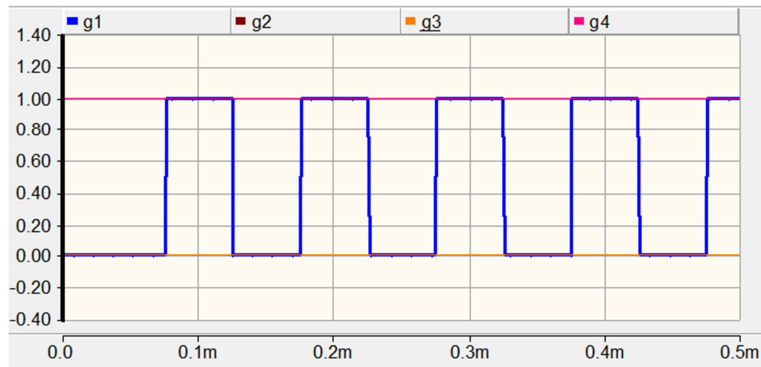


Figura 5.5 – Sinal de controle das chaves do conversor operando no 1º quadrante.

A Figura 5.6 mostra a tensão nos terminais do motor e seu valor médio para um ciclo de trabalho igual a $D = 30\%$. A corrente de armadura e seu valor médio são apresentadas com um fator multiplicativo de $\times 10^{-1}$, para que seu sinal possa ser visualizado na mesma janela gráfica da tensão no motor.

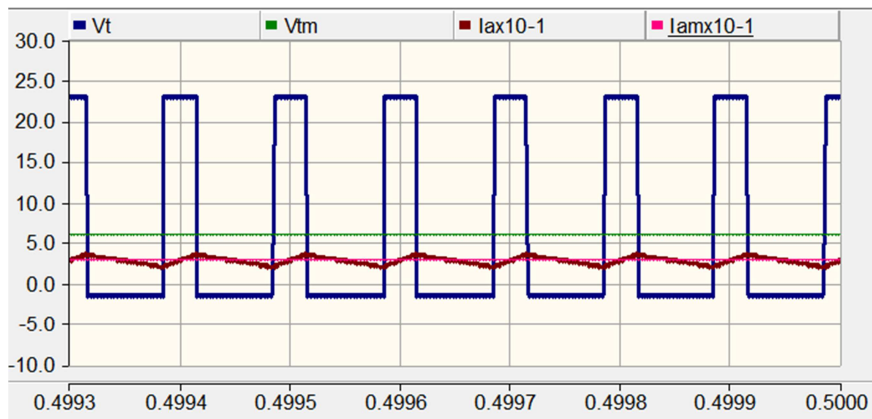


Figura 5.6 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 30\%$ ($1^\circ q$).

Durante o intervalo de tempo t_{on} em que a chave S_1 está ligada, toda a tensão de alimentação é fornecida ao motor. As chaves S_1 e S_4 estão em condução. Pela simulação, a tensão no motor foi igual a $V_t = 23 V$, devido às quedas de tensão de $0,5 V$ em cada IGBT quando em condução.

No tempo t_{off} em que a chaves S_1 está desligada, a corrente circula através de S_4 e do diodo D_2 . A corrente continua fluindo no sentido positivo e tende a cair, porém um novo período se inicia antes que ela chegue a zero. Teoricamente, a corrente sobre o motor CC é igual a zero, mas na verdade é aplicada aos seus terminais uma tensão igual a $-1,5 V$, referente a queda de tensão de $0,5 V$ em S_4 e de $1,0 V$ no diodo D_2 . Devido a isso, a tensão média no motor foi igual a $V_{tm} = 5,85 V$.

A corrente média no motor foi igual a $I_{am} = 2,81 \times 10^{-1} = 0,281 A$. A máxima corrente foi de $0,358 A$ e a mínima de $0,207 A$, ou seja, a corrente possui uma

ondulação de $+0,077 A$ e $-0,074$. Esse valor condiz com o indutor projetado para um *ripple* máximo de $0,1 A$.

A Figura 5.7 mostra a velocidade angular no eixo do motor, obtida através da simulação da função de transferência da Figura 5.3 e a força contra-eletromotriz do motor, proporcional à velocidade angular.

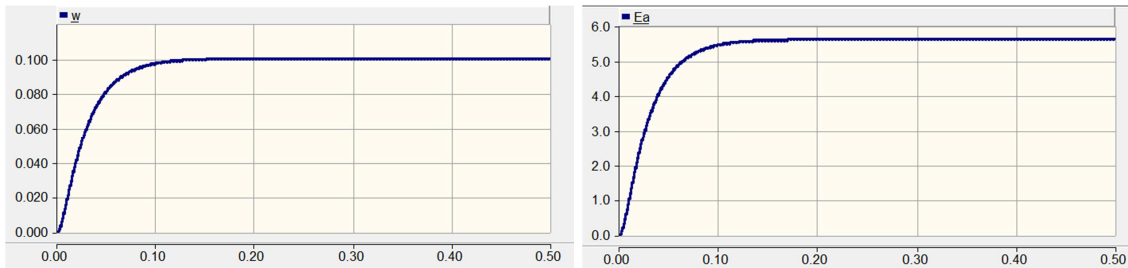


Figura 5.7 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 30\%$ ($1^\circ q$).

Para um ciclo de trabalho igual a 30% o motor opera com uma velocidade de $\omega_m = 0,1 \text{ rad/s}$, ou seja, $\omega_m = 0,95 \text{ rpm}$. A força contra-eletromotriz induzida nos terminais do motor foi de $E_a = 5,63 V$.

A Figura 5.8 mostra a tensão nos terminais do motor, seu valor médio, corrente de armadura e seu valor médio para um ciclo de trabalho igual a $D = 50\%$. Já a Figura 5.9 mostra a velocidade angular no eixo do motor e a força contra-eletromotriz.

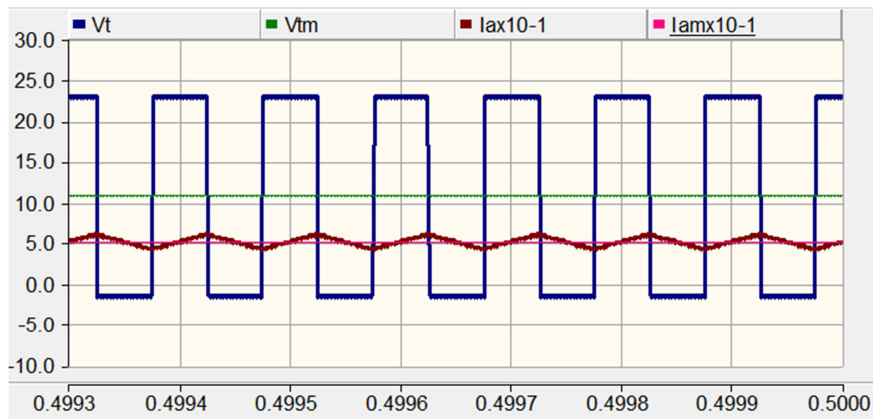


Figura 5.8 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 50\%$ ($1^\circ q$).

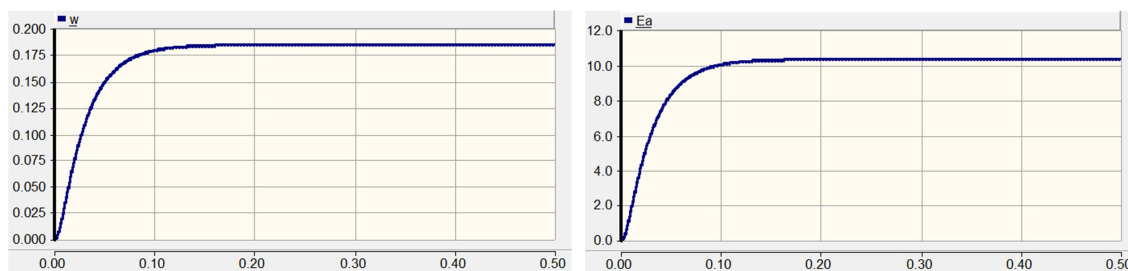


Figura 5.9 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 50\%$ ($1^\circ q$).

Mais uma vez, durante o tempo t_{on} a tensão no motor foi igual a $V_t = 23 V$, devido às quedas de tensão nas chaves em condução, e durante o tempo t_{off} a tensão no motor é $-1,5 V$, referente à queda de tensão na chave inferior e no diodo, por onde circula a corrente. A tensão média no motor foi igual a $V_{tm} = 10,75 V$.

A corrente média no motor foi igual a $I_{am} = 5,16 \times 10^{-1} = 0,516 A$. Seu valor de pico foi de $0,606 A$, resultando em uma ondulação de $0,09 A$. A corrente mínima foi de $0,428 A$, ou seja uma ondulação de $+0,088 A$. Novamente, esse valor é compatível com o *ripple* máximo projetado de $0,1 A$.

A velocidade angular no motor foi de $\omega_m = 0,185 \text{ rad/s}$, que equivale a $1,77 \text{ rpm}$. Por outro lado, a força contra-eletromotriz induzida nos terminais do motor foi de $E_a = 10,34 V$. É possível observar que esse valor se aproxima da tensão de alimentação conforme o valor da corrente de armadura cresce.

Por fim, a tensão e corrente de armadura do motor e seus respectivos valores médios para ciclo igual a 80% são mostrados na Figura 5.10. Já a Figura 5.11 mostra a força contra-eletromotriz e a velocidade angular para o mesmo ciclo.

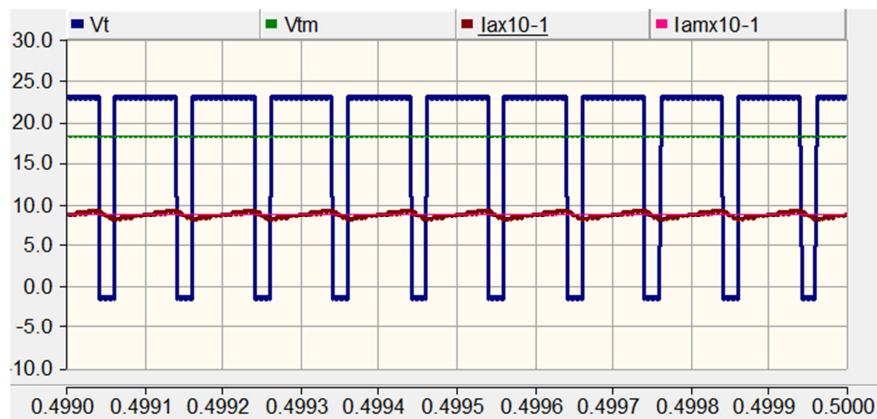


Figura 5.10 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 80\%$ ($1^\circ q$).

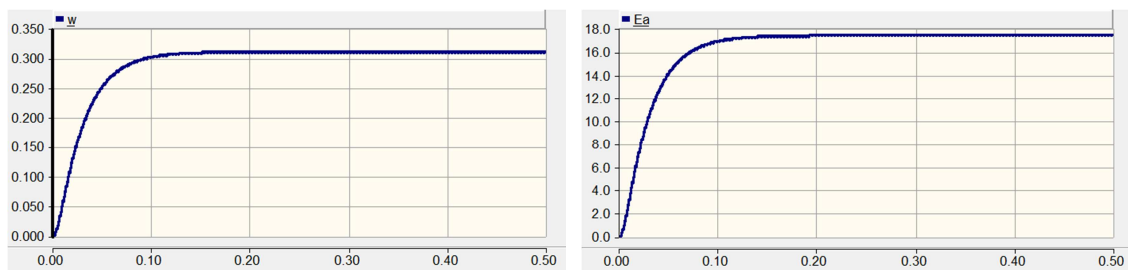


Figura 5.11 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 80\%$ ($1^\circ q$).

A tensão média no motor foi igual a $V_{tm} = 18,10 V$ e a corrente média no motor foi igual a $I_{am} = 9,20 \times 10^{-1} = 0,920 A$. A corrente oscilou entre $0,926 A$ e $0,870 A$, o que

equivale a um *ripple* de $+0,006 A$ e $-0,005 A$, dentro da faixa de $\pm 0,1 V$ projetada para a ondulação máxima de corrente. É possível observar que, para esse ciclo de trabalho elevado, o *ripple* foi pequeno. Isso se deve ao fato de que a corrente passa a maior parte do tempo crescendo, tempo este em que a chave S_1 está em condução, e apenas 20% do tempo decrescendo, quando a chave é aberta.

A velocidade angular no eixo do motor CC foi de $\omega_m = 0,311 \text{ rad/s}$, isto é, $2,97 \text{ rpm}$. Como era esperado, a força contra-eletromotriz aumentou seu valor para $E_a = 17,42 V$, desta forma, apenas uma pequena queda de tensão ocorre na resistência e indutância de armadura do motor.

A Figura 5.12 mostra como ficou a corrente de armadura no momento da partida do motor CC. A corrente na hora da partida é muito elevada. Conforme a força contra-eletromotriz e a velocidade no eixo do motor crescem, a corrente tende a diminuir. Em simulação, um bloco limitador em $10 A$ foi utilizado na medição da corrente de armadura, pois, na prática, a corrente aplicada ao motor está limitada à máxima corrente fornecida pela fonte de alimentação. A fonte utilizada em laboratório fornece uma potência de saída máxima de $240 W$, ou seja, $24 V$ em até $10 A$.

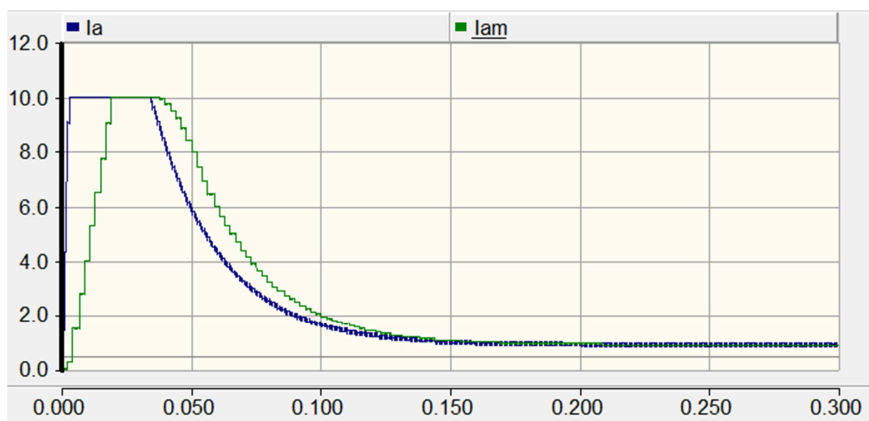


Figura 5.12 – Simulação da corrente de partida do motor para $D = 80\%$.

Com o intuito de mostrar a importância da indutância colocada em série com os terminais do motor, foi simulado o conversor CC-CC operando em malha aberta com ciclo de trabalho igual a 50% apenas com a resistência e indutância própria do motor de corrente contínua. A Figura 5.13 mostra como fica a corrente de armadura nesse caso com um ciclo de trabalho 50%.

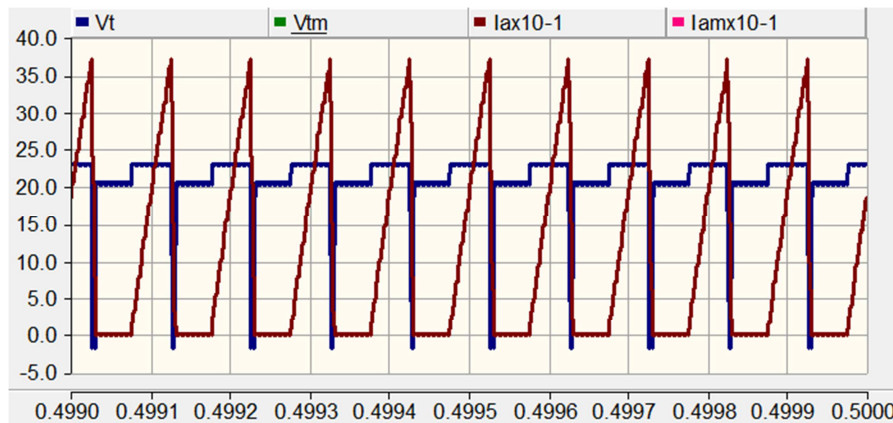


Figura 5.13 – Simulação da tensão e corrente no motor sem indutor em série para $D = 50\%$.

É possível ver que, sem a adição da indutância em série com o motor, a corrente fica em modo descontínuo, passando grande parte do tempo igual a zero. Além de auxiliar na filtragem da corrente de armadura, o indutor é, em geral, colocado em série com o motor para evitar que uma situação como essa aconteça.

5.1.2 Operação no terceiro quadrante

Para o conversor operando no terceiro quadrante, o sinal PWM foi aplicado a chave superior S_3 e a chave da perna oposta S_2 foi mantida sempre em estado ligado. Da mesma forma que na operação no primeiro quadrante, o controle das chaves foi simulado a partir da comparação de dois sinais dente-de-serra com um sinal de referência. Esse controle pode ser visualizado na Figura 5.14 e o sinal aplicado as chaves para ciclo igual a 30% na Figura 5.15.

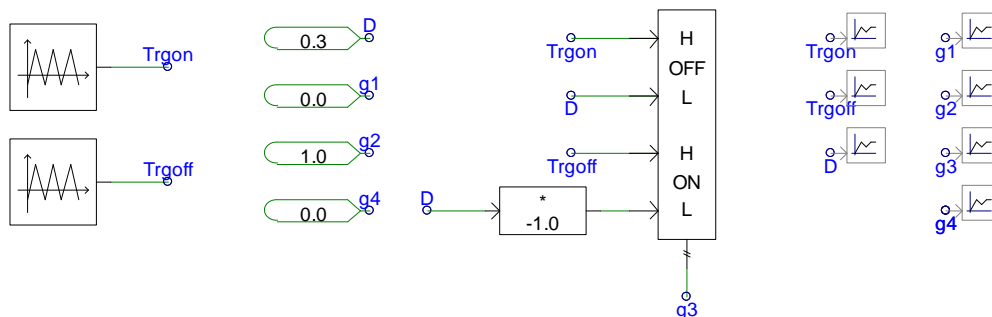


Figura 5.14 – Controle das chaves do conversor operando no 3º quadrante.

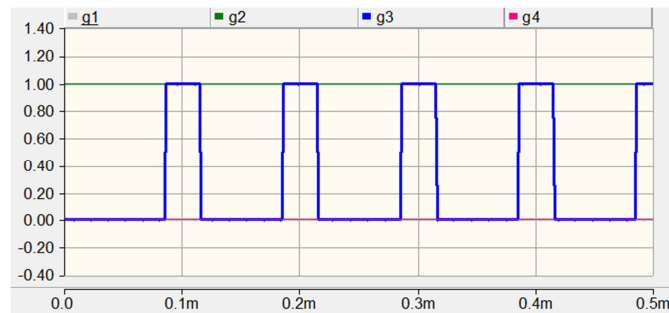


Figura 5.15 – Sinal de controle das chaves do conversor operando no 3º quadrante.

A primeira simulação foi realizada com ciclo de trabalho igual a 30%. A Figura 5.16 mostra a tensão nos terminais do motor e seu valor médio para esse ciclo. Novamente, a corrente de armadura e seu valor médio são apresentadas com um fator multiplicativo de $\times 10^{-1}$, para visualização na mesma janela gráfica da tensão no motor.

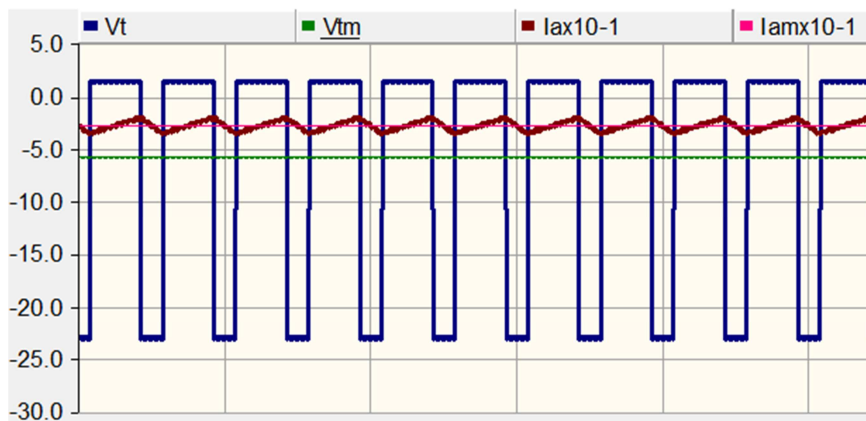


Figura 5.16 – Simulação da tensão e corrente no motor para $D = 30\%$ (3ºq).

Durante o intervalo de tempo t_{on} , a chave S_3 está ligada. Nesse intervalo toda a tensão de alimentação deveria ser fornecida ao motor. Entretanto, a tensão no motor foi igual a $V_t = -23 V$. Como as chaves S_3 e S_2 estão em condução, suas quedas de tensão de $0,5 V$ refletem no sinal de tensão terminal.

Quando a chave S_3 é desligada, a corrente passa a circular através de S_2 e do diodo D_4 , pertencente a chave S_4 . A corrente flui pelo motor no sentido negativo. Teoricamente, também para o acionamento no 3º quadrante, a corrente sobre o motor CC deveria ser igual a zero, mas na verdade é aplicada em seus terminais uma tensão igual a $+1,5 V$. Essa tensão é referente as tensões de $0,5 V$ e $1,0 V$ da chave S_2 e do diodo D_4 .

A tensão média no motor foi igual a $V_{tm} = -5,85$. A corrente média no motor foi igual a $I_{am} = -2,81 \times 10^{-1} = -0,281 A$. A máxima corrente foi de $-0,358 A$ e a

mínima de $-0,207 A$, ou seja, a corrente possui uma ondulação de $+0,077 A$ e $-0,074$. Esse valor condiz com o indutor projetado para um *ripple* máximo de $\pm 0,1 A$.

A Figura 5.17 mostra a velocidade angular no eixo do motor e a força contra-eletromotriz do motor, proporcional a velocidade.

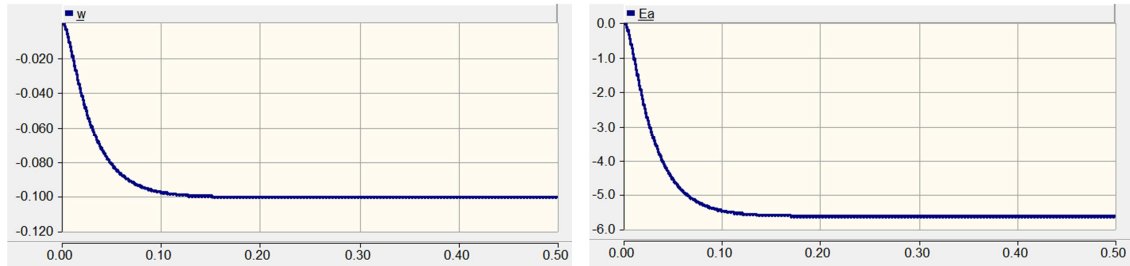


Figura 5.17 – Simulação da velocidade e força contra-eletromotriz do motor para $D = 30\%$ ($3^\circ q$).

O rotor gira no sentido contrário de rotação (em relação a operação no 1° quadrante) com uma velocidade angular de $0,1 rad/s$, em *rpm*, $\omega_m = 0,95 rpm$. A força contra-eletromotriz induzida nos terminais do motor foi de $E_a = -5,63 V$.

A partir dos resultados obtidos até aqui, pode-se concluir que o comportamento do motor operando no terceiro quadrante (acelerando para trás) segue o mesmo padrão do comportamento do motor operando no primeiro quadrante (acelerando para frente). Os valores de tensão terminal, corrente de armadura, velocidade angular e força contra-eletromotriz foram os mesmos dos encontrados para o motor operando no primeiro quadrante, porém com sinal invertido.

Essa similaridade se deve ao fato de que, os valores das quedas de tensão nos componentes de potência foram mantidos e, acima de tudo, o coeficiente de atrito viscoso do motor e torque de carga aplicado ao seu eixo também foram mantidos iguais. Na prática, o motor de corrente contínua pode apresentar pequenas diferenças de atrito viscoso de um sentido de rotação para o outro, exigindo mais ou menos corrente para suprir o mesmo torque de carga.

5.2 Conversor CC-CC realimentado

Com o objetivo de validar o projeto do controlador de corrente descrito no Capítulo 4, foi implementado em simulação um controlador do tipo proporcional-integral (PI), conforme a Figura 5.18.

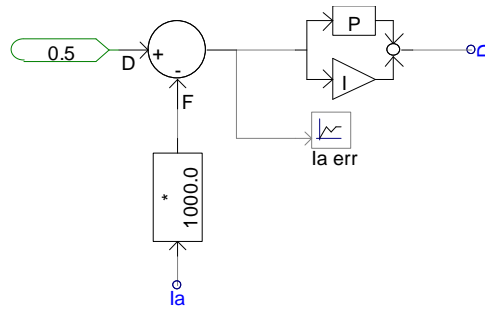


Figura 5.18 – Controlador PI de corrente simulado.

Inicialmente, os ganhos utilizados no controlador da simulação foram os mesmos projetados no Capítulo 4, ou seja, $K_P = 0,08$ e $T_I = 1/K_I = 0,049$. Aplicaram-se referências de corrente positivas e negativas e observou-se o comportamento do controlador, além do valor do ciclo de trabalho aplicado às chaves para atingir a corrente de referência dada.

5.2.1 Referência de corrente positiva

Primeiramente ajustou-se os ganhos do controlador PI da Figura 5.18 para os valores projetados e aplicou-se uma referência de corrente igual a $i_{ref} = 0,3 A$.

O controlador projetado consegue rastrear a corrente de referência. A Figura 5.19 mostra a corrente de armadura do motor e seu valor médio, a partir do instante em que a mesma entra em regime, por volta de 2,9 s. O tempo de simulação foi considerado demasiado longo, uma vez que se estava trabalhando com um passo de cálculo reduzido.

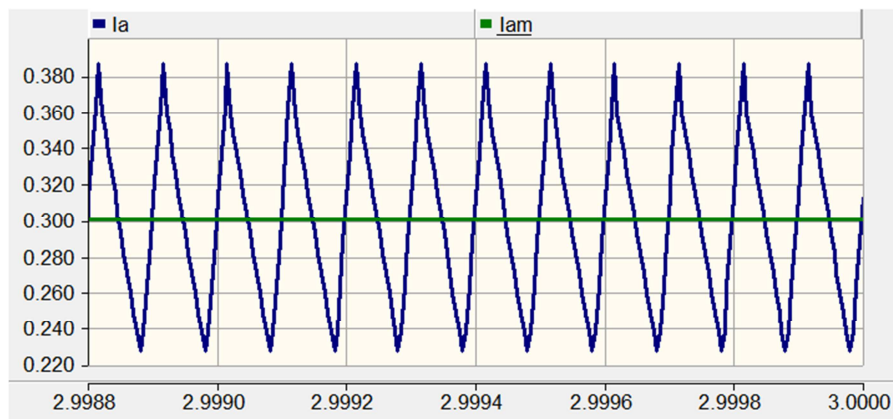


Figura 5.19 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = 0,3 A$.

O erro entre a corrente de referência e a corrente real de armadura do motor $e_i = i_{ref} - i_a$ é mostrado na Figura 5.20.

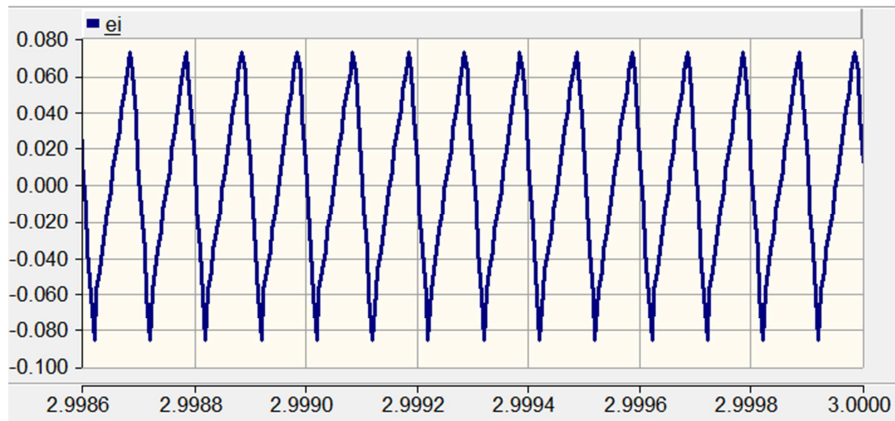


Figura 5.20 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = 0,3 A$.

O erro de corrente ficou entre $0,065 A$ e $-0,083 A$, o que equivale a um erro relativo de $21,67\%$ e $-27,66\%$. A tensão terminal do motor pode ser vista na Figura 5.21. A corrente de armadura também foi incluída nessa figura com um fator multiplicativo de $\times 10^{-1}$ a fim visualizá-la na mesma janela gráfica da tensão.

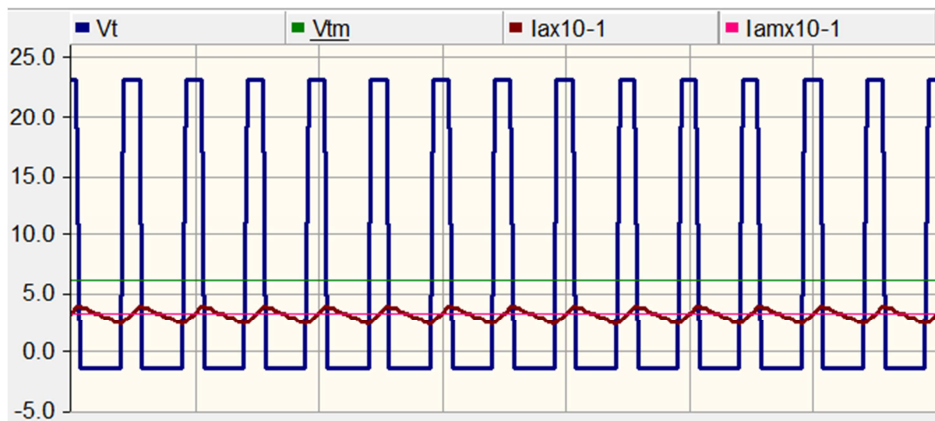


Figura 5.21 – Simulação da tensão e corrente no motor para $i_{ref} = 0,3 A$.

Quando a referência de corrente é positiva, um sinal PWM deve ser aplicado à chave S_1 , enquanto S_4 fica sempre em estado de condução e as chaves S_2 e S_3 ficam bloqueadas. A referência é comparada com a corrente de armadura do motor, obtida em simulação através de um medidor de corrente em série com os terminais do motor.

A entrada do controlador PI é a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida. A função desse controlador é fornecer um ciclo de trabalho D para a chave S_1 , de forma que circule pelo enrolamento de armadura do motor uma corrente igual ao valor de referência.

O controlador projetado até aqui consegue realizar essa tarefa, porém o tempo de simulação e o erro de regime permanente podem ser melhorados. Os ganhos do

controlador foram redimensionados a partir de um procedimento empírico, e seus valores finais foram iguais a $T_I = 0,1$ e $K_P = 0,1$.

A mesma referência de $0,3 A$ foi fornecida ao controlador. A mudança das constantes melhorou em muito o tempo de simulação, reduzindo-o para $1,5 s$, metade do tempo levado com os ganhos da proposta inicial. A Figura 5.22 mostra a corrente de armadura em regime permanente e seu valor médio para o controlador PI ajustado com ganhos descritos, enquanto o erro de corrente é apresentado na Figura 5.23.

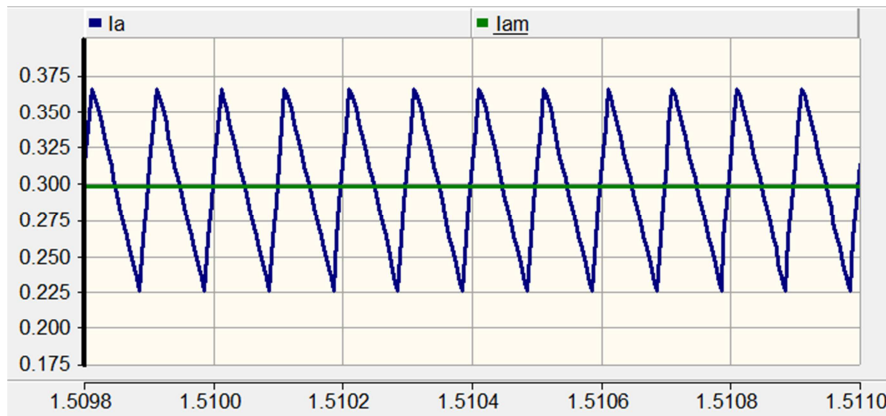


Figura 5.22 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = 0,3 A$ (2).

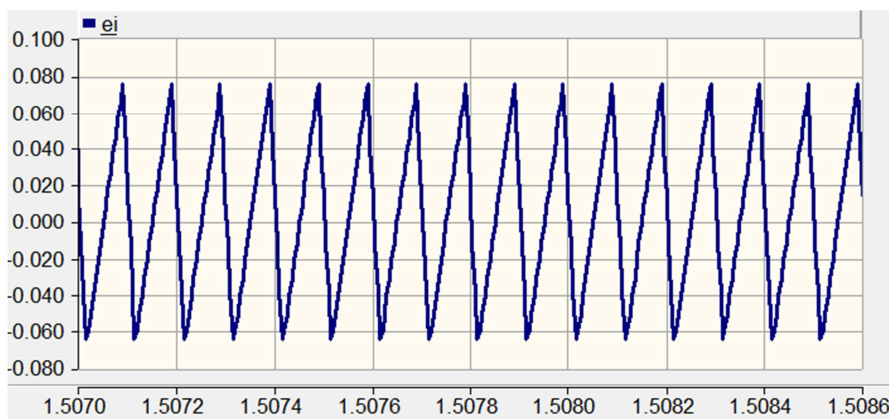


Figura 5.23 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = 0,3 A$ (2).

A ondulação de corrente acima do valor médio se manteve em $0,064 A$, isto é, $21,33\%$, enquanto o erro de corrente abaixo do valor médio reduziu em relação à primeira simulação do conversor realimentado, neste caso seu valor foi igual a $-0,062 A$, ou seja $20,66\%$.

O ciclo de trabalho aplicado à chave S_1 durante o rastreamento da corrente pode ser visto na Figura 5.24.

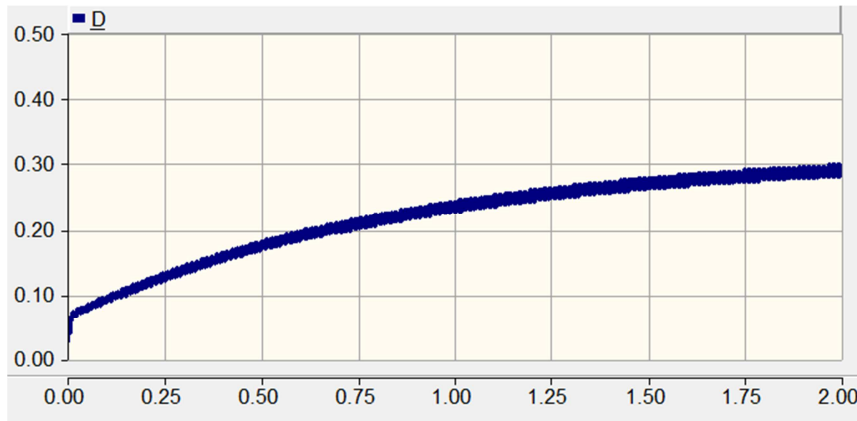


Figura 5.24 – Simulação do ciclo de trabalho para $i_{ref} = 0,3 A$.

Apesar de o ciclo de trabalho parecer não estar em regime na Figura 5.24, seu valor tende a subir, pois o motor continua acelerando, mesmo após a corrente ter atingido o valor de referência.

5.2.2 Referência de corrente negativa

Com os ganhos do controlador proporcional-integral já ajustados a partir da simulação do conversor CC-CC realimentado com referência de corrente positiva, a simulação para referência de corrente negativa apresentou o comportamento desejado.

Aplicando uma referência de corrente igual a $i_{ref} = -0,3 A$, a corrente medida na armadura é mostrada na Figura 5.25.

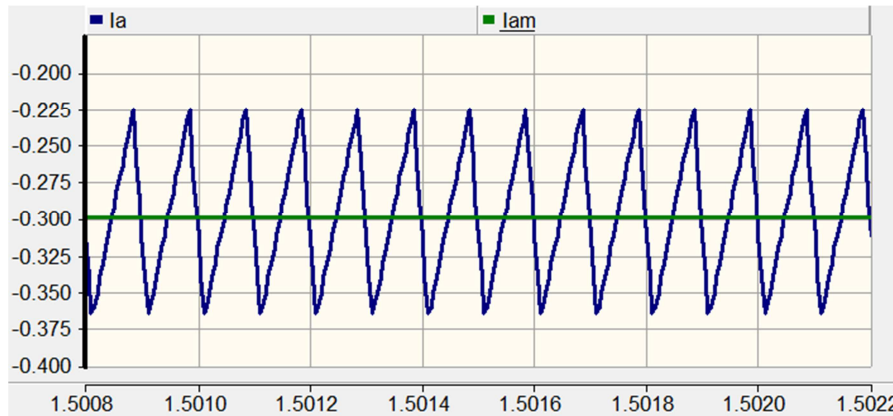


Figura 5.25 – Simulação da corrente de armadura do motor para $i_{ref} = -0,3 A$.

É possível observar que o tempo de assentamento é praticamente o mesmo que o obtido com uma referência de corrente positiva. A Figura 5.26 mostra a diferença entre a corrente de referência e o sinal medido.

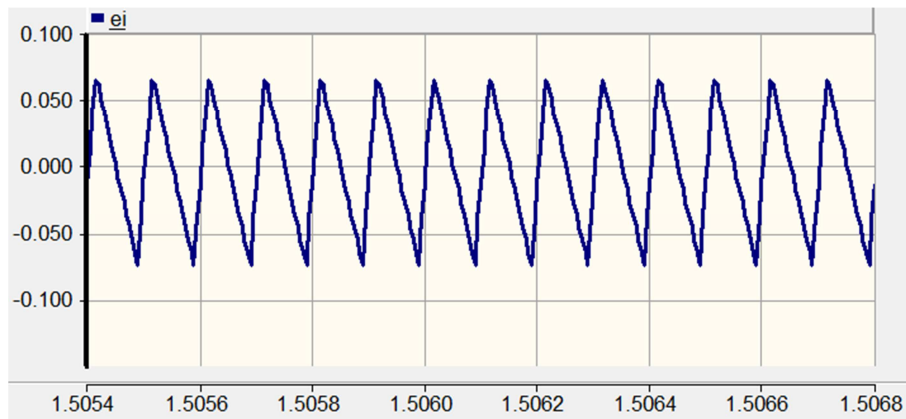


Figura 5.26 – Simulação do erro de corrente para $i_{ref} = -0,3 A$.

O erro de corrente ficou entre $0,060 A$ e $-0,068 A$, referente a um erro relativo de 20% e $-22,67\%$. A tensão terminal do motor, seu valor médio, a corrente de armadura e seu valor médio (com fator multiplicativo de $\times 10^{-1}$) podem ser vista na Figura 5.27.

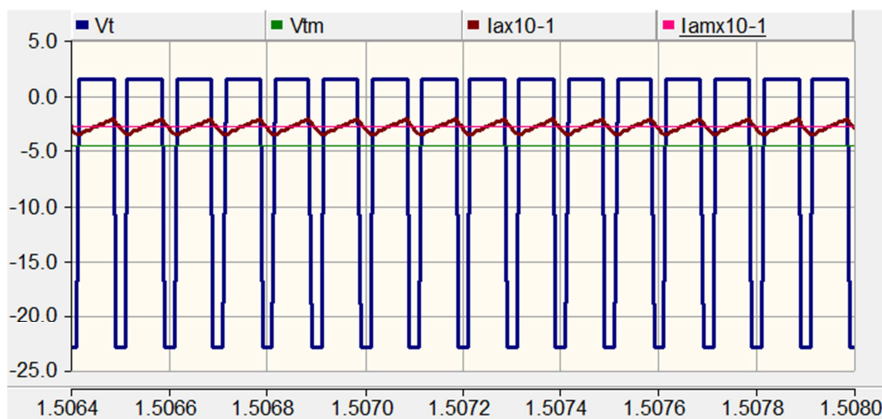


Figura 5.27 – Simulação da tensão e corrente no motor para $i_{ref} = -0,3 A$.

Por fim, a Figura 5.28 mostra a saída do controlador de corrente. É necessário inverter o sinal de controle para compará-lo com a portadora triangular e gerar o correto sinal PWM a ser aplicado na chave.

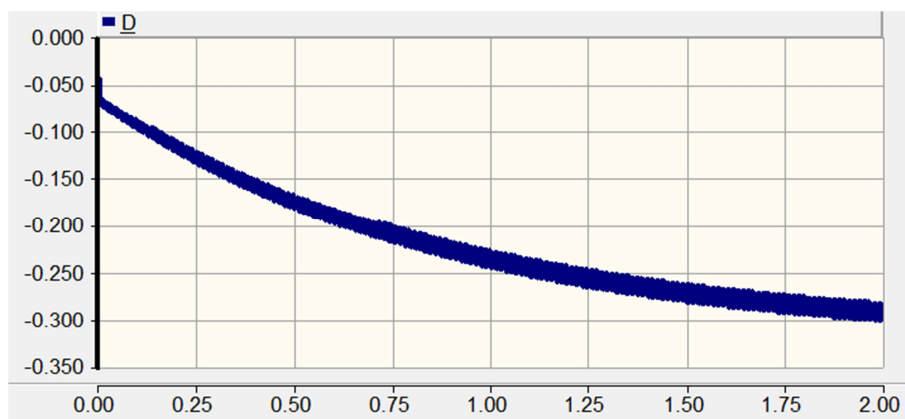


Figura 5.28 – Simulação do ciclo de trabalho para $i_{ref} = -0,3$.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Arranjo experimental

A versão final do conversor CC-CC em ponte completa, cujo projeto foi descrito no Capítulo 4 e simulações apresentadas no Capítulo 5, foi montado no Laboratório de Instrumentação e Fotônica. A Figura 6.1 ilustra o arranjo experimental para operação do conversor.

O motor utilizado no ensaio final foi o do fabricante Maxon Motor, o mesmo utilizado nas simulações em PSCAD/EMTDC e nos ensaios com as versões anteriores do conversor. Esse motor irá realizar o movimento horizontal dos sete espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico.

Optou-se pelos ensaios com esse motor, pois sua folha de dados nos fornece mais informações a respeito de seus parâmetros do que o motor do fabricante Bosch, facilitando o levantamento de sua função de transferência e conseqüentemente a comparação dos resultados experimentais e simulação.

Contudo, o projeto do *driver* também serve para o acionamento do motor CC da Bosch, uma vez que esse trabalha com a mesma tensão de alimentação que o motor ensaiado, os dispositivos de potência foram super-dimensionados, suportando tensões e correntes acima das nominais de operação de ambos os motores e todos os demais componentes utilizados foram também dimensionados com certa folga.

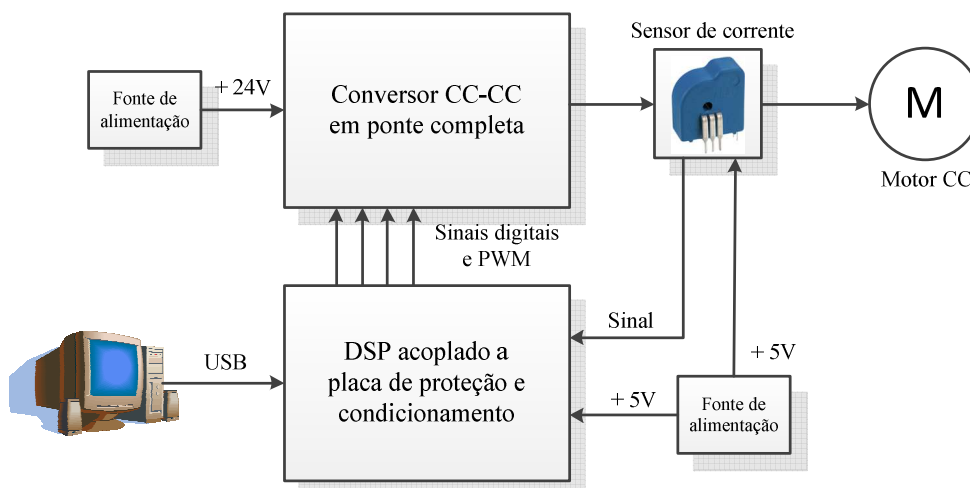


Figura 6.1 – Diagrama do arranjo experimental.

O conversor é alimentado por uma fonte de alimentação contínua de 24 V. Uma segunda fonte de 5 V é utilizada para alimentar o DSP. O sinal de tensão dessa fonte pode ser captado através de pinos de saída do DSP, que são configurados para fornecer 5 ou 3 V. Deste modo, a fonte de 5 V também é utilizada para alimentação dos circuitos localizados em um placa de apoio ao DSP e para alimentar o sensor de corrente.

Para controlar a corrente do motor e gerar os sinais aplicados às chaves do conversor CC-CC, é utilizado o DSP TMS320F28335 desenvolvido pela Texas Instruments™. Este é um dispositivo da família TMS320C2000™ que combina a integração dos periféricos de controle (conversão A/D e geração de sinais PWM) e a facilidade de um microprocessador com alto poder de processamento e possibilidade de cálculos com aritmética em ponto-flutuante. O DSP vem acompanhado de um *kit* de desenvolvimento eZdsp da Spectrum Digital™.

A Figura 6.2 mostra uma fotografia do arranjo experimental completo montado em laboratório para os ensaios de bancada, porém com motor ainda a vazio.

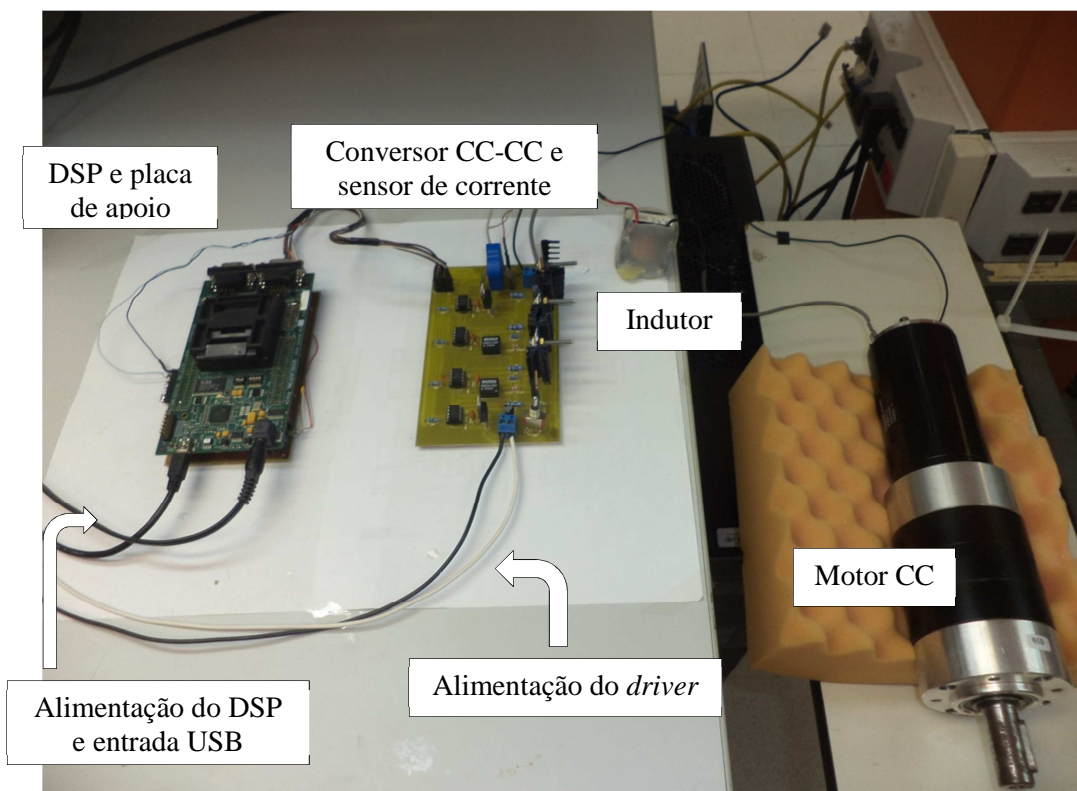


Figura 6.2 – Fotografia do arranjo experimental montado em laboratório.

Nos ensaios de bancada, foi fixado ao eixo de saída da caixa de redução do motor uma barra de ferro centrada com pesos nas pontas a fim representar a carga dos espelhos e suas estruturas.

O DSP TMS320F28335 possui dois canais de saídas PWM (EPWMxA e EPWMxB), que podem ser utilizados em três diferentes configurações: duas saídas independentes com operação de borda única, duas saídas de borda dupla com operação simétrica ou uma saída independente com borda dupla e operação assimétrica. O DSP permite ainda controlar a fase para atraso ou avanço em relação a outros módulos de EPWM ou gerar um tempo morto com controle de atraso da borda de subida e descida independentes.

Duas saídas EPWM são utilizadas para controlar as chaves da parte superior do conversor (S_1 e S_3). O IGBT S_1 é controlado pela saída EPWM1A, enquanto o IGBT S_2 é controlado pela saída EPWM2A. Saídas de uso geral GPIOs são utilizadas para controlar as chaves de baixo (S_2 e S_4), uma vez que, no chaveamento PWM unipolar, essas chaves estarão sempre em condução ou desligadas. A GPIO04 é responsável pelo acionamento do IGBT S_2 e a GPIO21 controla o IGBT S_4 .

O sinal de corrente medido pelo sensor LTS 6-NP é adquirido pelo DSP através de um de seus canais analógicos-digitais. Na interface entre o processador e o conversor existe uma placa de apoio. Nessa placa estão incluídos dois importantes circuitos necessários para a correta operação do conversor.

O primeiro deles é um circuito de condicionamento do sinal proveniente do sensor de corrente para que esse possa ser adquirido pelo conversor A/D. O segundo é um circuito de intertravamento, que tem a função de evitar que sinais errôneos nas saídas PWM e digitais do DSP acabem por acionar duas chaves da mesma perna do conversor CC-CC.

Na placa de apoio, também está inserido o circuito necessário para condicionar a corrente de saída dos canais PWM e GPIOs do DSP para a corrente de operação do optoacoplador HCPL-3150, apresentado no Capítulo 4.

6.1.1 Proteção do Conversor Analógico/Digital

O DSP TMS320F28335 da Texas Instruments possui 16 canais conversores analógicos-digitais (A/D) de 12 bits, os quais aceitam tensões de 0 a 3,0 V. Dessa forma, esses possuem resolução de 0,732 mV/bit. Os canais foram configurados para realizar uma

digitalização a cada interrupção, que é gerada com a mesma da frequência do PWM, isto é, 10 kHz.

Uma placa de apoio é utilizada em conjunto com o DSP. Essa placa é composta pelos circuitos responsáveis pelo condicionamento do sinal captado pelo sensor de corrente e proteção das entradas analógicas-digitais do conversor A/D.

Para filtrar o sinal proveniente do sensor de corrente, foi utilizado um *buffer* seguido de dois filtros MFB (*Multiple FeedBack*), comumente utilizado em aplicações de interfaces de conversores analógicos-digitais. A popularidade do uso dessa topologia de filtro ativo se deve ao fato de que ele requer apenas um amplificador operacional por estágio de segunda ordem [23], [24].

Em cascata com a saída do filtro ativo se encontra um circuito que tem a função de proteção do DSP, limitando o sinal de tensão a ser convertido pelo canal analógico-digital dentro da faixa de operação deste, de modo que não danifique a unidade conversora. Para isso, é utilizado um circuito limitador de tensão, o qual permite apenas tensões positivas em sua saída. Caso ocorra saturação de algum dos amplificadores anteriores, ocasionando em uma saída de tensão negativa, esse circuito impede que seja danificada a entrada do conversor A/D.

Por fim, é utilizado um divisor de tensão, a fim de converter o sinal na faixa de 0 a 5 V proveniente do sensor de corrente para a faixa de 0 a 3 V, que está dentro do limite de tensão suportada pelo DSP. A Figura 6.3 apresenta o esquemático dos circuitos de condicionamento de sinal e proteção descrito.

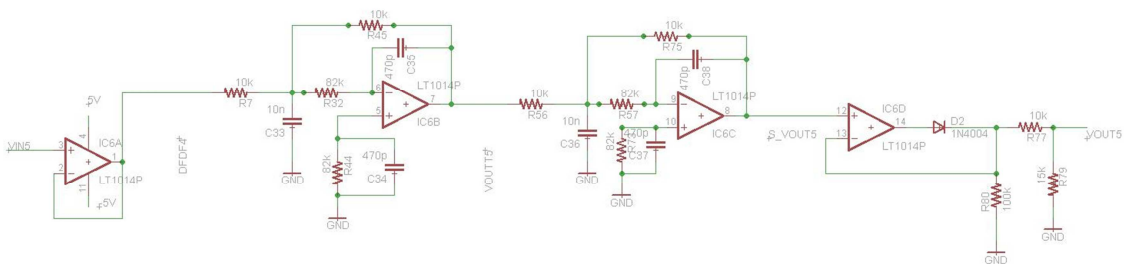


Figura 6.3 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinal e proteção.

Para alimentação dos amplificadores operacionais foi utilizado um dos pinos de saída do DSP que fornecem uma tensão de 5 V proveniente de sua fonte de alimentação. Foi necessário projetar um circuito que converte o sinal de 5 V para uma tensão de -5 V, a fim de alimentar os operacionais simetricamente. Esse pequeno circuito foi facilmente

incluído na placa de apoio ao DSP juntamente com os demais e seu esquemático é apresentado na Figura 6.4.

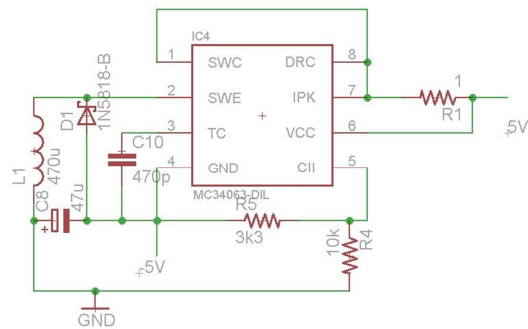


Figura 6.4 – Esquemático do circuito para conversão de +5 V para -5 V.

Na Figura 6.5 pode ser visualizada uma foto da placa de apoio do DSP já anexada à placa do *kit* de desenvolvimento, visando minimizar a influência de ruído. A conexão dos canais analógicos-digitais com a placa é feita através dos conectores na parte inferior do DSP, enquanto a entrada do sinal de corrente na placa de condicionamento é feita pelos conectores laterais. A saída dos sinais digitais e PWM do DSP também são conectadas à placa por conectores na parte inferior.

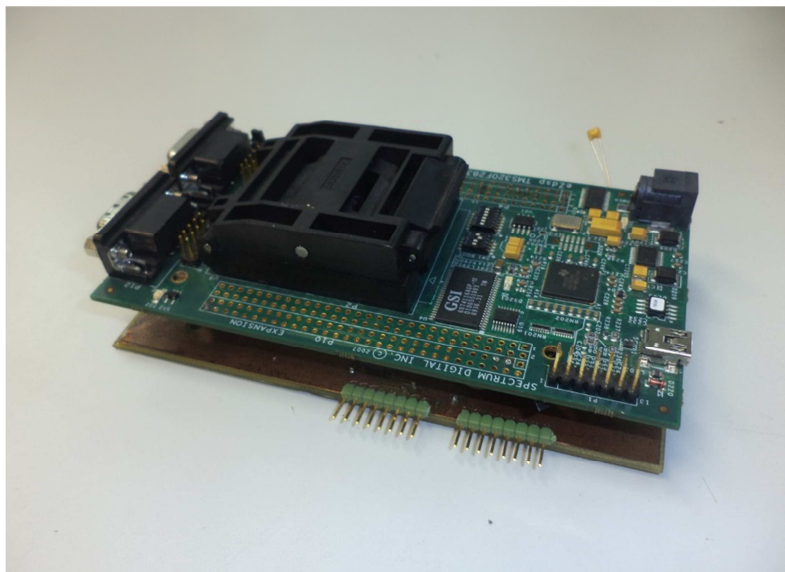


Figura 6.5 – Fotografia da placa de apoio acoplada ao DSP.

6.1.2 Circuito de proteção das chaves do conversor

Muitas vezes, ao se iniciar o programa embarcado no DSP, as saídas dos canais PWM e as GPI/Os podem estar “suja” com algum valor antigo referente ao último processamento. Caso ocorra a situação em que uma saída PWM responsável por acionar uma das chaves de cima esteja com a saída em 1 e a GPIO responsável pelo controle da

chave de baixo dessa mesma perna acionada também esteja com saída igual 1, ocasionaria em um curto em uma das pernas no conversor.

Inicialmente, para evitar que curtos inesperados ocorressem ao ligar o sistema, implementou-se uma chave liga-desliga antes da conexão da fonte de alimentação com o conversor. Por segurança, era necessário compilar o programa para a memória do DSP para, em seguida, alimentar o circuito de potência.

Para solucionar o problema, foi desenvolvido um circuito de proteção das chaves do DSP através de portas lógicas, a fim de impedir que fossem enviados sinais de comando ao mesmo tempo para duas chaves de uma mesma perna. A Tabela 6.1 mostra a lógica desse circuito.

Tabela 6.1 – Lógica de intertravamento entre as chaves de uma mesma perna.

<i>Entradas</i>		<i>Saídas</i>	
S1 (EPWM1A)	S2 (GPIO4)	S_S1 (EPWM1A)	S_S2 (GPIO4)
1	1	0	0
1	0	1	0
0	1	0	1
0	0	0	0

Se o PWM que aciona a chave S_1 enviar um sinal de comando igual a 1 ao mesmo tempo que a GPIO que aciona a chave S_2 , localizada na mesma perna que a primeira chave, a saída do circuito de intertravamento deve ser igual a zero. Se o sinal de comando de uma das chaves for para acioná-la, enquanto o sinal de comando da outra é para manter a chave desligada, o circuito de intertravamento deve repetir esses comandos, uma vez que é a configuração natural da operação do conversor. Por fim, se ambos os sinais de controle estiverem zerados, a saída do circuito também se repete.

A mesma lógica foi implementada para o comando da chave S_3 que recebe o sinal PWM e da chave S_4 localizada na mesma perna que a primeira. A partir da análise da tabela verdade da Tabela 6.1, a equação *booleana* correspondente às saídas desejadas é fica igual a:

$$S_S_1 = S_1 \cdot \overline{S_2} \quad 6.1$$

$$S_S_2 = \overline{S_1} \cdot S_1 \quad 6.2$$

Um simples circuito com portas lógicas AND e inversoras, como o da Figura 6.6, pode ser projetado fornecer as saídas descritas pelas equações 6.1 e 6.2.

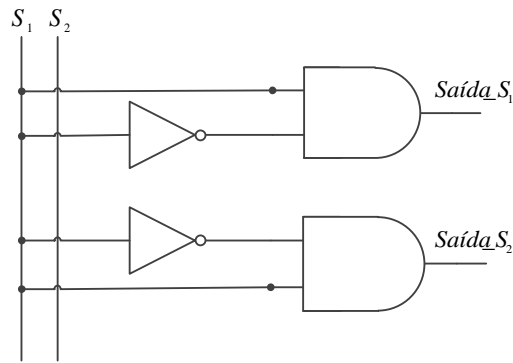


Figura 6.6 – Circuito lógico para proteção das chaves de uma mesma perna.

Para montagem prática do circuito da Figura 6.6 seria necessário utilizar dois diferentes CIs, um correspondente à porta lógica inversora e outro correspondente à porta lógica AND. As portas lógicas são vendidas comercialmente em circuitos integrados de 14 pinos, ou seja, contém em seu CI 4 portas lógicas idênticas e dois pinos para alimentação.

Com o objetivo de minimizar o número de CIs utilizados na montagem experimental, o circuito da Figura 6.6 foi montado com o uso de portas NAND de um mesmo integrado. É possível utilizar uma porta NAND, com seus pinos de entradas curto-circuitados, para fornecer uma saída inversora. Ao inverter o sinal de saída de uma porta NAND, obtemos uma porta lógica AND, conforme desejado. Assim, o esquemático do circuito implementado na prática, para proteção dos pares de chaves (S_1, S_2) e (S_3, S_4) de umas mesma perna, é mostrado na Figura 6.7.

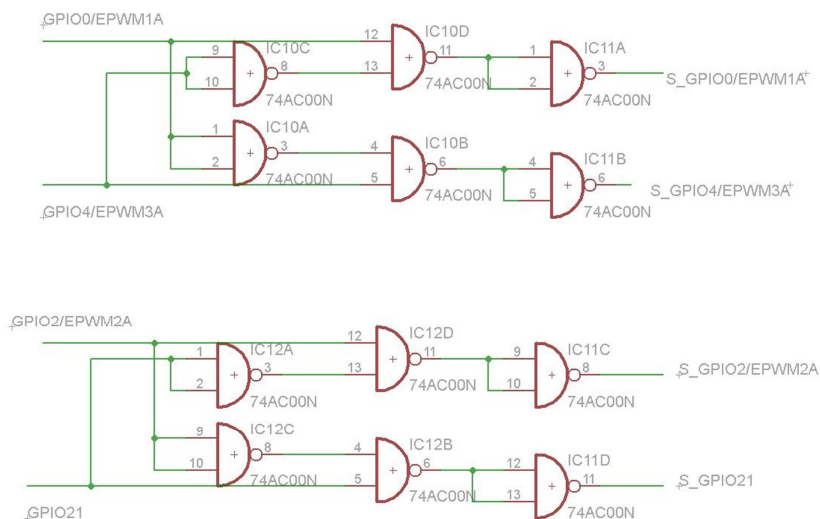


Figura 6.7 – Esquemático do circuito para proteção das chaves do conversor.

6.2 Implementação em DSP

O controle do conversor CC-CC em ponte completa foi desenvolvido no ambiente Code Composer versão 3.5, que acompanha o *kit* de desenvolvimento eZdsp da Spectrum Digital. Esse programa pode ser carregado na memória do DSP através de um cabo USB.

No arranjo experimental atual, o programa é gravado na memória RAM. No futuro, com o sistema completo do projeto Concentrado Fotovoltaico instalado em campo, o programa deve ser gravado na memória flash do dispositivo, de forma que, diante de um desligamento inesperado ou *bugs* no software, não seja necessária a reprogramação.

A chave S_1 é controlada pela saída EPWM1A, enquanto a chave S_3 é controlada pela saída EPWM2A. A saída digital GPIO04 é responsável pelo acionamento da chave S_2 e a saída GPIO21 controla a chave S_4 .

A primeira versão do código desenvolvido não conta com o controlador de corrente projetado. Foi concebido um programa apenas para comandar as chaves do conversor CC-CC em ponte completa operando em malha aberta.

No início, o DSP executa suas rotinas internas de inicialização e a inicialização das constantes e variáveis globais, em seguida, aguarda pela rotina de interrupção. O programa inicia com ciclo de trabalho igual a zero, fazendo com que todas as saídas para as chaves estejam em nível lógico baixo. A cada varredura o DSP atualiza o valor da variável D correspondente ao ciclo de trabalho, para seu último valor ($D = D_{anterior}$).

Em malha aberta, o ciclo pode ser alterado manualmente. Deste modo, ao receber do usuário um valor diferente de zero, o DSP envia o sinal de comando para chaves do conversor. Se o ciclo fornecido for positivo, o DSP aplica um sinal PWM com ciclo D na chave superior S_1 , mantém a chave S_4 em condução e bloqueia as demais. Essa configuração aciona o motor de corrente contínua no 1º quadrante de operação. Se o ciclo fornecido for negativo, o DSP aplica um sinal PWM igual a $-D$ na outra chave superior S_3 , mantém a chave S_2 em condução e bloqueia as demais. Assim, o driver aciona o motor no 3º quadrante de operação. A Figura 6.8 ilustra o controle descrito através de um fluxograma.

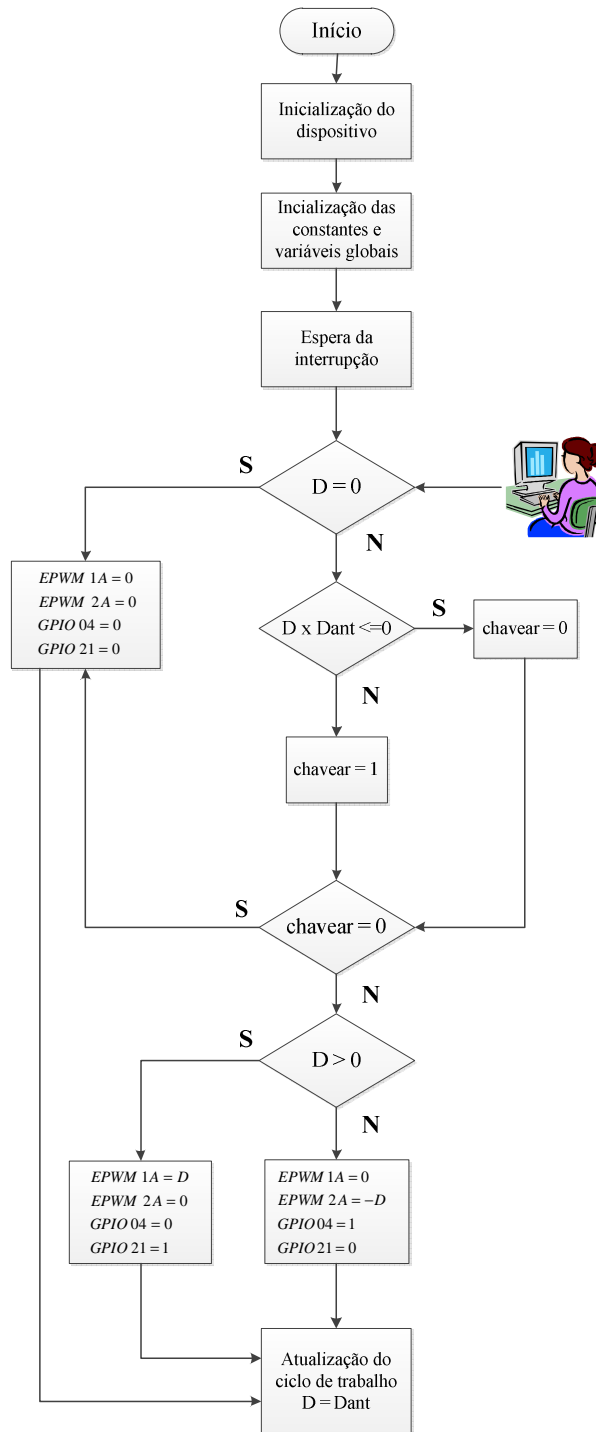


Figura 6.8 – Fluxograma do código embarcado para conversor em malha aberta.

Uma variável de controle nomeada “chavear” é utilizada para evitar possíveis curtos no conversor. Supondo que o usuário deseje operar o motor no primeiro quadrante e em seguida deseje inverter o seu sentido de rotação. Para que isso ocorra sem provocar curto nas chaves do conversor, é necessário esperar que a corrente se extinga. O comando “chavear=0” abre todas as chaves do conversor CC-CC para garantir que nenhuma corrente flua em um sentido ou outro durante o comando de reversão de

sentido. Quando o produto entre o ciclo de trabalho atual e novo ciclo desejado for menor ou igual a zero ($D \times D_{ant} \leq 0$), a variável “chavear” é atualizada com 0. Essa variável só é atualizada com 1, habilitando a operação do conversor, quando na próxima varredura o produto descrito for maior que zero.

Diferentemente do conversor operando em malha aberta, com a malha de realimentação de corrente implementada, após as rotinas de inicialização executadas pelo DSP, é necessário converter o sinal medido pelo sensor de corrente. O sensor LTS 6-NP fornece uma saída de tensão proporcional à corrente que flui sobre ele, esse sinal é condicionado para os valores de trabalho do conversor A/D do DSP e em seguida é feita a conversão A/D.

O resultado da conversão é multiplicado por um ganho igual a $0,732 \text{ mV/bit}$ a fim de reconstruir o sinal original. Por fim, um fator de conversão é utilizado para se obter o valor correspondente em ampères. A Figura 6.9 ilustra o procedimento de desnormalização de variáveis feita pelo DSP.

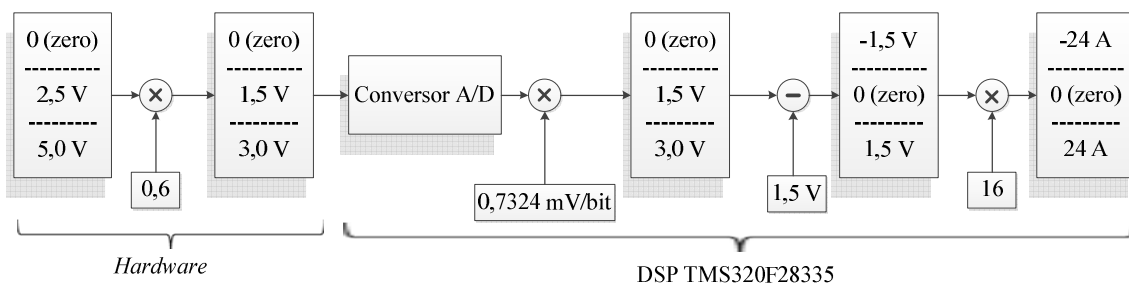


Figura 6.9 – Conversão do sinal proveniente do sensor de corrente.

O procedimento descrito na Figura 6.9 é resumido pelo bloco “desnormalização do sinal de corrente” no fluxograma da Figura 6.10. O programa inicia com uma referência de corrente igual a zero, fazendo com que todas as saídas do DSP sejam iguais a zero e todas as chaves do conversor estejam bloqueadas. Em seguida o programa calcula o erro entre a corrente de referência e a corrente medida.

O controlador PI projetado no Capítulo 4 e redimensionado a partir dos resultados de simulação do Capítulo 5 foi implementado no DSP. A saída do controlador é o valor do ciclo de trabalho que deve ser aplicado às chaves do conversor de forma que circule pelo motor uma corrente igual à corrente de referência fornecida. Para uma referência de corrente positiva, a saída do controlador é igual a D , enquanto para uma referência de corrente negativa esse valor é negativo. Deste modo, a saída

EPWM2A, referente ao controle da chave S_3 deve fornecer um sinal PWM com ciclo de trabalho igual a $-D$.

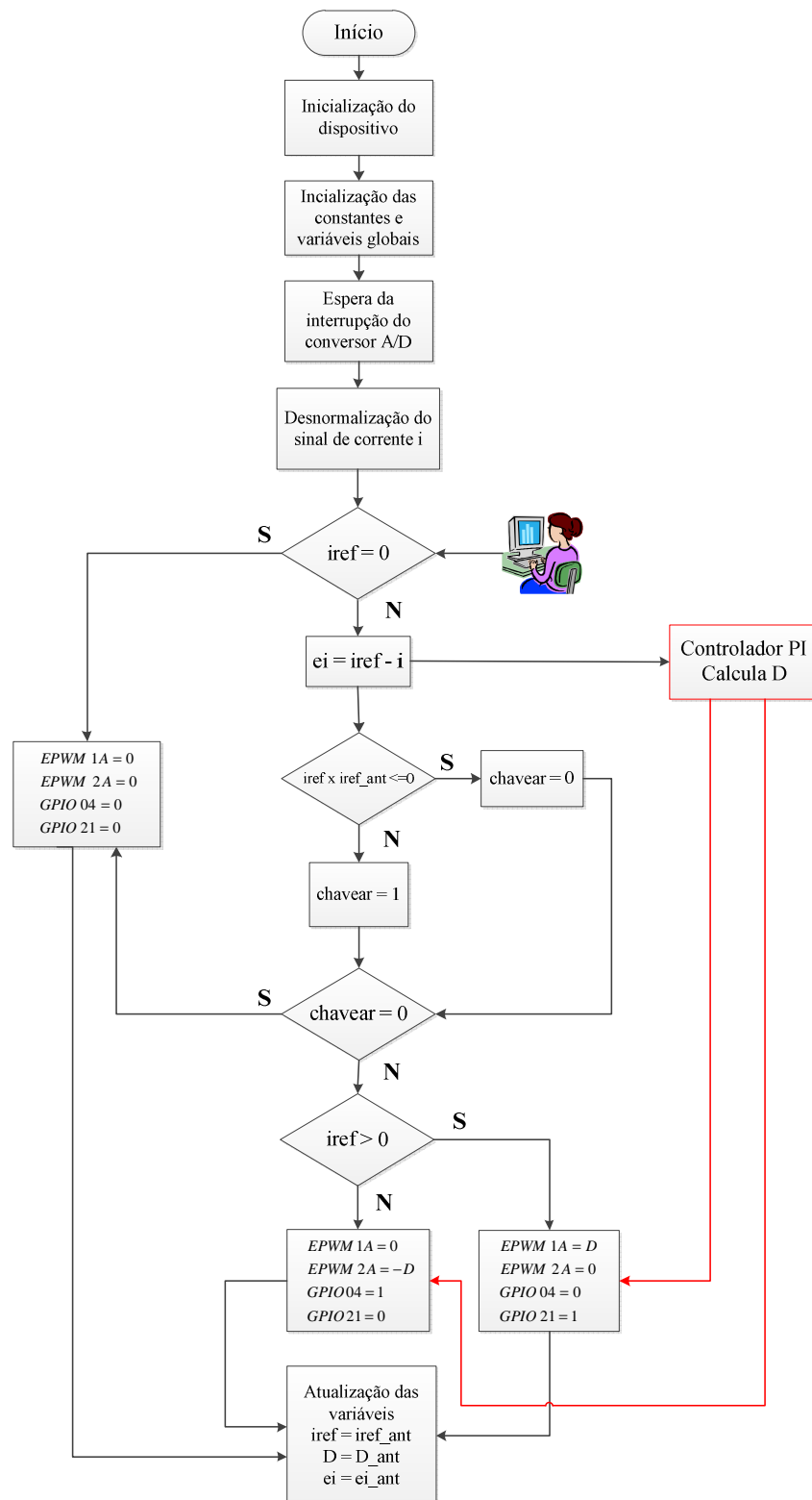


Figura 6.10 – Fluxograma do código embarcado para conversor em malha fechada.

Pela análise do fluxograma da Figura 6.10 pode-se notar que o DSP calcula o erro de corrente e o ciclo de trabalho a ser aplicado às chaves durante todo o tempo, entretanto esse ciclo só é aplicado aos IGBTs do conversor quando a variável “chavear” estiver habilitada.

Seguindo a mesma lógica utilizada no programa para conversor operando em malha aberta, a saída da variável “chavear” é atualizada para 1, somente quando o produto entre a corrente de referência atual e a corrente de referência atualizada for menor ou igual a zero ($i_{ref} \times i_{ref_{ant}} \leq 0$). Isto é, se o usuário desejar inverter o sentido de rotação do motor fornecendo uma corrente de referência com sinal contrário à aplicada anteriormente, todas as chaves serão abertas a partir do comando “chavear=0” até a próxima varredura.

Para implementar o controlador proporcional-integral no DSP, é necessário escrever a expressão de controle no formato de equação a diferenças. A função de transferência do controlador $\frac{D(s)}{E_i(s)}$, apresentada na equação 4.21, foi transformada para o domínio z através da aproximação Euler Backward indicada na equação 6.3 e colocada no formato de equações a diferenças apresentada na equação 6.4.

$$s \cong \frac{z - 1}{zT} \quad 6.3$$

na qual, $T = 100 \mu s$ é o período de amostragem para frequência de amostragem igual a 10 kHz.

$$d(k) = \left(K_P + \frac{K_P}{T_I} h \right) \times e_i(k) - K_P \times e_i(k - 1) + d(k - 1) \quad 6.4$$

O programa completo desenvolvido no DSP se encontra no ANEXO A desse trabalho.

6.3 Conversor CC-CC em malha aberta

O motor de corrente contínua do fabricante Maxon Motor será utilizado para realizar o movimento horizontal dos espelhos que acompanham o sol ao longo do dia. Para o levantamento dos resultados experimentais, foi fixado ao eixo de saída da caixa de redução do motor uma barra de ferro com pesos com o intuito de representar a carga dos espelhos e suas estruturas. Possíveis condições externas às quais os espelhos podem ser submetidos em campo não foram levadas em consideração nos ensaios.

Inicialmente, realizou-se o acionamento do motor com conversor CC-CC em ponte completa operando em malha aberta. O programa embarcado em DSP utilizado nesses ensaios foi o descrito no fluxograma da Figura 6.8. O conversor foi acionado através de um chaveamento unipolar, com ciclo de trabalhos ajustado manualmente de 10 a 90%, em incrementos de 10%. Foi medida a tensão e corrente na carga (motor CC + indutor acrescentado em série com os terminais do motor) com motor operando no primeiro e terceiro quadrante.

6.3.1 Operação no primeiro quadrante

A Figura 6.11 mostra a tensão e corrente no motor para um ciclo de trabalho igual a $D = 40\%$.

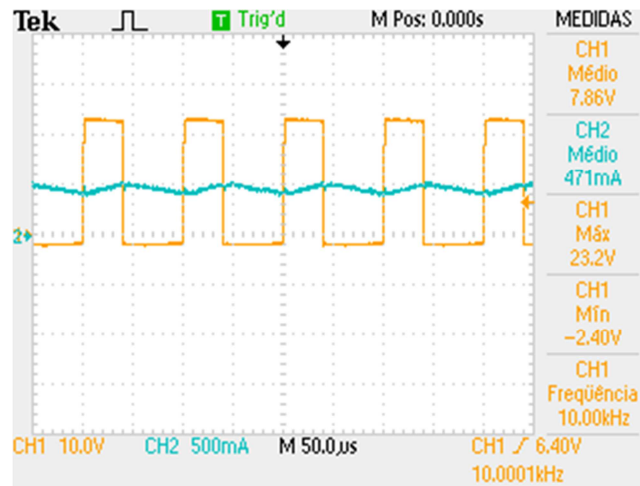


Figura 6.11 – Tensão e corrente no motor para $D = 40\%$.

Durante o tempo em que a chave S_1 permanece ligada, a tensão no motor foi igual a 23,2 V. Esse valor se deve a queda de tensão nos IGBTs S_1 e S_4 quando em condução. Quando a chave S_1 é desligada, a corrente circula através de S_4 e do diodo D_2 . Assim, apareceu sobre os terminais do motor uma tensão igual a $-2,4 V$, referente a queda de tensão no IGBT S_4 e no diodo D_2 em anti-paralelo com a chave S_2 . Devidos a essas quedas, a tensão média no motor foi igual a 7,86 V.

A corrente média de armadura foi igual a 471 mA, com *ripple* em torno de $\pm 100 mA$. O indutor acrescentado em série com o motor auxilia na diminuição da ondulação de corrente. Foi projetada uma indutância mínima de 1,2 mH para garantir um *ripple* máximo de 100 mA. No entanto, o indutor utilizado na prática foi de 3,42 mH, logo era de se esperar que o *ripple* de corrente fosse inferior ao limite estabelecido. A discrepância se deve ao fato de que a estimativa da indutância foi feita a

partir de algumas considerações que podem não ser iguais aos valores práticos, como por exemplo, uma queda máxima de 10% da tensão de alimentação no indutor.

As formas de onda de tensão e corrente na carga para um ciclo de trabalho igual a $D = 50\%$ são apresentadas na Figura 6.12.

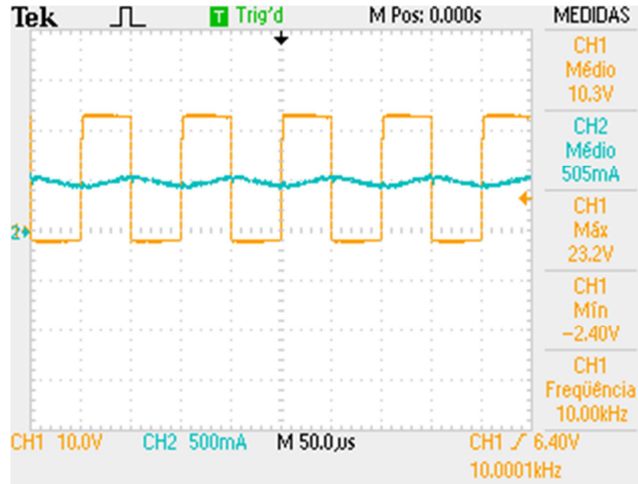


Figura 6.12 – Tensão e corrente no motor para $D = 50\%$.

Mais uma vez a tensão no motor variou entre 23,2 V e -2,4 V. Com isso, concluímos que as quedas nos dispositivos de potência mantiveram-se praticamente constantes, uma vez que a corrente medida na carga aumentou apenas 30 mA em relação ao ciclo anterior. A folha de dados do IGBT IRG4BC20FD não fornece informação a respeito da queda de tensão para valores de corrente menores que 100 mA, pois esse componente suporta correntes de até 16 A.

A tensão média na carga foi de 10,30 V e a corrente média foi de 505 mA. Comparando com os resultados obtidos em simulação, a tensão média na carga foi inferior ao valor simulado de $V_{tm} = 10,75 V$. Em simulação, foi considerada uma queda de tensão igual a 0,5 V nos IGBTs quando em condução e queda de 1,0 V nos diodos em anti-paralelo às chaves, resultando em uma tensão igual a -1,5V durante o tempo t_{off} em que a chave S_1 permanece ligada. Na prática esse valor foi igual a -2,4 V, resultando em uma tensão média inferior à simulada.

Em relação à corrente de armadura, o valor medido experimentalmente foi muito próximo ao simulado de $I_{am} = 516 mA$. A ondulação de corrente na carga foi superior ao esperado, ficando mais uma vez em torno de 100 mA.

Por fim, a Figura 6.13 traz as medições de corrente e tensão na carga quando aplicado um ciclo de trabalho igual a $D = 90\%$. Esse foi o máximo ciclo de trabalho aplicado às chaves durante os ensaios experimentais.

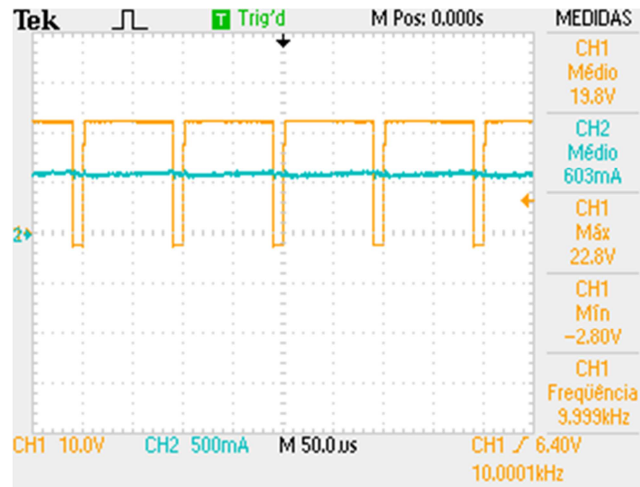


Figura 6.13 – Tensão e corrente no motor para $D = 90\%$.

Para um ciclo de trabalho de 90 %, a corrente média no motor foi igual a 603 mA e a sua ondulação quase não pode ser percebida na escala da Figura 6.13, uma vez que as chaves S_1 e S_4 permanecem quase todo tempo ligadas simultaneamente.

O aumento da corrente na carga ocasionou uma maior perda nos dispositivos de potência. Durante o tempo t_{on} , a tensão na carga caiu de 23,2 V, que vinha se mantendo constante, para 22,8 V, enquanto no tempo t_{off} a queda foi de -2,4 V para -2,8 V. Essas quedas refletem diretamente no valor da tensão média na carga, que foi igual a 19,8 V.

A Tabela 6.2 apresenta o valor da tensão média na carga para ciclo de trabalho variando de 10 a 90% em intervalos de 10%.

Tabela 6.2 – Tensão média no motor para ciclos de trabalho positivos.

D (%)	V_m (V)
20	3,19
30	5,53
40	7,86
50	10,30
60	12,70
70	15,10
80	17,30
90	19,80

A Figura 6.14 mostra um gráfico da relação entre a tensão média no motor e o ciclo de trabalho aplicado, a partir dos valores obtidos experimentalmente e apresentados na Tabela 6.2.

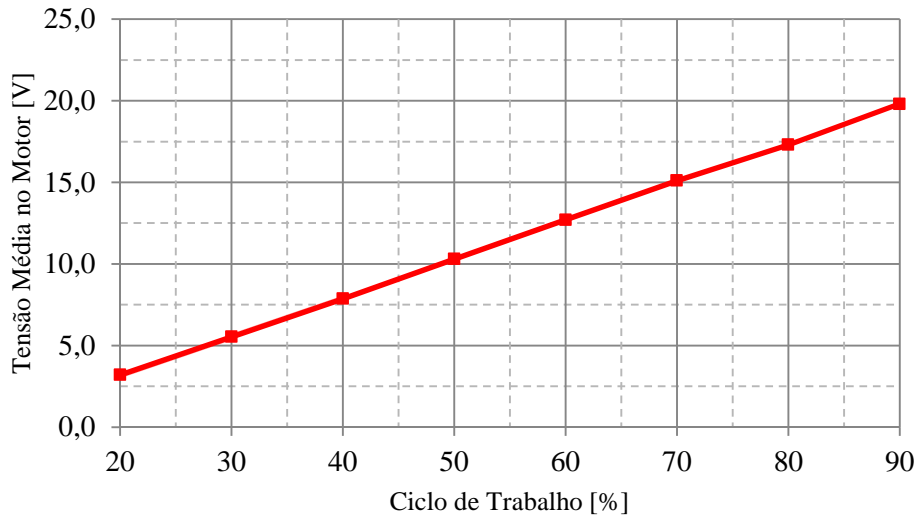


Figura 6.14 – Ciclo de trabalho x Tensão média no motor ($D > 0$).

Teoricamente, a tensão média na carga, para um conversor CC-CC em ponte completa controlado por chaveamento PWM unipolar é igual a $V_{tm} = DV_d$, no entanto as quedas de tensão nas chaves de potência, nas trilhas da placa de circuito impresso, nos fios utilizados na conexão entre o conversor e o *driver* e no indutor acrescentado em série com o motor fazem com que a tensão média seja inferior ao valor teórico. É importante ressaltar que, apesar das quedas citadas, a tensão média no motor varia linearmente com aumento do ciclo de trabalho, conforme o esperado.

A Tabela 6.3 apresenta os valores medidos de corrente média na carga para cada ciclo de trabalho aplicado no ensaio experimental.

Tabela 6.3 – Corrente média no motor para ciclos de trabalho positivos.

D (%)	I_m (mA)
20	374
30	422
40	471
50	505
60	532
70	556
80	586
90	603

O gráfico corrente média do motor X ciclo de trabalho para os valores da Tabela 6.3 é mostrado na Figura 6.15. A corrente é dada em mA .

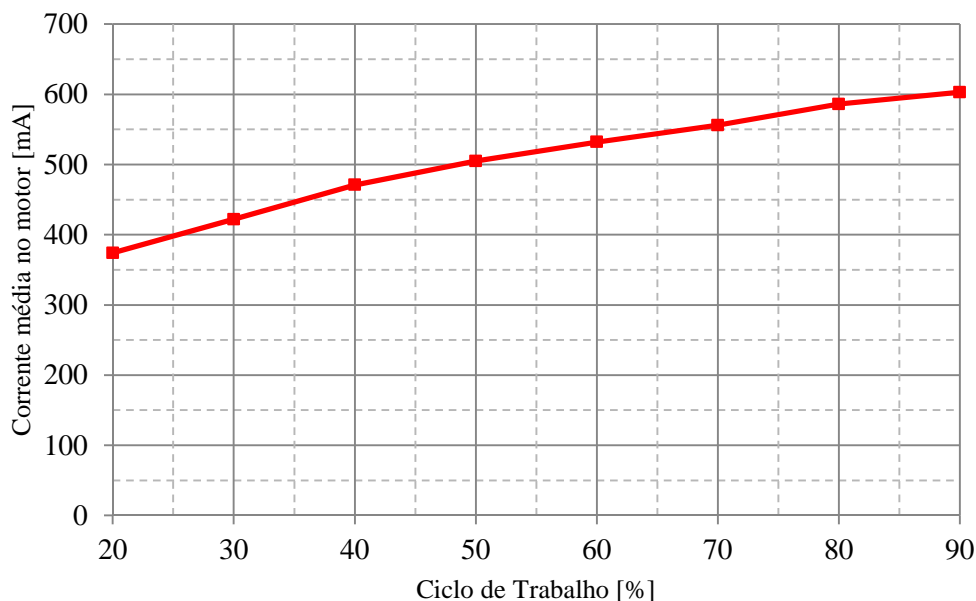


Figura 6.15 – Ciclo de trabalho x Corrente média no motor ($D > 0$).

Em malha aberta, a corrente de armadura do motor depende dos parâmetros internos de seu modelo elétrico (R_a e L_a), dos parâmetros de seu modelo mecânico (J e B) da tensão aplicada aos terminais do motor e da força contra-eletromotriz gerada pelo campo do rotor. A corrente também é diretamente proporcional ao torque no eixo do motor. Com o torque de carga exercido pelo peso da barra de ferro com pesos utilizada experimentalmente, o motor atingiu uma corrente máxima de $603 mA$.

Os baixos valores de corrente de armadura medidos são devido à caixa de redução de 1:308 acoplada ao eixo do motor da Maxon Motor. Seria necessário um torque de carga muito elevado para ensaiar o motor a correntes maiores. Com o torque de carga empregado em simulação, o motor atingiu correntes de até $1,0 A$ operando em malha aberta. No entanto, o valor do torque simulado foi apenas uma estimativa do torque necessário para o movimento dos espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico.

De qualquer forma, o *driver* para acionamento dos motores CC desse projeto foi projetado para suportar correntes de até $7,0 A$, caso seja necessário na implementação do projeto completo em campo.

6.3.2 Operação no terceiro quadrante

A Figura 6.16 mostra a tensão e corrente medida na carga para um ciclo de trabalho igual a $D = -30\%$. Vale lembrar que, a saída PWM do DSP aplica a chave S_3 um ciclo de trabalho igual a $-D$. O sinal negativo serve apenas para ilustrar o sentido de rotação do motor.

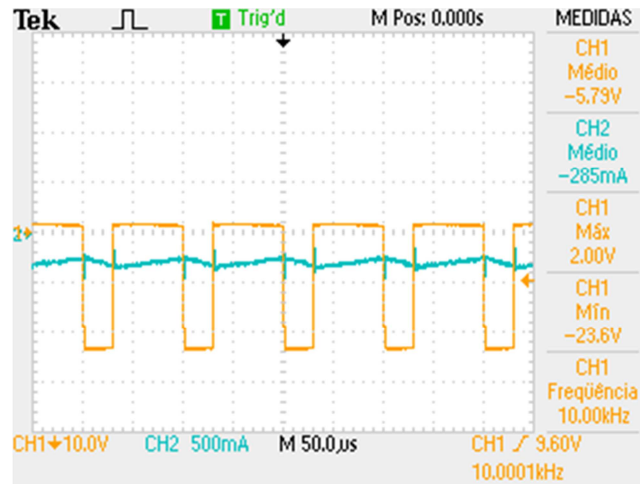


Figura 6.16 – Tensão e corrente no motor para $D = -30\%$.

A tensão medida na carga, durante o tempo em que a chave S_3 permanece ligada, foi de $-23,6V$ e igual a $2,0V$ durante o tempo em que permanece desligada. No intervalo t_{off} , a corrente circula através da chave S_2 , que é mantida sempre em condução, e através do diodo D_4 , em anti-paralelo à chave S_4 . A tensão de $2,0V$ que aparece nos terminais do motor se refere à queda de tensão nesses dispositivos.

A tensão média na carga foi de $-5,79V$ e a corrente média foi de $-285mA$. Nesse caso, o motor opera no 3º quadrante, com tensão negativa e corrente negativa, ou seja, acelerando no sentido contrário de rotação. Mais uma vez, a ondulação de corrente se manteve em torno de $100mA$.

Os valores de tensão e corrente na carga medidos para um ciclo de trabalho igual a 50% são mostrados na Figura 6.17.

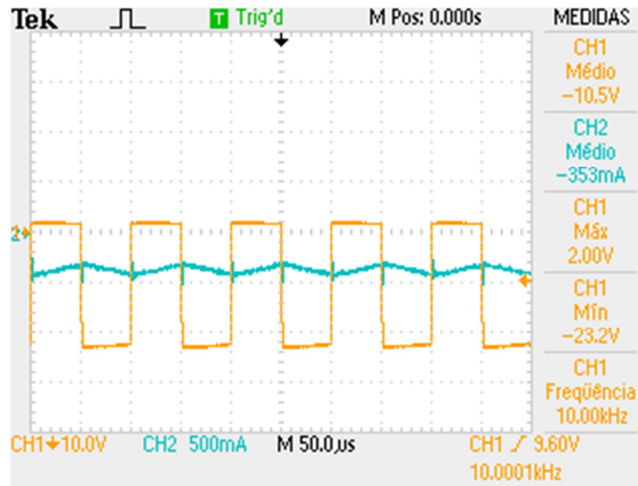


Figura 6.17 – Tensão e corrente no motor para $D = -50\%$.

A corrente média na carga foi de -353 mA , com ripple igual a $\pm 100\text{ mA}$. Podemos observar que o motor gira mais lentamente para esse sentido de rotação do que no sentido de rotação da operação no primeiro quadrante. Como visto anteriormente, para o mesmo ciclo de trabalho aplicado a chave S_1 a corrente média no motor foi de 505 mA .

A tensão média na carga foi de $-10,5\text{ V}$. As quedas de tensão nos dispositivos mantiveram-se constantes. Mais uma vez comparando com a operação do motor no primeiro quadrante, pode-se observar que a queda de tensão durante o tempo t_{off} da chave S_3 igual a $2,0\text{ V}$, referente a condução da chave S_2 e do diodo D_4 , foi inferior à queda de $2,4\text{ V}$ durante o bloqueio da chave S_1 . Essa diferença nos mostra que, apesar de todos os IGBTs utilizados serem do mesmo fabricante e da mesma série (IRG4BC20FD), a queda de tensão nas chaves e nos diodos em anti-paralelo a elas podem ter uma pequena discrepância.

Aplicou-se ciclo de trabalho variando de -10 a -90% em intervalos de -10% , os valores de tensão média no motor correspondentes a esse ciclos podem ser visualizados na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 – Tensão média no motor para ciclos de trabalho negativos.

D (%)	V_m (V)
-20	-3,54
-30	-5,79
-40	-8,24
-50	-10,50
-60	-13,00
-70	-15,40

D (%)	V_m (V)
-80	-17,70
-90	-20,10

O gráfico da Figura 6.18 mostra o gráfico da tensão média no motor em função do ciclo de trabalho aplicado, segundo os valores obtidos experimentalmente e demonstrados na Tabela 6.4.

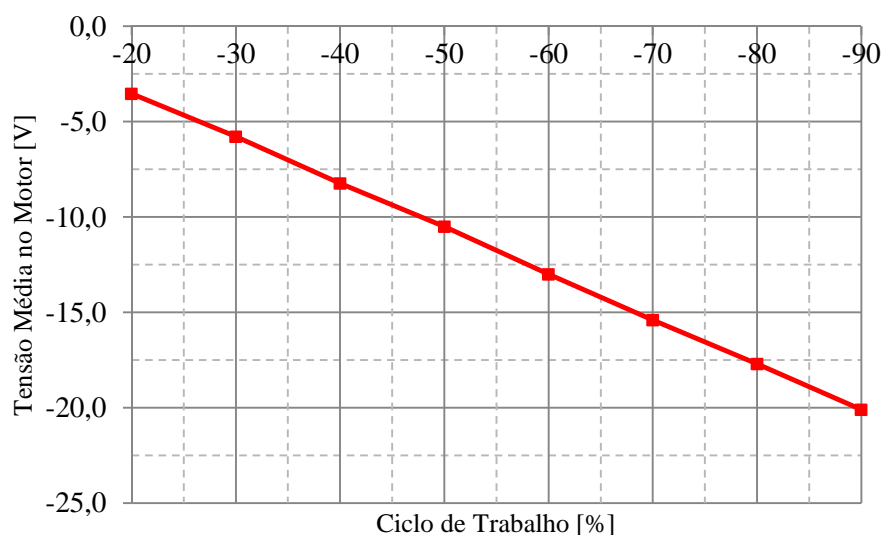


Figura 6.18 – Ciclo de trabalho x Tensão média no motor ($D < 0$).

É fácil ver que a tensão no motor varia linearmente com o ciclo de trabalho aplicado à chave S_3 . O valor máximo obtido com ciclo de trabalho igual a 90% foi de $-20,17\text{ V}$ para um alimentação de 24 V igual à tensão nominal do motor CC.

A Tabela 6.5 mostra os valores da corrente média no motor obtida nos ensaios de bancada através de um ponteira de corrente do tipo alicate.

Tabela 6.5 – Corrente média no motor para ciclos de trabalho negativos.

D (%)	I_m (mA)
-20	-240
-30	-285
-40	-316
-50	-353
-60	-400
-70	-425
-80	-447
-90	-480

A Figura 6.19 mostra o gráfico corrente média no motor X ciclo de trabalho construído a partir dos valores da Tabela 6.5.

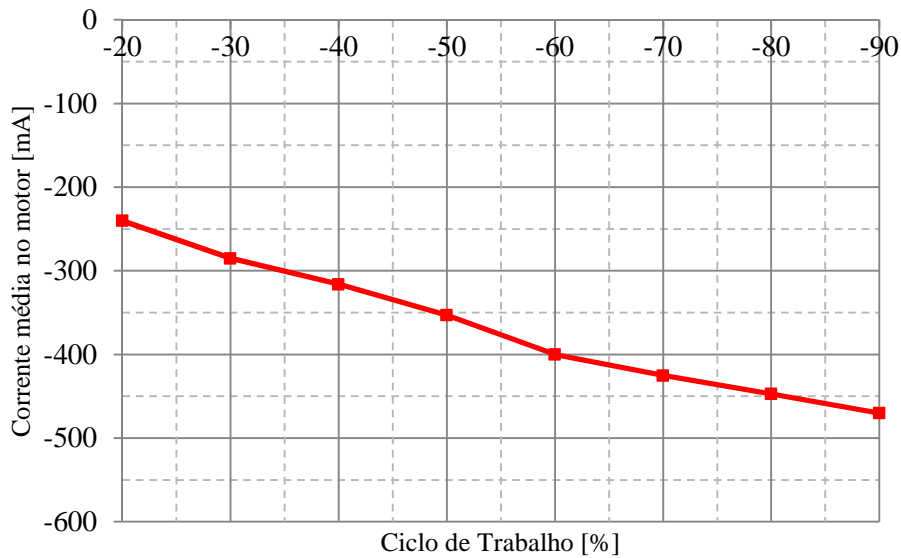


Figura 6.19 – Ciclo de trabalho x Corrente média no motor ($D < 0$).

Podemos observar que, operando em malha aberta no terceiro quadrante, o motor atingiu uma corrente média máxima de -480 mA . Esse valor de corrente, assim como para os demais ciclos de trabalho aplicados, é inferior aos obtidos no ensaio com o motor operando no primeiro quadrante onde atingiu um valor máximo de 603 mA . A partir dessa comparação, pode-se concluir que o motor CC da Maxon Motor possui coeficiente de atrito viscoso B diferente para cada sentido de rotação, menor o segundo sentido ensaiado. No modelo de simulação, esse coeficiente foi estimado com base no valor típico de viscosidade em motores de corrente contínua, e considerado constante.

6.4 Conversor CC-CC em malha fechada

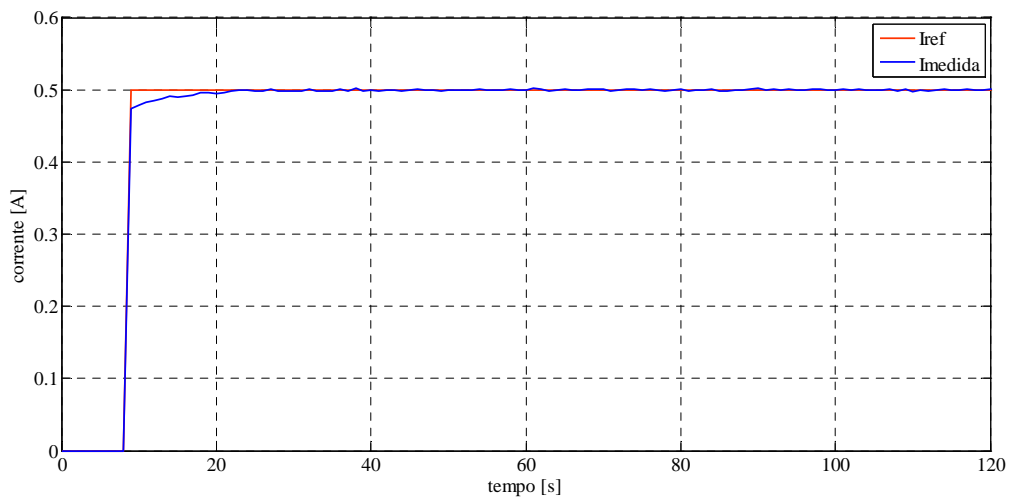
A fim de validar o controlador proporcional-integral de corrente projetado, verificou-se o comportamento do sistema quando aplicada uma referência de corrente constante, primeiramente positiva e posteriormente negativa.

Durante os ensaios experimentais, foi necessário um pequeno ajuste nos ganhos do controlador projetado no Capítulo 4 e redimensionado a partir das simulações descritas no Capítulo 5. Os ganhos finais utilizados no controlador proporcional-integral implementado no DSP foram iguais a $K_p = 0,1$ e $T_i = 0,26$.

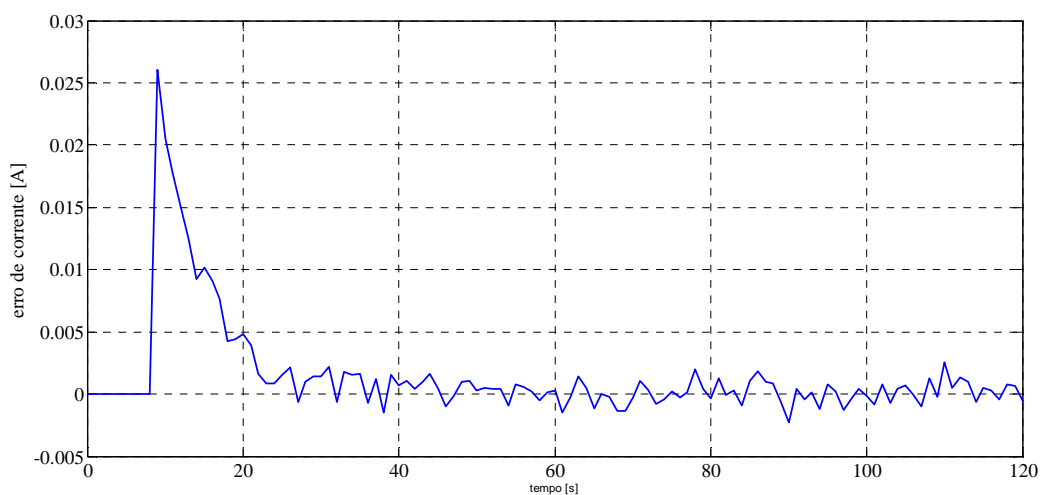
Em seguida, foram aplicadas diferentes referências de corrente espaçadas por intervalos de tempo pré-determinados e verificou-se se o sistema consegue regular no valor desejado.

6.4.1 Referência de corrente fixa

Partindo do estado em repouso do motor com o conversor CC-CC em ponte completa com todos os IGBTs bloqueados, ou seja, corrente na carga igual a zero, foi fornecida ao DSP uma referência de corrente igual a 0,5 A, 10 segundos após o início do ensaio. A Figura 6.20 (a) mostra os valores da corrente medida pelo sensor LTS 6-NP e adquirida pelo DSP através de um de seus canais analógicos-digitais, em comparação com a corrente de referência. Já a Figura 6.20 (b) mostra o erro de corrente correspondente.



(a)



(b)

Figura 6.20 – Corrente no motor e erro de corrente para $i_{ref} = 0,5 A$.

A corrente no motor atingiu o valor de referência, com erro relativo menor do que 1%, no tempo $t = 18s$, ou seja, 8 segundos após aplicado o degrau de corrente. Em regime permanente, a corrente estabilizou no valor desejado com desvio de $\pm 0,0025 A$, o que equivale a um desvio relativo de 0,5%.

É importante ressaltar que, partindo de uma referência de corrente nula (motor parado) para uma referência positiva (motor acelerando no sentido horário), foi necessário vencer a zona morta do motor. Desta forma, o tempo de assentamento é superior aos casos em que o motor já está operando.

O tempo de assentamento se difere do simulado, devido ao passo de cálculo utilizado em simulação. Na prática, os ganhos do controlador foram reajustados a fim de garantir um tempo de regime permanente inferior a 15 s. Esse tempo foi considerado satisfatório para a aplicação do projeto Concentrador Fotovoltaico, uma vez que o motor irá se movimentar em intervalos de tempo pré-determinados por volta de 5 *min*.

O ciclo de trabalho aplicado na chave S_1 é mostrado na Figura 6.21.

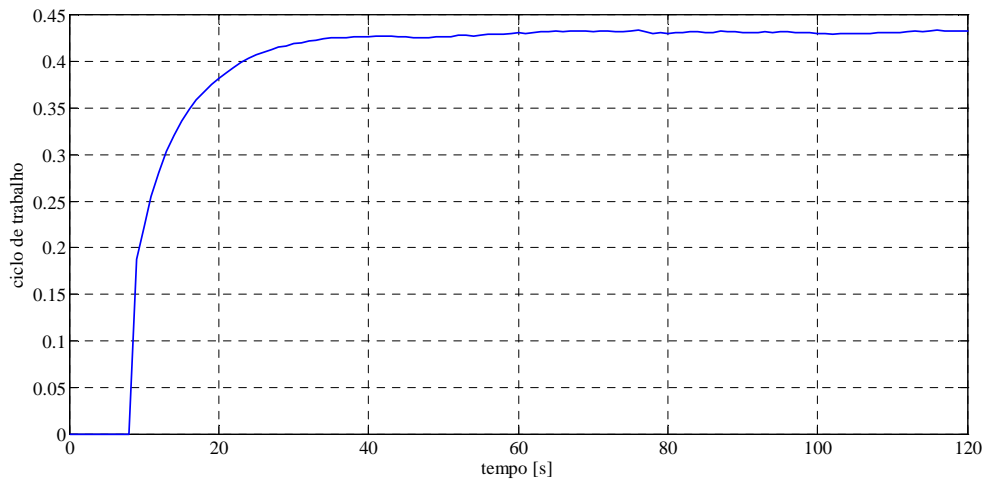
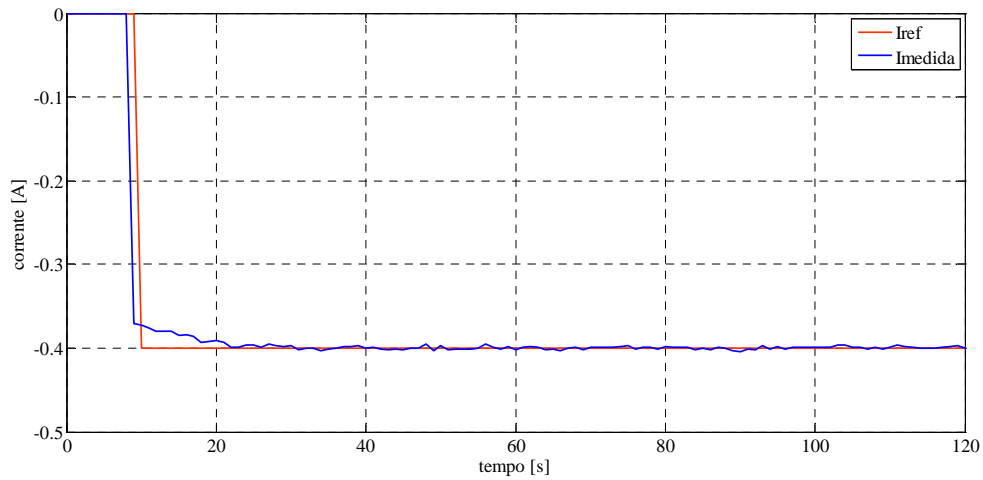


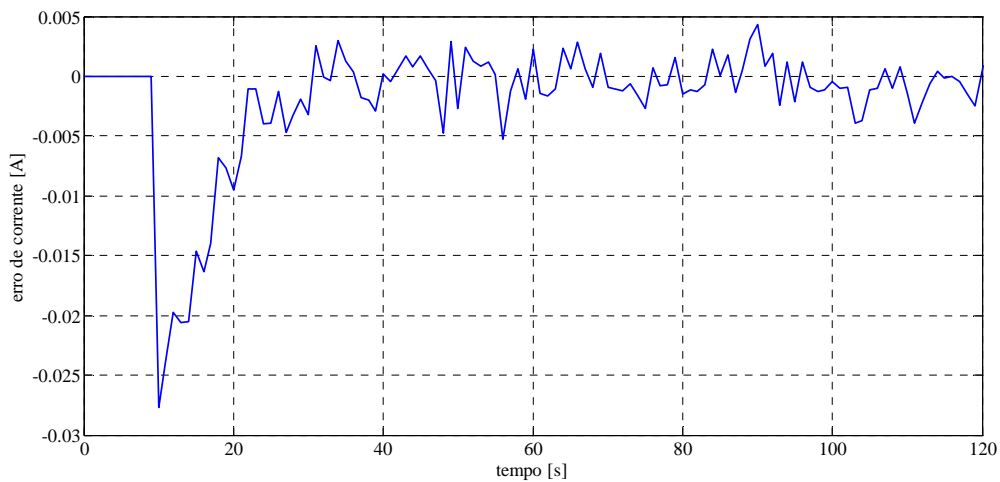
Figura 6.21 – Ciclo de trabalho aplicado para $i_{ref} = 0,5 A$.

Um segundo ensaio foi realizando, partindo da referência igual a zero para uma referência de corrente, agora negativa, igual a $-0,4 A$, em $t = 10 s$. O valor de referência de corrente aplicado para o sentido anti-horário de rotação do motor foi inferior ao aplicado para operação no sentido horário. Essa escolha foi feita com base na análise dos resultados do conversor operando em malha aberta, em que concluiu-se que o motor possui um coeficiente de atrito viscoso inferior acelerando nesse sentido, resultando em correntes menores.

A Figura 6.22 (a) mostra os valores da corrente medida em comparação com a corrente de referência. Já a Figura 6.22 (b) mostra o erro de corrente correspondente.



(a)



(b)

Figura 6.22 – Corrente no motor e erro de corrente para $i_{ref} = -0,4 A$.

A corrente no motor atingiu o valor de referência, com erro relativo menor do que 1%, no tempo $t = 22s$, ou seja, 12 segundos após aplicado o degrau de corrente. Em regime permanente, a corrente estabilizou no valor desejado com desvio de $\pm 0,0039 A$, o que equivale a um desvio relativo de 0,78%.

A Figura 6.23 mostra o ciclo de trabalho aplicado a chave S_3 para rastrear a corrente de referência.

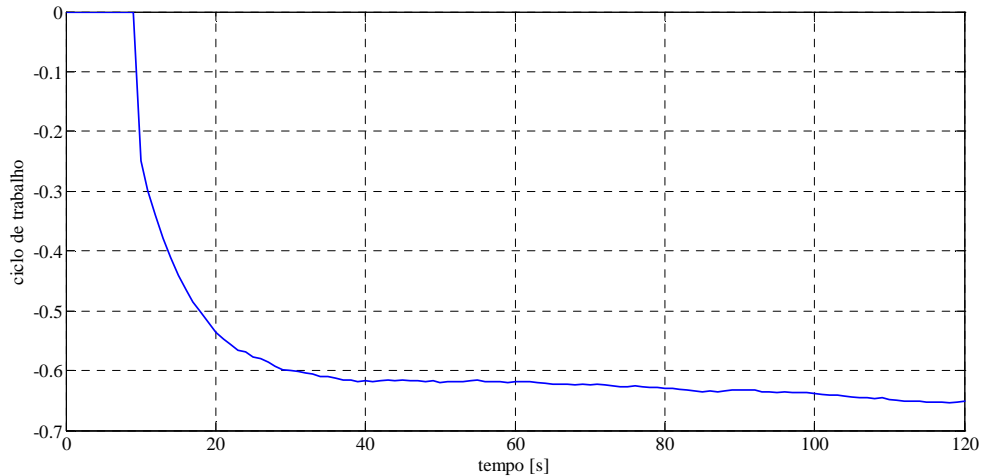


Figura 6.23 – Ciclo de trabalho para $i_{ref} = -0,4 A$.

Pode-se notar que, para uma referência de corrente negativa, foi necessário um ciclo de trabalho maior a ser aplicado na chave S_3 . Essa observação reforça mais uma vez que o motor possui características dinâmicas diferentes para cada sentido de rotação. No entanto, a função do controlador é justamente compensar essas diferenças, mesmo quando não conhecemos todos os parâmetros da planta.

6.4.2 Referência de corrente variável

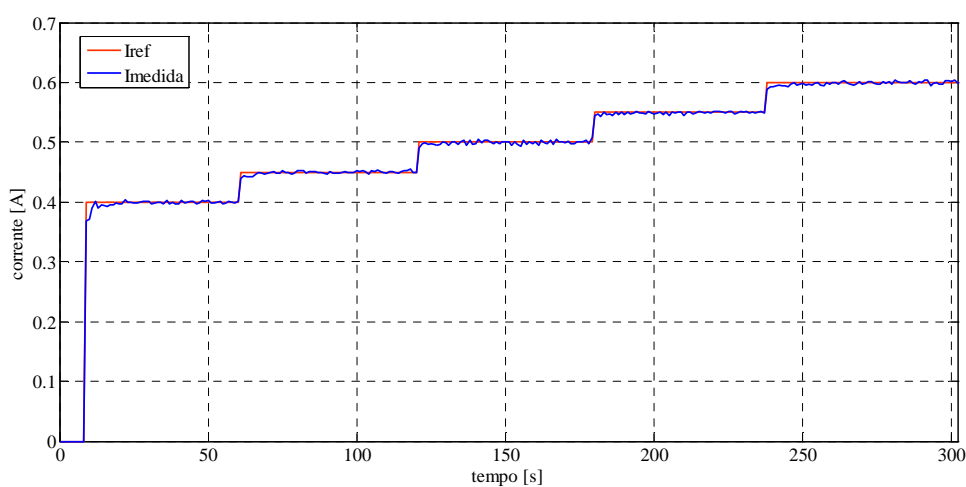
No projeto Concentrador Fotovoltaico, os espelhos que seguem a trajetória do sol irão se movimentar em intervalos de tempo pré-determinados. Um sensor de posição será utilizado para capturar a posição do motor. A partir do erro entre a posição atual do motor e a posição em o espelho deve estar posicionado para refletir o sol no painel fotovoltaico, um controlador de posição [4] irá fornecer a referência de corrente para o controlador de corrente projetado nesse trabalho.

Assim, o controlador PI de corrente deve certificar que a corrente de armadura do motor varie conforme a mudança da referência de corrente. Foram aplicadas referências de corrente positivas de $0,4 A$ a $0,6 A$, em intervalos de tempo de 60 segundos. Os instantes de tempo em que as referências são aplicadas e seu valor são mostrados Tabela 6.6.

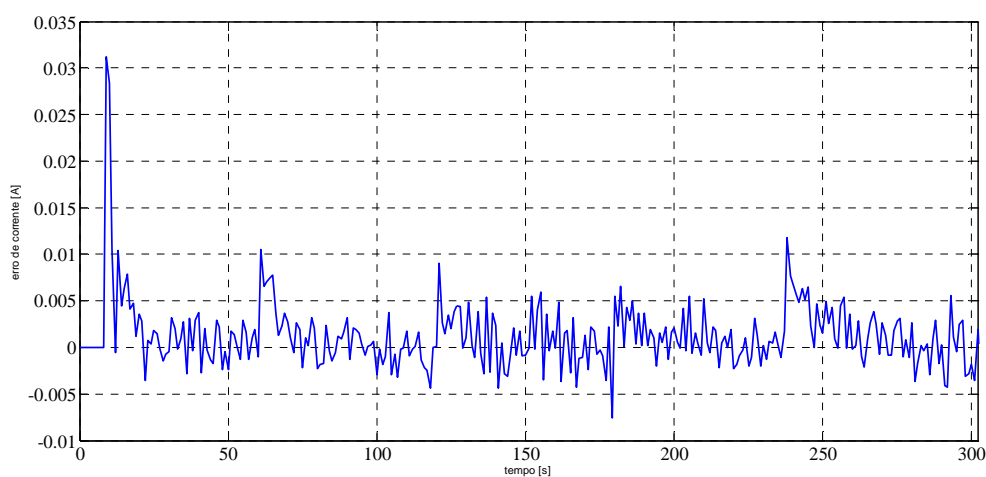
Tabela 6.6 – Referências positivas de corrente.

t (s)	i_{ref} (A)
10	0,40
62	0,45
122	0,50
182	0,55
242	0,60

A Figura 6.24 (a) mostra o valor da corrente medida pelo sensor de corrente em comparação com as referências de corrente fornecidas como entrada do controlador. A Figura 6.24 (b) mostra o erro de corrente correspondente.



(a)



(b)

Figura 6.24 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.6.

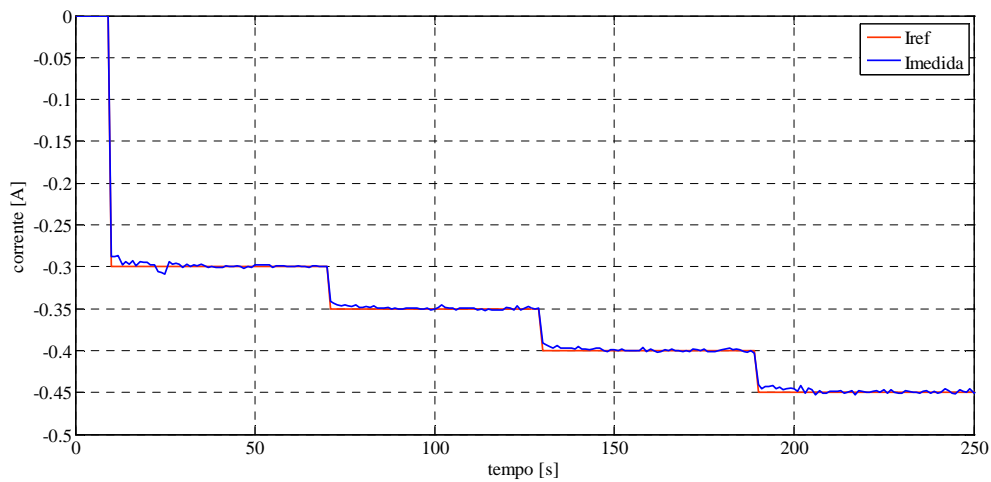
Em regime permanente, o controlador proporcional-integral conseguir manter, de forma satisfatória, a corrente na carga com valores bem próximos aos valores de referência aplicados ao sistema. O erro em regime mante-ve entre $\pm 0,005 A$.

O mesmo ensaio foi realizado fornecendo ao controlador PI referências de corrente negativas variando de $-0,30 A$ a $-0,45 A$. A Tabela 6.7 indica os valores das referências de corrente o tempo em que foram aplicadas.

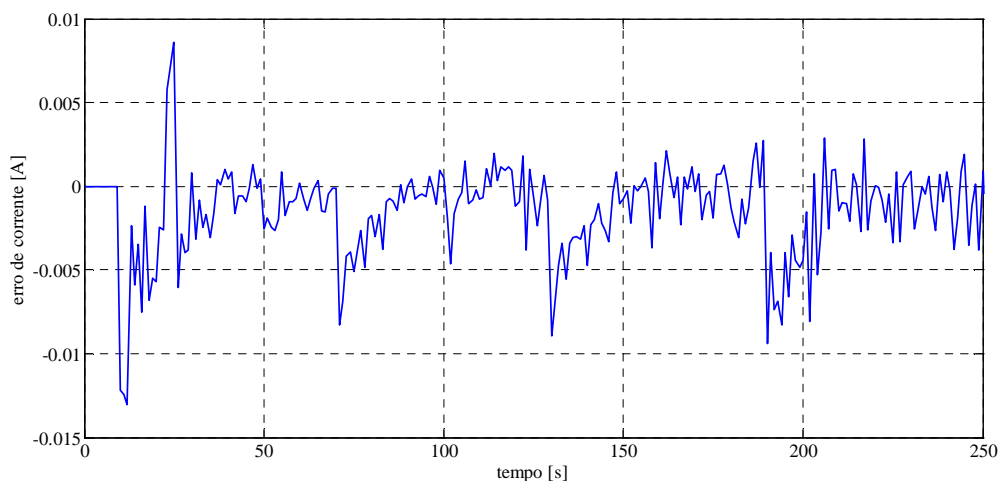
Tabela 6.7 – Referências negativas de corrente.

t (s)	i_{ref} (A)
10	-0,30
70	-0,35
130	-0,40
190	-0,45

A Figura 6.25(a) mostra o valor da corrente medida em comparação com as referências de corrente fornecidas ao controlador, enquanto a Figura 6.25(b) mostra o erro de corrente correspondente.



(a)



(b)

Figura 6.25 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.7.

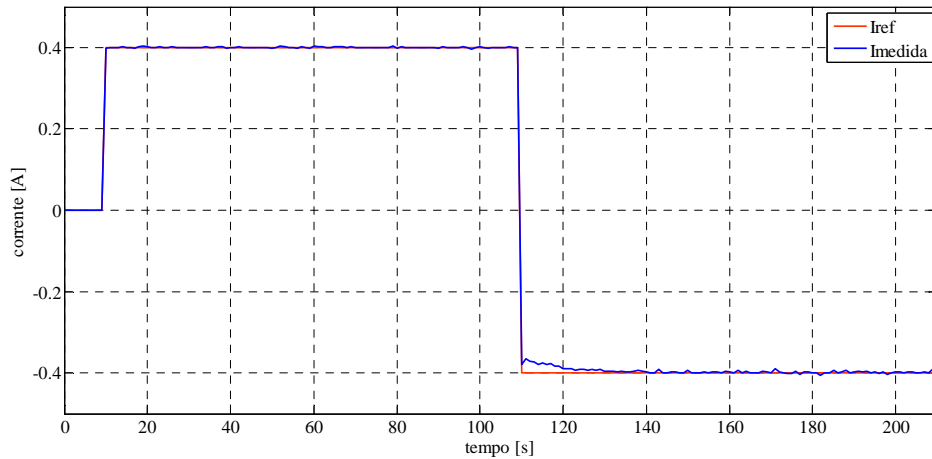
Mais uma vez, o controlador mantém, em estado estacionário, a corrente na carga com valores bem próximos às correntes de referência. O erro de regime manteve-se entre $\pm 0,01$ A. Apesar de uma regulação satisfatória, o erro, nesse caso, foi superior ao estabelecido para referências de corrente positivas.

Um último ensaio experimental foi realizado alterando-se a referência de corrente do motor de um valor positivo para negativo. Esse ensaio tem o intuito de validar a lógica de programação implementada em DSP, que utiliza uma variável chamada “chavear” para habilitar o acionamento do conversor. Quando uma referência de corrente é alterada para o sentido oposto de rotação do motor, sem a passagem por zero, o controle implementado deve bloquear todas as chaves do conversor a fim de extinguir a passagem da corrente e, só em seguida, enviar o sinal de controle para as chaves que garante a rotação do motor no sentido contrário.

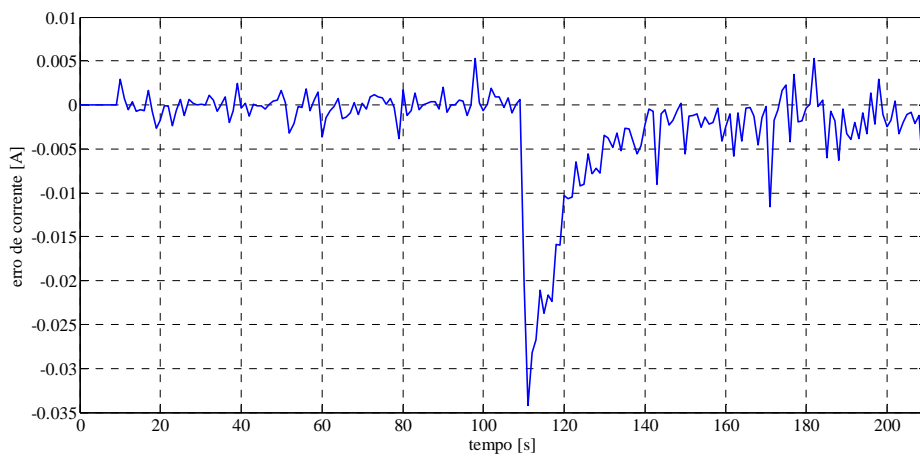
A Tabela 6.8 mostra os valores das referências e o tempo em que foram aplicadas. A Figura 6.26 (a) mostra a corrente medida pelo sensor em comparação com as correntes de referências fornecidas ao controlador, enquanto o erro de corrente correspondente à diferença entre elas é mostrado na Figura 6.26 (b).

Tabela 6.8 – Referências de corrente positiva para negativa

t (s)	i_{ref} (A)
10	0,40
110	-0,40



(a)



(b)

Figura 6.26 – Corrente de referência, corrente medida e erro de corrente para os valores da Tabela 6.8

Partindo de uma corrente de referência igual a zero (motor parado), aplicou-se uma referência de corrente positiva (motor acelerando no sentido horário) igual a 0,4 A. O controlador consegue regular, de forma eficaz, a corrente na carga com erro em regime permanente de $\pm 0,005$ A. Em seguida, aplicou-se uma referência de corrente negativa (motor acelerando no sentido anti-horário) igual a $-0,4$ A. O motor inverte seu sentido de rotação e mantém a corrente na carga com valor muito próximo à corrente de referência, o erro em regime nesse caso foi igual a $-0,01$ A. A lógica implementada em DSP para proteção das chaves de potência do conversor CC-CC funcionou adequadamente e o motor consegue inverter seu sentido de rotação conforme o esperado.

7 CONCLUSÕES

7.1 Conclusões

O presente trabalho propôs a implementação de um *driver* para acionamento, em dois quadrantes, de motor de corrente contínua. O *driver* tem como objetivo acionar os motores CC do projeto Concentrador Fotovoltaico, desenvolvido no Laboratório de Instrumentação e Fotônica para a Ampla Energia e Serviços S.A.

Um estudo acerca do princípio de funcionamentos de motores de corrente contínua de ímã permanente e a respeito das principais topologias de conversores CC-CC foi realizado. Esses fundamentos teóricos serviram de base para o projeto de um conversor CC-CC em ponte completa.

O projeto do conversor tem a finalidade de otimizar seu custo, tamanho, peso, eficiência e confiabilidade. A descrição desse projeto aborda os aspectos práticos que tiveram que ser levados em consideração para o correto funcionamento do conversor. O método de controle das chaves empregado foi um PWM com chaveamento unipolar. Esse método de chaveamento permite o acionamento dos motores no primeiro e terceiro quadrante de operação.

Foi detalhado o projeto de um controlador proporcional-integral para controle da corrente de armadura do motor. Os ganhos projetados tiveram que ser redimensionados na prática. Simulações em PSCAD/EMTDC auxiliaram no projeto do sistema realimentado e serviram para validação do projeto do conversor CC-CC em ponte completa.

A corrente é controlada por *software* implementado em um Processador de Sinais Digitais (DSP). Apenas duas saídas PWM foram necessárias para o controle das chaves, em conjunto com duas saídas digitais. O sinal de corrente, proveniente de um sensor de efeito Hall, é adquirido por um dos canais analógicos-digitais do DSP.

Os ensaios experimentais foram realizados com o motor do fabricante Maxon Motor. Esse motor irá realizar o movimento horizontal dos espelhos do projeto Concentrador Fotovoltáico. Foi necessário estimar o valor de uma indutância mínima a ser acrescentada em série com terminais do motor, com o intuito de auxiliar na filtragem da corrente de armadura.

O motor foi ensaiado em malha aberta, para diferentes ciclos de trabalho, e em malha fechada com referência de corrente fixa e variável ao longo do tempo. O controlador PI satisfaz os requisitos de projeto e consegue manter, em regime permanente, a corrente média de armadura do motor com valor bem próximo da referência. O maior erro em regime foi de $\pm 0,01 A$, para referências entre 0,4 e 0,6 A positivas e negativas.

Apesar do projeto do conversor ter se baseado nos parâmetros do motor de corrente contínua do fabricante Maxon Motor, todos os dispositivos do circuito foram dimensionados de forma que o *driver* possa acionar diferentes motores CC, como por exemplo o motor do fabricante Bosch que realizará o movimento vertical dos espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico.

A tensão nominal de alimentação do *driver* é de 24 V. A máxima corrente suportada é de 7,0 A. A frequência de chaveamento é igual a 10 kHz. Em motores de corrente contínua cuja indutância de armadura for da ordem de 0,1 mH ou inferior, deve-se adicionar uma indutância mínima de 1 mH na saída do *driver* para garantir uma ondulação de corrente de 0,2 A pico a pico.

7.2 Trabalhos Futuros

Para realização dos movimentos horizontal e vertical dos espelhos do projeto Concentrador Fotovoltaico, estudos do LIF estimam que a corrente de operação dos motores de corrente contínua é da ordem de 0,5 a 2,0 A. Para operação do *driver* com correntes acima de 2,0 A, deve-se realizar um estudo detalhado acerca da dissipação térmica nas chaves de potência e dimensionar adequadamente os dissipadores para operação do *driver* em correntes elevadas.

No futuro, o controlador de corrente projetado será conectado em cascata com um controle de velocidade e posição dos motores de corrente contínua. Deve-se ajustar corretamente os ganhos do controlador de forma que a malha mais interna de corrente responda suficientemente rápido para não instabilizar o controle como um todo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. 2ª edição, Nova Iorque, Estados Unidos, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2] MOHAN, N., *First Course On Power Eletronics and Drives*. Edição do ano de 2003, Minneapolis, Estados Unidos, Editora Mnpere, 2003.
- [3] CHINNAIYAN, V.K., JEROME, J., KARPAGAM, J., MOHAMMED, S.S., “Design And Implementation Of High Power DC-DC Converter And Speed Control of DC Motor Using TMS320F240 DSP”, *India International Conference on Power Electronics 2005*, Pp. 388-392, Chennai, Tamil Nadu, India, 19-21 Dez. 2006.
- [4] PAIS, J.S., *Sistema De Controle Fuzzy Para Aplicações Em Controle De Posição De Motores Elétricos*. Projeto De Graduação – UFRJ/Escola Politécnica/Curso de Controle e Automação, Rio de Janeiro, Brasil, 2012.
- [5] CRNOSIJA, P., KRISHNAN, R., BIAZIC, T.; “Transient Performance Based Design Optimization of PM Brushless DC Motor Drive Speed Controller”, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Pp. 881-886, vol.3, Dubrovnik, Croácia, 20-23 jun. 2005.
- [6] CHAPMAN, J,S., *Electrical Machinery Fundamentals*. 2ª edição, Nova Iorque, Estados Unidos, McGraw-Hill, 1985.
- [7] MAXON MOTORS., Catálogo de Motores DC – Program 2011/12 – High Precision Drives And System. Disponível em: <<http://www.treffer.com.br/produtos/maxon/motoresdc.html>> Acesso em: 21 ago 2012.
- [8] BOSCH, Catálogo 2004/2005 – Motores Elétricos. Disponível em: <<http://www.mksredutores.com.br/produto/motores/bosch/>> Acesso em: 31 ago 2012.
- [9] MKS FABRICAÇÃO E BENEFICIAMENTO DE PEÇAS LTDA., Catálogo de Redutores da linha MR – MKS Redutores. Disponível em: <<http://www.mksredutores.com.br/produto/redutor/attachment/mks-catalogo>> Acesso em: 31 ago. 2012.

- [10] CONTROL DATA SHEET LTDA., User Guide – Mini Maestro Drive – Variable Speed Drive For Permanent-magnet DC Servo-motors. Disponível em: <<http://www.ps-log.si/dokumenti/Maestro/MiniMae2.pdf>> Acesso em: 15 set. 2012.
- [11] BLAKE, C., BULL, C., “IGBT or MOSFET: Choose Wisely”, *International Rectifier*, Disponível em: <<http://www.irf.com/technical-info/whitepaper/choosewisely.pdf>> Acesso em: 15 set. de 2012.
- [12] INTERNACIONAL RECTIFIER., IRG4BC20FD 600 V 9 A Datasheet. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4bc20fd.pdf>> Acesso em: 20 set. de 2012.
- [13] MURATA POWER SOLUTIONS., NME 24V & 48V Series Datasheet. Disponível em: < http://www.murata-ps.com/data/power/ncl/kdc_nme2.pdf > Acesso em: 20 out. de 2012.
- [14] LEFRANC, P., BERGOGNE, D., “State of the Art of dv/dt Control of Insulated Gate Power Switches”, *Proceedings of the Conference Captech IAPI, Power Supply and Energy Management for Defence Applications, Bruxelles: Belgium (2007)*, hal-00214211, version 1, France, 23 jan. de 2008.
- [15] CHOKHAWALE, R.S., CATT, J., PELLY, B.R., “Gate Drive Considerations For IGBT Modules”, *IEE Transaction on Industry Application (Volume:31, Issue 3)*, Pp 603-611, Phoenix, Estados Unidos, Maio/Junho 1995.
- [16] SANTOS, A.J.A., *Conversor CC-CC ZVS em ponte completa para aplicação em máquinas de soldagem processo eletrodo revestido*. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica/ Centro de Ciências Tecnológicas/ Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, Brasil, 2010.
- [17] AVAGO TECHNOLOGIES., HCPL-3150 Datasheet. Disponível em: <http://www.avagotech.com/pages/en/optocouplers_plastic/plastic_integrated_gate_drive_optocoupler/hcpl-3150/> Acesso em: 10 nov. de 2012.
- [18] AVAGO TECHNOLOGIES., Application Note 1335 – Main Applications and Selection of Gate Driver Optocouplers. Disponível em: < <http://www.avagotech.com/docs/5988-9009EN>> Acesso em: 20 nov. 2012.
- [19] PERIN A. J., BASCOPÉ R. T., *O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. 1ª edição, Porto Alegre, Brasil, Editora Sagra, 1997.

- [20] LEM. Current Transducer LTS 6-NP Datasheet. Disponível em: < <http://www.lem.com/docs/products/lts%206-np.pdf> > Acesso em: 20 out. de 2012.
- [21] MCNEILL, N., KUANG, S., WILLIAMS, B.W, FINNEY, S.J., “Assessment Of Off-State Negative Gate Voltage Requirements For IGBTs”, *IEE Transaction on (Volume:31, Issue 3)*, Pp. 436-440, Edinburgo, Escócia, Maio 1998.
- [22] BOSE B. K., *Modern Power Electronics and AC Drivers*. 2ª edição, Nova Jersey, Estados Unidos, Prentice Hall PTR Inc., 2001.
- [23] ON SEMICONDUCTOR., *IGBT Applications Handbook*. Revisão 2, Denver, Estados Unidos, SCILLC, Inc., 2012.
- [24] STEFFES M., “Design Methodology for MFB Filter in ADC Interface Applications”, *Application Report of Texas Instruments Incorporated*, Dallas, Estados Unidos, 2006.
- [25] KUEHL T., “Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters”, *Analog Application Journal of Texas Instruments Incorporated*, Dallas, Estados Unidos, 2009.

ANEXO A

Código embarco no DSP com controle PI de corrente e lógica de chaveamento dos IGBTs do conversor CC-CC em ponte completa.

```
/* Projeto Concentrado Fotovoltaico
   Controle de corrente: PI + lógica de chaveamento

   por: Marce- Nunes
   CONTROLE MOTOR AZIMUTE
*/

#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
#include <string.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include "comunicacoes.h"

#define DSP_CLOCK 150000000
#define FREQ_AMOSTRAGEM 10000
#define FATOR_CONVERSAO 0.000732421875

#define EPWM1_TIMER_TBPRD DSP_CLOCK/(2*FREQ_AMOSTRAGEM)
#define EPWM1_MAX_CMPA EPWM1_TIMER_TBPRD
#define EPWM1_MIN_CMPA EPWM1_TIMER_TBPRD*0.0

#define EPWM2_TIMER_TBPRD DSP_CLOCK/(2*FREQ_AMOSTRAGEM)
#define EPWM2_MAX_CMPA EPWM1_TIMER_TBPRD
#define EPWM2_MIN_CMPA EPWM1_TIMER_TBPRD*.0

void InitEPwm1Example(void);
void InitEPwm2Example(void);

float corrente, posicao;

typedef struct
{
    volatile struct EPWM_REGS *EPwmRegHandle;
    Uint16 EPwm_CMPA_Direction;
    Uint16 EPwm_CMPB_Direction;
    Uint16 EPwmTimerIntCount;
    Uint16 EPwmMaxCMPA;
    Uint16 EPwmMinCMPA;
    Uint16 EPwmMaxCMPB;
    Uint16 EPwmMinCMPB;
}EPWM_INFO;

EPWM_INFO epwm1_info;
EPWM_INFO epwm2_info;

// Prototype statements for functions found within this file.
interrupt void adc_isr(void);

```

```

float i_ad=0, //corrente medida pelo canal A/D
      i=0,    //corrente em amperes
      ei=0,   //erro de corrente
      D=0,   //ciclo de trabalho
      chavear = 1, // variável que habitita o chaveamento

      ei_ant=0, // atualização das variaveis
      D_ant=0,
      ir_ant=0,

const float Kp=0.1, //Ganhos proporcional do PI de corrente
            Ti=0.26, //Ganhos integral do PI de corrente
            T=1.0/FREQ_AMOSTRAGEM,
            ir=0.0, // pode ser alterada manualmente

float satura( float, float, float);
void iniFzVet( float, float* , float *);

main()
{
    InitSysCtrl();

    avgcoeff = exp( -1.0 / (FREQ_AMOSTRAGEM * 0.1));

    EALLOW;
#define ADC_MODCLK 0x3 // HSPCLK = SYSCLKOUT/2*ADC_MODCLK2 = 150/(2*3) =
25.0 MHz
    EDIS;

// Initialize GPIO:
    EALLOW;
// Configurando as GPIO's das chaves de baixo do conversor

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO021 = 0; // Enable pullup on GPIO21
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO021 = 0; // configure Port as Input/Output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO021 = 1; // configure port as Output
// GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO021 = 1; // Coloca porta em nível alto
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO02 = 1; // Coloca porta em nível BAIXO

    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO04 = 0; // Enable pullup on GPIO2
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO04 = 0; // configure Port as Input/Output
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO04 = 1; // configure port as Output
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO04 = 1; // Coloca porta em nível BAIXO
// GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO04 = 1; // Coloca porta em nível alto

    EDIS;

// Configurar Portas GPIO para PWM
    InitEPwm1Gpio();
    InitEPwm2Gpio();

// Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
// Disable CPU interrupts
    DINT;

// Initialize the PIE control registers to their default state.
// The default state is all PIE interrupts disabled and flags

```

```

// are cleared.
// This function is found in the DSP2833x_PieCtrl.c file.
    InitPieCtrl();

// Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags:
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
// This will populate the entire table, even if the interrupt
// is not used in this example. This is useful for debug purposes.
// The shell ISR routines are found in DSP2833x_DefaultIsr.c.
// This function is found in DSP2833x_PieVect.c.
    InitPieVectTable();

// Desabilita periferico ePWM para configuracao
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;

    EDIS;    // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

    InitEPwm1Example();
    InitEPwm2Example();

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;

    EDIS;

// Enable ADCINT in PIE
PieCtrlRegs.PIECTRL.bit.ENPIE = 0x1;    // Ativar bloco PIE.
PieCtrlRegs.PIEIER9.bit.INTx1 = 0x1;    // Ativar INT9.1 (SCIRXINTA).
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 0x1;    // Ativar INT1.1 (SEQ1INT).
IER = 0x101;    // Ativar INT1

    EINT;    // Enable Global interrupt INTM
    ERTM;    // Enable Global realtime interrupt DBGM

////////// CONFIGURANDO O CANAL A/D //////////

    EALLOW;    // Permitir acesso a areas protegidas do DSP.
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x3;
    EDIS;    // Impedir acesso a areas protegidas do DSP.

    InitAdc();

    AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 0x1; // Ativar modo cascata.
    AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0x0; // Desativar modo continuo.
    AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x1; // Setup 1 conv's on SEQ1 numero de
conversoes desejado

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x6; // Setup ADCINA6 as 1st SEQ1 conv.
- sinal do sensor de corrente
/*AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x7;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x1;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x7;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV04 = 0x5;

```

```

    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV05 = 0x7;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV06 = 0x5;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ2.bit.CONV07 = 0x7;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV08 = 0x5;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV09 = 0x6;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV10 = 0x5;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ3.bit.CONV11 = 0x6;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV12 = 0x5;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV13 = 0x6;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV14 = 0x5;
    AdcRegs.ADCCHSELSEQ4.bit.CONV15 = 0x6;*/

    AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 0x1;// Enable SOCA from ePWM to start SEQ1
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 0x1; // Enable SEQ1 interrupt (every EOS)

// Assumes ePWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0x1; // Enable SOC on A group
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 0x1; // Selecionar SOC quando TBCTR == 0.
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 0x1; // Generate pulse on 1st event

// Configurar "Time-base Clock Prescale" em 1.
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0x0;
// Configurar "High Speed Time-base Clock Prescale" em 1.
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0x0;
transmitir_str("Init..\n\r");

// Aguardando a interrupção do ADC
for(;;)
{
}

void InitEPwm1Example()
{
    // Setup TBCLK
    EPwm1Regs.TBPRD = EPWM1_TIMER_TBPRD; // Define a frequencia do PWM
    EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000; // Phase is 0
    EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000; // Clear counter

    // Set Compare values
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0; //EPWM1_MAX_CMPA/4;

// Setup counter mode
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Count up
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Disable phase loading
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Clock ratio to SYSCLKOUT
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

// Setup shadowing
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Load on Zero
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Set actions - Para inverter a saída basta inverter o CLEAR/SET
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;

```



```

    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
}
void InitEPwm2Example()
{
    // Setup TBCLK
    EPwm2Regs.TBPRD = EPWM2_TIMER_TBPRD;
    EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
    EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;

    // Set Compare values
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0; //EPWM2_MAX_CMPA/2;

    // Setup counter mode
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

    // Setup shadowing
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

    // Set actions
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
    EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
}

interrupt void adc_isr(void)
{
    int k, kk, indice;
    float me[2], mce[2], je[2], jce[2];
    float sn;

    //////////////////////////////////////////////////////////////////// AQUISIÇÃO DE ENTRADAS ////////////////////////////////////////////////////////////////////

    corrente=(AdcRegs.ADCRESULT0 >>4)*FATOR_CONVERSAO;
    i_ad = corrente + avgcoeff*(i_ad - corrente);

    //////////////////////////////////////////////////////////////////// CONTROLE DE CORRENTE ////////////////////////////////////////////////////////////////////

    i=(i_ad-1.5)/(0.0625); //Converte valor de tensão em corrente (em A)

    if (fabs(i_ad) <= 0.2){ // eliminar ruídos de medição
        i = 0;
    }

    ei = ir - i; // calculo do erro de corrente

    if (ir*ir_ant <= 0) // proteção das chaves do conversor ao inverter sentido
    da corrente de referencia
    {

```

```

    D = 0;
    D_ant = 0;
    chavear=0; // desabilita o chaveamento
}

if (i == 0){ // qdo a corrente vai a zero o conversor pode voltar a
chavear
    chavear=1;
}

ir_ant = ir; // Atualizacao da referencia para analisar a troca de sinal

D = ((2*Kp*Ti+T)*ei + (T-2*Kp*Ti)*ei_ant)/(2*Ti) + D_ant; //Controle PI de
Corrente

if (D>1) { // limites max e min do ciclo de trabalho

    D=0.95;
} else if (D<-1){
    D=-.95;
}

D_ant=D; // atualização do ciclo de trabalho
ei_ant=ei; // atualização do erro de corrente

///// Controle dos PWMs e saídas digitais para o chaveamento dos IGBTs /////

if (chavear == 0){ // abre todas as chaves do conversor

    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO21 = 1;
}
else {

    if (ir > 0) {
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM1_MAX_CMPA*D; // aplica PWM com ciclo D
na chave S1
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0; // desliga PWM da chave S3
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1; // desligar GPIO4 (chave S2)
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO21 = 1; // ligar GPIO21 (chave S4)
    }
    else if (ir == 0) { // abre todas as chaves qdo a referencia=zero
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO4 = 1;
        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO21 = 1;
    }
    else {
        EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0; // desliga PWM da chave S1
        EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPWM1_MAX_CMPA*(-D); // aplica PWM com ciclo
D na chave S3
        GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO4 = 1; // ligar GPIO4 (chave S2)
    }
}

```

```

        GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO21 = 1; // desligar GPIO21 (chave S4)
    }
}

////////// FIM DO CONTROLE DE CORRENTE //////////

// Reinitialize for next ADC sequence
AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1; // Reset SEQ1
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1; // Clear INT SEQ1 bit
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE

return;
}

float satura( float var, float lInf, float lSup) //Na S-function era double
{
    return (var>=lSup)?lSup:(var<=lInf)?lInf:var;
}

void iniFzVet( float var, float *vet1, float *vet2) //Na S-function era
double
{
    float temp; //Na S-function era double

    temp=satura(var, -1,1);

    vet1[0] = floor((temp/d));
    vet1[0] = satura(vet1[0], -3, 2);

    vet2[0] = fabs(1.0 - fabs(vet1[0]*d - temp)/d);
    vet2[1] = 1.0 - vet2[0];

    vet1[0] = vet1[0] + 3;
    vet1[1] = vet1[0] + 1;
}

```