



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

WILLIAN RICARDO BISPO MURBAK NUNES

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA COM MOTORES
TRIFÁSICOS DE INDUÇÃO DE ALTO RENDIMENTO, IFOC
E COMANDO POR JOYSTICK PARA CADEIRA DE RODAS**

Londrina
2015

WILLIAN RICARDO BISPO MURBAK NUNES

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA COM MOTORES
TRIFÁSICOS DE INDUÇÃO DE ALTO RENDIMENTO, IFOC
E COMANDO POR JOYSTICK PARA CADEIRA DE RODAS**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Controle & Automação

Orientador: Prof. Dr. Newton da Silva
Co-orientador: Prof. Dr. Ruberlei Gaino

Londrina
2015

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da
Universidade Estadual de Londrina.**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

N972d Nunes, Willian Ricardo Bispo Murbak.
Desenvolvimento de sistemas com motores trifásicos de indução de alto rendimento, IFOC e comando por *joystick* para cadeira de rodas / Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes. – Londrina, 2015.
248 f. : il.

Orientador: Newton da Silva.
Coorientador: Ruberlei Gaino.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.
Inclui bibliografia.

1. Motores elétricos de indução – Teses. 2. Cadeiras de rodas – Teses. 3. Sistemas eletrônicos – Teses. 4. Engenharia elétrica – Teses. I. Silva, Newton da. II. Gaino, Ruberlei. III. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU 621.38

WILLIAN RICARDO BISPO MURBAK NUNES

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA COM MOTORES
TRIFÁSICOS DE INDUÇÃO DE ALTO RENDIMENTO, IFOC
E COMANDO POR JOYSTICK PARA CADEIRA DE RODAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós
Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Estadual de Londrina como parte
dos requisitos para a obtenção do título de Mestre
em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Controle & Automação

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Newton da Silva
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Adriano Alves Pereira
Faculdade de Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Uberlândia

Londrina, Setembro de 2015.

"Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá. De alguma maneira você chega lá."

Ayrton Senna

A força humana nunca será suficiente para enfrentar todos os desafios e as dificuldades da vida. Não importa quem seja ou quanta força de vontade tenha, você se deparará com situações na vida que não poderá enfrentar sozinho. As pessoas que "confiam no Senhor recebem sempre novas forças. Voam nas alturas como águias, correm e não perdem as forças, andam e não se cansam" (Is 40.31). Não importa o que você esteja enfrentando, confie no Senhor e em sua força para vencer os desafios da vida.

*"Entrega o teu caminho ao Senhor, confia nele, e o mais ele fará."
Salmo 37*

Dedicatória

Dedico este trabalho ao único e verdadeiro Deus, que é digno de receber toda honra e toda glória.

Aos meus pais, Wilson Bispo Nunes e Gisele Guedes de Oliveira Nunes, por tudo que me ensinaram, dos princípios de vida ao bom caráter.

Ao meu irmão Wallisson Matheus Bispo Nunes, por seu amor fraternal.

Agradecimentos

Primeiramente ao Deus Todo Poderoso, pela vida, pela saúde, pelo Seu amor e por todas as bênçãos e oportunidades, incluindo este trabalho. Por sempre estar comigo concedendo força, ânimo e coragem para vencer os desafios impostos durante este curso. Exclusivamente a Ele seja dada a honra e a glória. Momentos difíceis são inevitáveis, todavia Deus nos concede vitória para perseverarmos e continuarmos avante na labuta diária e nos desafios da vida. Louvores, adoração e ações de graças ao único e verdadeiro Deus.

A minha família pelo amor, pelos sábios conselhos, pelas orações, pelo apoio incondicional, pelo heroísmo, sabedoria, carinho e bravura com que tem educado. A minha namorada Tcherllysie por seu amor, carinho e compreensão diária.

Ao meu orientador Prof. Dr. Newton da Silva, pela honra da orientação neste trabalho, por compartilhar seu conhecimento na área de Eletrônica de Potência, despertando assim o meu interesse nessa magnífica ciência. Não tenho palavras para agradecê-lo por tudo que fizeste e se dispôs em ajudar, prontificando em até mesmo abrir o laboratório nos fins de semana, para que eu pudesse testar e obter resultados experimentais deste trabalho.

Ao meu co-orientador Prof. Dr. Ruberlei Gaino, por ter aberto as portas do Laboratório de Controle Avançado, Engenharia Biomédica e Robótica. Por compartilhar generosamente o seu conhecimento em Controle. Por conceder conselhos profissionais da área acadêmica e também agradeço-o imensamente por disponibilizar-se em estar no laboratório no período noturno e abri-lo aos domingos quando necessitei.

Ao Prof. Dr. Márcio R. Covacic, pela companhia no laboratório, por todas as sugestões e correções nos artigos submetidos aos congressos e revista.

Aos professores Dr. Carlos Henrique Gonçalves Treviso e Dr. Adriano Alves Pereira por terem aceito o convite de participação como membros da banca e assim contribuírem com ideias para o enriquecimento deste trabalho.

Ao colega e parceiro Antônio P. Leôncio Jr, agradeço sua contribuição com ideias e fico honrado pelo fato de conseguirmos montar toda a estrutura para a cadeira de rodas.

Aos colegas Marcus Vinicius, Lucas Ribeiro e outros colegas de classe pelos momentos de estudo que vivenciamos juntos neste período de pós-graduação.

A CAPES-Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior, pelo suporte financeiro mensal e a Eletro In Matec, pela doação dos motores e encoder's.

A todos os técnicos do DEEL, pela atenção, paciência e compreensão nas atividades práticas no laboratório, além das ricas sugestões no decorrer deste trabalho.

Aos demais professores do Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica, por tudo o que ensinaram, compartilhando o conhecimento de maneira suntuosa.

Enfim, o agradecimento se estende a todos que contribuíram de forma direta ou indiretamente para que este trabalho se tornasse realidade.

NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes. **Desenvolvimento de sistema com motores trifásicos de indução de alto rendimento, IFOC e comando por joystick para cadeira de rodas.** 2015. 248 páginas. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2015.

RESUMO

Pessoas portadoras de deficiência de locomoção permanente ou temporária correspondem a uma quantia significativa da população. Tal contingente populacional ausenta-se de conforto e independência de locomoção em virtude de suas limitações físicas. Equipamentos como cadeiras de rodas motorizadas minimizam tais efeitos e possibilitam a acessibilidade de portadoras de deficiência na sociedade. Cadeiras de rodas motorizadas utilizam-se basicamente de motores CC, em virtude de sua simplicidade de controle. No entanto, avanços significativos na eletrônica de potência permitem o acionamento de alto desempenho e de baixo custo de motores de indução, os quais são mais robustos, de menor manutenção, além de consumirem menos energia na aceleração e frenagem quando comparados a motores CC. Este trabalho aplica o estudo matemático de estratégias de controle com a técnica de acionamento vetorial para motores de indução aplicável à cadeira de rodas motorizadas. Para isso, implementa-se o modelo cinemático direto e inverso da cadeira de rodas com a técnica de controle por campo orientado indireto (IFOC) para motores de indução trifásicos de alto rendimento, utilizando o MATLAB/Simulink e o processador TMS320F28335 para o controle do inversor trifásico do sistema.

Palavras-Chave: Controle Digital; TMS320F28335; Simulink; Inversor trifásico; Modelo cinemático.

NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak Nunes. **System development with three-phase high-performance induction motors, IFOC and joystick control for wheelchair.** 2015. 248 pages. State University of Londrina, Londrina, 2015.

ABSTRACT

Disabled permanently or temporarily getting up a significant amount of the population. This population group is absent comfort and independence of movement because of their physical limitations. Equipment such as motorized wheelchairs minimize these effects and enable accessibility with disabilities in society. Basically, motorized wheelchairs are with DC motors because of its simplicity of control. However, significant advances in power electronics allow high-performance drive and inexpensive induction motors, which are more robust, less maintenance, and consume less power during acceleration and braking when compared to DC motors. This work applies the mathematical study of control strategies with vector drive technology for induction motors applicable to the motorized wheelchairs. For this, implements up the kinematic control of the wheelchair with the control technique by indirect oriented field for high performance three-phase induction motors, using the MATLAB / Simulink and the TMS320F28335 processor to control the three-phase inverter system.

Keywords: Digital Control; TMS320F28335; Simulink, Three-phase Inverter; Kinematic Control.

SUMÁRIO

SUMÁRIO	XVII
LISTA DE FIGURAS.....	XXIII
LISTA DE TABELAS	XXVII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS.....	XXIX
LISTA DE SÍMBOLOS	XXXI
1. INTRODUÇÃO.....	35
1.1. Justificativa.....	36
1.2. Objetivos.....	37
1.2.1. Objetivos Gerais	37
1.2.2. Objetivos específicos	38
2. ESTADO DA ARTE.....	41
2.1. Breve Histórico.....	41
2.2. Patentes.....	42
2.3. Considerações do Capítulo	44
3. MOTOR DE INDUÇÃO	45
3.1. Características Gerais dos Motores Elétricos	45
3.1.1. Motores de corrente contínua.....	45
3.1.2. Motores de corrente alternada.....	47
3.2. Motores Trifásicos de Indução	47
3.2.1. Breve Histórico	47
3.3. Circuito Equivalente do Motor de Indução em Regime Permanente	55
3.4. Análise do circuito equivalente	59
3.5. Conjugado e Potência	60

3.6.	Características e especificações técnicas	62
3.6.1.	Categoria	63
3.6.2.	Tipos e características construtivas.....	65
3.6.3.	Carcaça.....	66
3.6.4.	Índice de proteção (IP).....	66
3.6.5.	Classe de isolamento.....	67
3.6.6.	Regime de Serviço	67
3.6.7.	Fator de serviço.....	68
3.6.8.	Eficiência e fator de potência.....	68
3.7.	Ensaio para Determinação dos Parâmetros do Motor	70
3.7.1.	Ensaio de rotor livre.....	70
3.7.2.	Ensaio de rotor bloqueado	73
3.7.3.	Parâmetros dos motores	74
3.8.	Considerações do Capítulo	77
4.	MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO	79
4.1.	Introdução.....	79
4.1.1.	Transformada de Clarke.....	79
4.1.2.	Transformada de Park	80
4.2.	Modelo no Sistema de Referência Arbitrário	82
4.2.1.	Equação de tensão $qd0$	84
4.2.2.	Fluxo de acoplamento $qd0$	85
4.2.1.	Equação do torque $qd0$	88
4.3.	Modelo no Sistema de Referência Estacionário	89
4.4.	Modelo no Sistema de Referência Síncrono.....	90
4.5.	Simulação dos Modelos dos Motores	92
4.6.	Considerações do Capítulo	95
5.	SISTEMA PROPOSTO PARA CADEIRA DE RODAS	97

5.1.	Hardware Proposto	97
5.1.1.	Baterias	98
5.1.2.	Conversor CC/CA Monofásico.....	98
5.1.3.	Retificador com dobrador de tensão	98
5.1.4.	Inversor Trifásico.....	99
5.1.5.	Controlador de Sinais Digitais TMS320F28335	100
5.1.6.	Driver de corrente	100
5.1.7.	Aquisição e condicionamento de sinais de corrente	101
5.1.8.	Motor de indução trifásico de alto rendimento	101
5.1.9.	Encoder	102
5.2.	Modelo de Controle para Cadeira de Rodas	106
5.3.	Modelo Cinemático da Cadeira de Rodas	107
5.4.	Algoritmo de Comando	108
5.5.	Algoritmo de Controle do Motor por IFOC	109
5.6.	Componentes Mecânicos	114
5.7.	Periféricos e Configurações de Hardware do TMS320F28335.....	115
5.7.1.	Módulo PWM	115
5.7.1.1.	Submódulo Base de Tempo (<i>Time Base</i>).....	116
5.7.1.2.	Submódulo de comparação do contador (<i>Counter compare</i>).....	120
5.7.1.3.	Submódulo qualificador de ação	121
5.7.1.4.	Submódulo de tempo morto (<i>Deadband</i>).....	122
5.7.1.5.	Submódulo Event Trigger	123
5.7.2.	Módulo Conversor Analógico para Digital (ADC)	123
5.7.3.	Módulo Encoder (eQEP)	126
5.7.3.1.	Unidade de captura de quadratura (QCAP).....	130
5.8.	Considerações do Capítulo	134
6.	PROJETO E SINTONIA DOS CONTROLADORES.....	135

6.1.	Introdução.....	135
6.2.	Modelo Γ inverso.....	136
6.3.	Controlador de corrente.....	139
6.3.1.	Determinação da referência de corrente.....	140
6.3.2.	Feedforward.....	141
6.3.3.	Controle ativo do amortecimento.....	142
6.3.4.	Controle por modelo interno.....	143
6.3.5.	Limitador de tensão.....	147
6.3.6.	Discretização do controlador de corrente para o DSC.....	147
6.4.	Equacionamento do Fluxo e do Escorregamento.....	148
6.4.1.	Discretização do processo de determinação do fluxo e escorregamento.....	149
6.5.	Controlador de velocidade.....	149
6.5.1.	Discretização do controlador de velocidade para o DSC.....	154
6.6.	Considerações do Capítulo.....	154
7.	RESULTADOS.....	157
7.1.	Simulações.....	157
7.2.	Testes Experimentais.....	162
7.3.	Considerações do Capítulo.....	172
8.	CONCLUSÕES GERAIS.....	173
	PUBLICAÇÕES.....	175
	REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA.....	177
	APÊNDICES.....	183
	Apêndice A – Ensaio nos Motores.....	185
	Apêndice B – Circuito Retificador.....	189
	Apêndice C – Circuito Inversor.....	193

Apêndice D – Circuito Driver	201
Apêndice E – Circuito Condicionamento de Corrente.....	205
Apêndice F – Circuito de Alimentação Geral	209
Apêndice G – Encoder	213
Apêndice H – Joystick	217
Apêndice I – Estrutura do Sistema no Simulink	219
Apêndice J – Simulações	225
Apêndice K – Software no TMS320F283355.....	233

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Classificação dos motores elétricos.	46
Figura 2: Vista em corte de motor de indução.....	49
Figura 3: Detalhes construtivos do rotor gaiola de esquilo.	50
Figura 4: Enrolamento do estator trifásico com 2 pólos.....	51
Figura 5: Curva típica de conjugado pela velocidade de um motor de indução operando com tensão e frequência constantes.....	54
Figura 6: Circuito equivalente do estator de um motor de indução.....	56
Figura 7: Circuito equivalente do rotor na frequência de escorregamento.....	57
Figura 8: Circuito equivalente monofásico referido ao estator do motor de indução.	58
Figura 9: Forma alternativa de representação do circuito equivalente do motor.	59
Figura 10: Análise do circuito equivalente pelo teorema de Thévenin.	61
Figura 11: Curvas de conjugado x velocidade das diversas classes de motores.	63
Figura 12: Curva de rendimento e fator de potência do motor de indução.	70
Figura 13: Esquema de montagem do ensaio rotor livre.	71
Figura 14: Montagem da bancada do ensaio.	71
Figura 15: Circuito simplificado no ensaio do rotor livre.	72
Figura 16: Esquema de montagem do ensaio rotor bloqueado.....	73
Figura 17: Curva de Conjugado e Corrente em função da rotação.	76
Figura 18: Curvas de Rendimento e Fator de potência em função da carga.	76
Figura 19: Curvas de Escorregamento e Corrente em função da carga.....	77
Figura 20: Relação o sistema trifásico abc e a transformação $\alpha\beta$	80
Figura 21: Notação entre o sistema trifásico abc e a transformação dq	82
Figura 22: Relação entre o sistema abc e $qd0$ arbitrário.	83
Figura 23: Representação do circuito equivalente do motor no sistema de referência arbitrário.	87
Figura 24: Representação do circuito equivalente no sistema de referência estacionário.....	90
Figura 25: Representação do circuito equivalente da máquina no sistema de referência síncrono.	92
Figura 26: Diagrama de simulação do motor no sistema de referência estacionário.	94
Figura 27: Sinais de tensão e corrente dos motores esquerdo e direito.....	94
Figura 28: Partida e diferentes níveis de carga aplicada ao eixo dos motores.	95

Figura 29: Diagrama em blocos do esquema proposto de acionamento dos motores de indução para a cadeira de rodas.....	97
Figura 30: Retificador Monofásico não controlado com dobrador de tensão.	98
Figura 31: Inversor trifásico desenvolvido.....	99
Figura 32: Controlador de Sinais Digitais TMS320F28335.....	100
Figura 33: Driver de corrente.	100
Figura 34: Placa de condicionamento de sinais de corrente.....	101
Figura 35: Motor de indução trifásico rotor gaiola de esquilo de alto rendimento.	102
Figura 36: Encoder Siemens 1XP8001-1.	102
Figura 37: Sinais provindo do encoder.....	103
Figura 38: Hardware sob testes em bancada didática.....	104
Figura 39: Hardware de acionamento montado em gabinete na cadeira.	104
Figura 40: Vistas da montagem da cadeira de rodas com joystick e motor de indução.....	105
Figura 41: Diagrama em blocos do sistema de controle da cadeira de rodas.....	106
Figura 42: Modelo simplificado da cadeira de rodas.	107
Figura 43: Diagrama em blocos do controle com o modelo direto e inverso da cadeira.	108
Figura 44: Diagrama de estados da cadeira de rodas por indexação do sinal do joystick.....	109
Figura 45: Esquema de controle detalhado da cadeira de rodas.....	113
Figura 46: Acoplamento entre roda e motor por polias.....	114
Figura 47: Submódulos internos de cada ePWM e suas respectivas conexões.	116
Figura 48: Estrutura do submódulo da base de tempo em cada módulo ePWM.....	116
Figura 49: Modo de contagem, período e frequência da base de tempo.	118
Figura 50: Sincronização do contador da base de tempo do módulo PWM.....	120
Figura 51: Evento de comparação do contador em modo crescente-decrescente, com modulação sobre ePWMxA.....	121
Figura 52: Diagrama em bloco do submódulo de tempo morto.....	123
Figura 53: Diagrama em blocos do módulo ADC.....	124
Figura 54: Disco óptico do encoder.....	126
Figura 55: Sinais do módulo encoder QEP para movimentos de avanço e reversão.	127
Figura 56: Diagrama em blocos do periférico eQEP.....	130
Figura 57: Detalhes dos registradores da unidade de captura.	131
Figura 58: Evento da unidade de posição para medição de baixas rotações QCAPCTL[UPPS] = 0010.....	131
Figura 59: Detalhes de funcionamento e temporização da unidade de Captura.....	133

Figura 60: Controle em cascata do acionamento de um motor de indução para cadeira de rodas.	136
Figura 61: Circuito equivalente Γ	136
Figura 62: Controlador de corrente.	139
Figura 63: Controle ativo do amortecimento.....	143
Figura 64: Diagrama em blocos da malha de corrente.	143
Figura 65: Resposta em Frequência da malha de corrente do motor direito (M1).....	146
Figura 66: Resposta em Frequência da malha de corrente do motor esquerdo (M2).....	147
Figura 67: Estrutura para determinar o fluxo, escorregamento e velocidade síncrona.	149
Figura 68: Diagrama de blocos da malha de velocidade.	150
Figura 69: Controlador de velocidade.	152
Figura 70: Resposta em frequência da malha de velocidade para os motores do sistema.	154
Figura 71: Velocidade angular Ω	157
Figura 72: Velocidade linear V	158
Figura 73: Características dos motores operando em regime permanente.	159
Figura 74: Controle por campo orientado sob transiente de torque.	160
Figura 75: Controle por campo orientado sob transiente de velocidade.	161
Figura 76: Tensão e corrente da bateria durante a partida de um dos motores.	162
Figura 77: Tensão e corrente da bateria com o acionamento dos dois motores da cadeira.	163
Figura 78: Análise do comportamento da corrente da bateria em diferentes instantes de operação do sistema.....	164
Figura 79: Análise do comportamento da tensão da bateria.....	164
Figura 80: Aquisição dos sinais de corrente do motor.	165
Figura 81: Sinais de corrente dos motores em coordenadas estacionária.....	166
Figura 82: Sinal de acionamento de tensão dos motores em coordenadas estacionária.....	166
Figura 83: Sinais de corrente dos motores em coordenadas estacionária com filtragem digital.	168
Figura 84: Sinais de quadratura e index do encoder com o ângulo através eQEP.	168
Figura 85: Funcionamento dos encoder's dos motores.	169
Figura 86: Avaliação dos sinais: detecção de anomalia no encoder direito.	169
Figura 87: Avaliação dos sinais: encoder direito e esquerdo em funcionamento.	170
Figura 88: Sinal de avanço do joystick e os sinais PWM trifásico do motor.....	170
Figura 89: Sinais de corrente dos motores no sistema de referência síncrono girante: componente d (CH1) e componente q (CH2).....	171

Figura 90: Tensão de saída dos inversores e corrente dos motores.....	171
Figura 91: Retificador monofásico não controlado com dobrador de tensão.....	190
Figura 92: <i>Top silk</i> da placa do retificador.....	190
Figura 93: <i>Bottom copper</i> da placa do retificador.....	191
Figura 94: Circuito de alimentação do circuito de controle do inversor.....	195
Figura 95: Circuito de proteção do inversor por sinais de corrente e tensão.....	197
Figura 96: Circuito de acionamento do módulo IGBT do inversor.....	199
Figura 97: Circuito do driver de corrente.....	203
Figura 98: Circuito de condicionamento de sinais de corrente.....	207
Figura 99: Circuito de alimentação das placas do sistema.....	211
Figura 100: Pinagem de ligação do encoder.....	214
Figura 101: Esquema de ligação do encoder.....	214
Figura 102: Especificação de dimensões do encoder.....	215
Figura 103: <i>Top silk</i> da placa de condicionamento dos sinais do encoder.....	215
Figura 104: Esquemático da placa de condicionamento dos sinais do encoder.....	216
Figura 105: <i>Bottom copper</i> da placa de condicionamento dos sinais do encoder.....	216
Figura 106: Conector DB-9 e respectiva pinagem de ligação do joystick.....	218

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Rendimento de motores segundo diferentes classes.....	37
Tabela 2: Índice de proteção (IP)	66
Tabela 3: Classe de isolamento	67
Tabela 4: Estimativas de distribuição típica de perdas nos motores.	69
Tabela 5: Parâmetros obtidos dos motores	74
Tabela 6: Dados básicos dos motores de indução utilizados.....	75
Tabela 7: Características mecânicas e outras especificações	75
Tabela 8: Especificação dos mancais dos motores	115
Tabela 9: Canais de entrada e o correspondente endereçamento	124
Tabela 10: Modos de operação do ADC	125
Tabela 11: Parâmetros dos motores no modelo Γ	137
Tabela 12: Parâmetros de sintonia das malhas de corrente.	145
Tabela 13: Parâmetros de sintonia das malhas de velocidade.	153
Tabela 14: Medição de R1 com Motor frio, ligação em triângulo	185
Tabela 15: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor livre, ligação em triângulo	185
Tabela 16: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor bloqueado.....	185
Tabela 17: Ensaio a vazio Motor esquerdo	185
Tabela 18: Ensaio rotor bloqueado Motor esquerdo	186
Tabela 19: Medição de R1 com Motor frio, ligação em triângulo	187
Tabela 20: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor livre, ligação em triângulo	187
Tabela 21: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor bloqueado.....	187
Tabela 22: Ensaio a vazio Motor direito	187
Tabela 23: Ensaio rotor bloqueado Motor direito	188
Tabela 24: Pinagem e respectiva descrição do joystick.	218

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	<i>Alternated Current</i> , equivalente a CA.
AD	Analógico para Digital
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CAD	Conversor Analógico para Digital
CC	Corrente Contínua
DC	<i>Direct Current</i> , equivalente a CC.
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> (Controlador de Sinais Digitais)
FCEM	Força Contra Eletromotriz
FEM	Força Eletromotriz
FMM	Força Magnemotriz
FS	Fator de Serviço
GE	<i>General Electric</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFOC	<i>Indirect Field Oriented Control</i> (Controle por campo orientado indireto)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor bipolar com porta isolada)
IP	Índice de Proteção
MIT	Motor de Indução Trifásico
MOSFET	<i>Metal-Oxide Silicon Field Effect Transistor</i>
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers Association</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
TFVE	Totalmente Fechado e Ventilação Externa

LISTA DE SÍMBOLOS

$C_{dL}(s)$	Controlador da componente d de corrente do motor esquerdo
$C_{dR}(s)$	Controlador da componente d de corrente do motor direito
$C_{qL}(s)$	Controlador da componente q de corrente do motor esquerdo
$C_{qR}(s)$	Controlador da componente q de corrente do motor direito
$C_{TL}(s)$	Controlador de torque do motor esquerdo
$C_{TR}(s)$	Controlador de torque do motor direito
E_2	Força contra eletromotriz gerado pelo fluxo de entreferro resultante
E_{2s}	Força contra eletromotriz (FCEM) gerado no rotor na frequência de escorregamento
f	Frequência em Hz
f_{dq0}	Sinais no sistema de referência síncrono girante
$f_{\alpha\beta 0}$	Sinais no sistema de referência estacionária
f_{abc}	Sinais no sistema trifásico
f_e	Frequência no estator em Hz
f_r	Frequência do rotor em Hz
$H_a(s)$	Função de transferência do filtro passa baixa de 1ª ordem em tempo contínuo
$H_d(z)$	Função de transferência do filtro digital passa baixa de 1ª ordem
I_0	Corrente do estator de perdas do ensaio à vazio
I_1	Corrente do estator em A
I_2	Corrente do rotor no circuito equivalente
I_{2s}	Corrente do rotor no circuito referido ao estator
I_c	Componente da corrente de perdas no núcleo
i^{e}_{0r}	Componente síncrona de sequência nula da corrente do rotor referido
i^{e}_{0s}	Componente síncrona de sequência nula da corrente do estator
i^{e}_{dr}	Componente síncrona d da corrente do rotor referido para o estator
i^{e}_{ds}	Componente síncrona d da corrente do estator
i^{e}_{qr}	Componente síncrona q da corrente do rotor referido para o estator
i^{e}_{qs}	Componente síncrona q da corrente do estator
I_m	Componente da corrente de magnetização
I_r	Corrente do rotor
i^{s}_{0r}	Componente estacionária de sequência nula da corrente do rotor referido
i^{s}_{0s}	Componente estacionária de sequência nula da corrente do estator

i_s^{abc}	Correntes trifásicas do estator
i_{dr}^{rs}	Componente estacionária d da corrente do rotor referido para o estator
i_{ds}^s	Componente estacionária d da corrente do estator
i_{qr}^{rs}	Componente estacionária q da corrente do rotor referido para o estator
i_{qs}^s	Componente estacionária q da corrente do estator
I_φ	Componente da corrente de excitação
L_{lr}^{abc}	Indutância de dispersão do enrolamento do rotor
L_{ls}^{abc}	Indutância de dispersão do enrolamento do estator
L_{rm}^{abc}	Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor
L_{rr}^{abc}	Indutância própria do enrolamento do rotor
L_{rs}^{abc}	Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor e estator
L_{sm}^{abc}	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator
L_{sr}^{abc}	Indutância mútua entre os enrolamentos do estator e rotor
L_{sr}^{abc}	Indutância máxima dos valores de indutância mútua do estator para o rotor
L_{ss}^{abc}	Indutância própria do enrolamento do estator
$M_L(s)$	Função de transferência linearizada do motor esquerdo
$M_R(s)$	Função de transferência linearizada do motor direito
n	Velocidade mecânica no rotor em rad/s
n_{fases}	Número de fases do estator
n_s	Velocidade síncrona do motor em rad/s
p	Número de pólos
P_0	Potência de perdas à vazio
P_g	Potência de <i>gap</i> (entreferro)
p_{in}	Potências instantâneas dos enrolamentos do estator e rotor
P_{mec}	Potência eletromagnética desenvolvida pelo motor
P_{nucleo}	Potência de perdas no núcleo
P_{rotor}	Potência no rotor
$p\lambda_s^{abc}$	Variação de fluxo no enrolamento trifásico do estator
Q_0	Potência reativa do ensaio à vazio
R_1	Resistência do estator
$R_{1,eq}$	Resistência equivalente do estator
$R_{I_{bloq}}$	Resistência de perdas do estator no ensaio rotor bloqueado
R_2	Resistência do rotor

R_{bloq}	Resistência de perdas dos enrolamentos no ensaio rotor bloqueado
R_c	Resistência de perdas no núcleo
R_{mf}	Resistência de perdas no núcleo
r_s^{abc}	Resistências trifásicas do estator
s	Escorregamento
S_0	Potência aparente do ensaio à vazio
s_{maxT}	Escorregamento para a condição de torque máximo
sX_2	Reatância indutiva de dispersão de fluxo no rotor na frequência de escorregamento
T	Conjugado do motor de indução
T_{mec}	Conjugado eletromecânico
$[T_{dq0}]$	Transformada direta para o sistema de referência síncrono girante (Park)
$[T_{dq0}]^{-1}$	Transformada inversa do sistema de referência síncrono girante
$[T_{\alpha\beta 0}]$	Transformada direta para o sistema de referência estacionária (Clarke)
$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1}$	Transformada inversa do sistema de referência estacionária
V	Velocidade linear do modelo cinemático da cadeira de rodas
v^{e}_{qr}	Componente síncrona q da tensão do rotor referido para o estator
v^{s}_{qr}	Componente estacionária q da tensão do rotor referido para o estator
V_l	Tensão de fase de terminal do estator em V
$V_{l,eq}$	Tensão equivalente de Thévenin no circuito equivalente do motor
V_{lcc}	Tensão de fase do ensaio rotor bloqueado
v^{e}_{0r}	Componente síncrona de sequência nula da tensão do rotor referido para o estator
v^{e}_{0s}	Componente síncrona de sequência nula da tensão do estator
v^{e}_{dr}	Componente síncrona d da tensão do do rotor referido para o estator
v^{e}_{ds}	Componente síncrona d da tensão do estator
v^{e}_{qs}	Componente síncrona q da tensão do estator
V_{of}	Tensão de fase do ensaio à vazio
V_{ref}	Velocidade linear de referência do modelo cinemático da cadeira de rodas
v^{s}_{0r}	Componente estacionária de sequência nula da tensão do rotor referido para o estator
v^{s}_{0s}	Componente estacionária de sequência nula da tensão do estator
v^{s}_{dr}	Componente estacionária d da tensão do do rotor referido para o estator
v^{s}_{ds}	Componente estacionária d da tensão do estator
v^{s}_{qs}	Componente estacionária q da tensão do estator
x'	Reatância de base

X_l	Reatância indutiva de dispersão do fluxo no estator em Ω
$X_{l,eq}$	Reatância equivalente do estator
X_f	Reatância própria do estator, corresponde a associação série de X_l e X_m
X_{fl}	Reatância de perdas do estator no ensaio rotor bloqueado
$X_{fl_{bloq}}$	Reatância equivalente de perdas no ensaio rotor bloqueado
X_m	Reatância indutiva de magnetização
Z_l	Impedância do estator em Ω
$Z_{l,eq}$	Impedância equivalente de Thévenin do estator no circuito equivalente do motor
Z_2	Impedância equivalente do rotor na frequência do rotor
Z_{2s}	Impedância equivalente do rotor na frequência de escorregamento
$Z_{f_{bloq}}$	Impedância corresponde ao ensaio rotor bloqueado
Z_m	Impedância de magnetização
δ_r	Ângulo de defasagem da onda de FMM do rotor em relação à FMM do entreferro
θ_d	Ângulo entre eixo da fase a e o eixo d do sistema de referência síncrono girante
θ_q	Ângulo entre eixo da fase a e o eixo q do sistema de referência síncrono girante
θ_r	Ângulo do rotor
λ_r^{abc}	Fluxo dos enrolamentos do rotor
λ_r^{qd0}	Fluxo dos enrolamentos do rotor em $qd0$
λ_s^{abc}	Fluxo dos enrolamentos do estator
λ_s^{qd0}	Fluxo dos enrolamentos do estator em $qd0$
Φ_{en}	Fluxo do entreferro resultante
ψ'	Fluxo de acoplamento de base
Ω	Velocidade angular do modelo cinemático da cadeira de rodas
ω_b	Frequência de base em rad/s
ω_l	Velocidade do motor esquerdo (<i>left</i>) no modelo cinemático
$\omega_{l\ ref}$	Velocidade de referência do motor esquerdo (<i>left</i>) no modelo cinemático
ω_m	Velocidade angular mecânica em rad/s
ω_r	Velocidade angular síncrona do rotor em rad/s
ω_r	Velocidade do motor direito (<i>right</i>) no modelo cinemático
$\omega_{r\ ref}$	Velocidade de referência do motor direito (<i>right</i>) no modelo cinemático
Ω_{ref}	Velocidade angular de referência do modelo cinemático da cadeira de rodas
ω_s	Velocidade angular síncrona em rad/s

1. INTRODUÇÃO

Segundo a Organização Mundial de Saúde (OMS) cerca de 7 e 10% da população mundial sofre de alguma deficiência física. Na América Latina estima-se que 55 milhões de pessoas padecem por alguma deficiência física, representando 9% da população total. Neste censo, a deficiência mais comum é a motora, seguido pela cegueira, surdez, intelectual e de fala. Somente a deficiência motora contempla cerca de 20 milhões de pessoas na América Latina (VELÁZQUEZ e GUTIÉRREZ, 2014).

Outros estudos apontam que o número de pessoas que necessitam de cadeiras de rodas é aproximadamente 200 milhões em todo o mundo e com um aumento crescente anualmente. Porém, deste montante apenas 5 a 15% destes possuem uma cadeira de rodas (CHIPAILA, GRIGORE, *et al.*, 2012).

Segundo Hansen, Tresse e Gunnarsson (2004) a mobilidade oferecida por uma cadeira de rodas desempenha um papel extremamente importante na função física e social de seus usuários. A mobilidade oferecida pela cadeira de rodas é de vital importância para a independência de seus usuários e essencial para uma vida social ativa, proporcionando o desenvolvimento de suas habilidades cognitiva e comunicativa.

A elevação das taxas de envelhecimento da população mundial, o aumento dos índices de indivíduos deficientes, bem como uma maior aceitabilidade dos mesmos no mercado de trabalho mundial, implica numa crescente demanda por interfaces com a finalidade de ajudar na mobilidade de deficientes físicos. Uma cadeira de rodas elétrica convencional, controlada por joystick, é um veículo importante para facilitar e agregar melhoria da qualidade de vida de deficientes físicos.

Logo, a cadeira de rodas constitui um mecanismo extremamente importante, onde fatores como elevada eficiência e robustez são imprescindíveis em seu funcionamento.

No que se refere à motorização, grande parte das cadeiras de rodas utiliza motores de corrente contínua (CC). No entanto, tais motores apresentam fatores desfavoráveis como: elevados índices de custo e manutenção (devido aos comutadores e escovas); alto índice de peso/kW; baixo fator de segurança em razão da existência de arcos e faíscas na comutação de corrente por elemento mecânico; e uma maior escassez comercial quanto a disponibilidade de modelos de alto rendimento (INIGO, SHAFIK, *et al.*, 1991), (JORDAN,

1994), (DING e COOPER, 2005), (NANDA, G. e KAR, N. C., 2006), (GENTILHO JUNIOR, ROSA FILHO, *et al.*, 2013).

Uma alternativa para tais desvantagens do motor CC é a utilização de motores de indução de alto rendimento, já consolidado e amplamente utilizado em aplicações industriais.

Evidentemente há poucas propostas de sistemas com motores de indução aplicados a cadeiras de rodas ou sistemas móveis correlatos. Isto se deve principalmente pela alta complexidade envolvida no controle do motor de indução operando em baixa rotação (INIGO, SHAFIK, *et al.*, 1991) e pela incompatibilidade dos níveis de tensão do motor com o sistema embarcado móvel alimentado por baterias (BARNARD, VAN WYK e DUNFORD, 1992).

Sobretudo nos últimos anos, a área de acionamento e controle de motores elétricos sofreu uma rápida expansão, devido principalmente ao avanço nas áreas de semicondutores, eletrônica de potência e culminando com os microprocessadores. Estes avanços tecnológicos têm permitido o desenvolvimento de controladores e acionamento de motores CA com maior eficiência, menor tamanho de *hardware*, menor dissipação de energia e estruturas de controle cada vez mais exatas.

Diante deste panorama, este trabalho visa desenvolver um esquema de controle mais sofisticado e viável para cadeiras de rodas, utilizando a técnica de controle vetorial para o acionamento do motor de indução trifásico. Empregando motores de indução de alto rendimento o sistema concede torque constante em baixas rotações e maior autonomia das baterias. O comando da cadeira de rodas é realizado por meio de joystick, atendendo um vasto número de pacientes paraplégicos.

1.1. JUSTIFICATIVA

O estudo provindo da dissertação de Gaino (2000), o trabalho com cadeira de rodas de Gaino, Suzuki *et al.* (2003) e a tese de Silva (2012) inspiraram o presente trabalho, que possibilitou como consequência a patente depositada pela AINTEC/UEL (GAINO, SILVA, *et al.*, 2014).

Isto se deve principalmente ao fato de que os motores são responsáveis pela maior parcela de consumo de energia elétrica. O uso eficiente de energia elétrica é imprescindível nos sistemas atuais, seja por suas implicações na sustentabilidade do aproveitamento dos recursos naturais, seja pela redução de custos.

O custo de aquisição e manutenção de um motor são muito menores que o custo de operação ao longo do ciclo de vida do mesmo. Estudos apontam que o custo gerado pelo consumo de energia elétrica é correspondente à cerca de 74% dos custos totais durante o ciclo de vida de um motor elétrico, cabendo aos custos da aquisição, de instalação e manutenção ao valor restante de custos com o motor (FILIPPO FILHO, 2013).

A eficiência de um motor deve ser considerada na escolha de um motor para qualquer projeto de sistema. Quanto mais eficiente um motor, menores serão suas perdas internas. Pelo fato de motores CC não possuírem modelos de alto rendimento comercial, motores de indução de alto rendimento são amplamente utilizados.

A Tabela 1 mostra os rendimentos para motores de indução trifásicos, baixa tensão, 60 Hz, totalmente fechado com ventilação externa, quatro polos, nas potências de 1 CV, 10 CV e 100 CV para uso geral.

Nota-se que a norma NEMA (*Premium*) está em consonância com a IE 3 para a classificação do rendimento dos motores. Enquanto a classificação brasileira de alto rendimento assemelha-se mais a classe IE 2, da IEC.

Tabela 1: Rendimento de motores segundo diferentes classes.

Classe	1 cv	10 cv	100 cv
IE 1	78,0%	87,5%	93,5%
IE 2	82,5%	89,5%	94,5%
IE 3	85,5%	91,7%	95,4%
NEMA <i>Premium</i>	85,5%	91,5%	95,4%
Alto rendimento (BR)	80,5%	89,5%	94,5%

1.2. OBJETIVOS

1.2.1. Objetivos Gerais

- Realizar o controle e acionamento de motores trifásicos de indução de alto rendimento aplicado em cadeiras de rodas.
- Implementar a técnica de controle por campo orientado indireto (IFOC, do inglês *Indirect Field Oriented Control*) no acionamento dos motores de indução.

1.2.2. Objetivos específicos

- Estudar o funcionamento e configurações dos periféricos (AD, PWM, eQEP entre outros) e realizar o controle e acionamento do sistema por meio do controlador de sinais digitais TMS320F28335.
- Realizar por meio do TMS320F28335 a aquisição dos sinais de tensão, corrente e velocidade do motor; leitura dos sinais de comando do joystick para controle de direção da cadeira de rodas em quatro direções distintas (avanço, retorno, direita, esquerda) e parada.
- Executar ensaios de levantamento de parâmetros dos motores utilizados na cadeira de rodas por meio do ensaio a vazio e de rotor bloqueado.
- Analisar por meio da simulação o comportamento dos motores em sua modelagem no referencial estacionário e síncrono girante.
- Analisar a modelagem dos motores e do sistema para obter os valores de sintonia dos controladores do sistema.
- Verificar e estudar a modelagem da cinemática direta e inversa da cadeira de rodas no sistema de controle proposto.
- Implementar e analisar por meio de simulação o controle em malha fechada dos motores utilizando controladores proporcional integral (PI) de corrente e velocidade em cascata, associado ao modelo cinemático da cadeira de rodas.
- Montar e testar de dois inversores de tensão trifásico constituído por um módulo IGBT, com isolamento óptica dos sinais de comando, proteção de corrente e de tensão.
- Realizar a montagem dos conversores CA-CC não controlado.
- Desenvolver e testar um circuito de condicionamento de sinais de corrente do motor para o controlador de sinais digitais.
- Implementar testes com o protótipo e mensurar as variáveis elétricas, tais como: tensão, corrente e velocidade dos motores.

A priori, este trabalho está organizado em capítulos, dispostos da seguinte forma:

- **Capítulo 2 – Estado da arte:** apresenta uma revisão de literatura dos trabalhos realizados no tema de pesquisa. A priori, mostra-se os trabalhos pioneiros com motores de indução em cadeiras de rodas, permitindo discutir o acionamento utilizado e os resultados obtidos por tais pesquisadores. Enfatiza-se também sobre patentes com motores de indução aplicados em veículos móveis e suas características. Deste modo, permite-se vislumbrar a contribuição deste trabalho no estado da arte no tema de pesquisa.

- **Capítulo 3 - Motor de indução:** apresenta um breve histórico dos motores de indução e a sua importância no contexto industrial atual. Enfatiza-se ainda sobre o funcionamento em regime permanente dos motores de indução, efetuando uma análise da curva do conjugado motor sob diferentes situações e salientando-se sobre o seu circuito equivalente. Por fim, apresenta a metodologia de ensaios para obtenção dos parâmetros do motor para o circuito equivalente.
- **Capítulo 4 – Modelagem e simulação do motor de indução:** enfatiza-se acerca das modelagens dinâmicas do motor de indução. Apresenta-se as transformações de Clarke e Park, segundo a literatura internacional. Detalha a obtenção das equações de tensão, corrente e fluxo da máquina de indução nos sistemas de referências arbitrário, estacionário e síncrono girante.
- **Capítulo 5 - Sistema proposto para cadeira de rodas:** apresenta-se o projeto em *hardware* e o controle proposto para o protótipo utilizado. Detalha-se cada um dos dispositivos constituintes do *hardware* implementado e sua respectiva função no sistema. Ressalta-se ainda acerca do sistema de controle constituído pelo algoritmo de comando pelo joystick, o controle da cadeira pela cinemática direta e inversa, o controle dos motores e os componentes mecânicos de acoplamento existente.
- **Capítulo 6 – Projeto e sintonia dos controladores:** expõe sobre a modelagem Γ inverso utilizado para o motor de indução e o equacionamento utilizado para a sintonia dos controladores de corrente e velocidade do sistema, analisando em espaço contínuo (s) e por meio da resposta em frequência. Após a obtenção dos controladores que tornam o sistema estável, apresenta-se então os controladores no espaço discreto (z) e implementados no TMS320F28335.
- **Resultados:** onde se apresentam os resultados obtidos por meio de simulações realizadas com os parâmetros provindo com os ensaios dos motores e os resultados experimentais de diversos sinais em *hardware* com o sistema em funcionamento.
- **Conclusões Gerais:** ressalta-se os pontos notáveis da importância do tema, as implementações realizadas e a indicação de sugestões para trabalhos futuros.

2. ESTADO DA ARTE

Este capítulo apresenta os principais trabalhos científicos e patentes relacionadas ao tema de pesquisa. Mostra-se os trabalhos pioneiros com motores de indução aplicado a cadeiras de rodas, detalhando o esquema de acionamento, o controle utilizado e os principais resultados obtidos por tais pesquisadores. Aborda-se também algumas patentes que propuseram o acionamento de motores CA aplicados a veículos elétricos. Mostra-se que tais trabalhos apresentam diferenças na técnica de controle e no hardware de acionamento da máquina CA. A partir disto fica evidente as principais contribuições e melhorias deste trabalho para o estado da arte dentro deste tema de pesquisa.

2.1. BREVE HISTÓRICO

As origens das cadeiras de rodas comerciais apontam para o início da década de 1950. Em particular, o modelo da cadeira de rodas com dois motores internos se tornou atrativo e um produto de escala comercial. Porém, não possuía ainda um eficiente e robusto sistema de controle em seu acionamento. Com o advento dos microcontroladores, em meados de 1970, permitiu-se a melhoria de controladores aumentando a dirigibilidade e segurança das cadeiras (DING e COOPER, 2005).

Diferentes técnicas de comando da cadeira de rodas já foram estudadas e implementadas por sinais miolétricos (eletromiograma - EMG), por eletrooculograma – EOG, comandos por voz, impulsos cerebrais (eletroencefalograma – EEG), sopro e sucção. Além do uso de sensoriamento e desvio de obstáculos por infravermelho e ultrassom, bem como a utilização de interfaces com computadores de bordo (GENTILHO JUNIOR, ROSA FILHO, *et al.*, 2013), (CHIPAILA, GRIGORE, *et al.*, 2012), (FILGUEIRA, 2011), (TAKAHASHI e MATSUO, 2011), (ALBRECHT, 2010), (BAREA, BOQUETE, *et al.*, 2002), (MAZO, RODRIGUEZ, *et al.*, 1995).

Diversos trabalhos propõem melhorias em cadeiras de rodas, de modo a oferecer maior segurança, dirigibilidade e conforto ao usuário. Aliado a isto, busca-se sistemas de controle eficientes e robustos com circuitos de acionamento com maior eficiência energética. O uso de fontes alternativas de energia possibilita melhorar a eficiência energética, como por exemplo, a inserção de painéis fotovoltaicos na estrutura da cadeira de rodas (GURRAMA, RAOA e DONTIKURTIA, 2012). Além destes, fatores como o uso de motores com maior rendimento e melhorias na técnica de acionamento são aspectos relevantes de pesquisa aplicadas às cadeiras de rodas.

Wyk e Dunford (1989) foram pioneiros ao apresentar um trabalho no qual se utilizou motor de indução como elemento de tração em veículo aplicado em locomotivas de mineração.

Em 1992, um sistema para cadeira de rodas com alimentação provinda de baterias e com acionamento por meio de inversor com MOSFET's para motores de indução trifásicos foi proposto por Barnard, Wyk e Dunford (1992). No entanto, uma incompatibilidade dos níveis de tensão dos motores de 380 V com o inversor de 24 Vcc impediu a obtenção de resultados satisfatórios e da consolidação de um protótipo para testes com o controle proposto.

Chew e Inigo (1996) resgataram a pesquisa com testes de propulsão com motores de indução para cadeira de rodas em baixo nível de tensão de alimentação e controle escalar em malha fechada. Resultados satisfatórios de simulação do controle em malha fechada foram obtidos em alta rotação. Porém tal situação é inconveniente para cadeira de rodas, sendo que o sistema mostrou-se ineficiente para operar em baixa velocidade com controle escalar.

Mais recentemente Al-Khuleifi, Al-Motawa e Al-Sulaiti (2009) propuseram um sistema de controle para cadeira de rodas utilizando técnica de controle multiescalar não linear com motores de indução. Todavia, o aparato experimental para validação da técnica mostra-se inadequado para ser aplicado em uma cadeira de rodas.

Com a observação das literaturas citadas anteriormente, este trabalho possui o intuito de contribuir neste tema de pesquisa, realizando a construção de um protótipo, *hardware* e implementação de técnica de controle por campo orientado indireto que permita o acionamento adequado dos motores de indução trifásicos, afim de serem aplicados em sistemas de cadeira de rodas motorizadas com alimentação provinda de baterias.

2.2. PATENTES

Diversos autores propuseram acionamento e técnicas de controle relacionadas a motores CA aplicados em veículos elétricos (EISELE e WILHELM, 1973), (WILLIAMSON, 1981), (RUDINEC, 2006).

Dentre tais, Eisele (1973) propõe um veículo elétrico com sistema de acionamento em corrente alternada e controle de velocidade por meio de um pedal no pé. É utilizado um conversor de frequência para ajuste da velocidade de um dos motores, enquanto

outro é mantido numa referência fixada por outro conversor sem controle algum. O esquema de controle proposto nesta patente é do tipo escalar e com acionamento por meio de tiristores.

A proposta deste trabalho difere Eisele e Wilhelm (1973), pois utilizará acionamento através de IGBT's em modulação *Space Vector*, que concede melhor eficiência resultados mais satisfatórios quanto EMI (interferências eletromagnéticas) e menores perdas nas chaves; controle manual por meio de joystick; e controle vetorial por campo orientado indireto de ambos os motores do veículo.

Portanto, a patente americana de Eisele e Wilhelm (1973) difere em diversos aspectos do sistema proposto neste trabalho, desde o controle dos motores, esquema de acionamento, aplicação e esquema de alimentação.

A fonte de alimentação de Eisele e Wilhelm (1973) provém de baterias conectadas diretamente ao inversor. Grande parte dos trabalhos de pesquisa nesta época realizaram este esquema, o que implica na utilização de motores de indução de baixa tensão, em virtude da fonte de alimentação provir diretamente de baterias, não havendo nenhum estágio de conversão do nível de tensão destas.

A alimentação provinda de baterias é um dos grandes problemas ao se utilizar motores CA em veículos. Pois utilizando baterias (12 V_{CC}/ 24 V_{CC}) não se obtém um nível de tensão adequado para motores de indução (127 V_{CA}/ 220 V_{CA}/ 380 V_{CA}).

Dentre as soluções, alguns autores propuseram utilizar motor de indução de baixa tensão, permitindo uma compatibilidade com o nível de tensão das baterias. Mas isto implica em algo inviável comercialmente, pois tais motores não são produzidos em larga escala e são difíceis de encontrá-los no comércio e em aplicações industriais atuais.

Outros trabalhos efetuaram a ligação de baterias em série, com uma tentativa de elevar o nível CC do barramento para o inversor, tal exemplo é a patente de Rudinec (2006).

Rudinec (2006) propôs um veículo elétrico para aplicação em ambientes de mineração, com o esquema de controle do tipo escalar. A tração é por meio de motores CA de indução, mas a alimentação provém de um barramento CC de 240 V_{CC}, 875 Ah. No entanto, esta opção é inviável para aplicações em veículos, pois tal implicaria em no mínimo 10 baterias de 24 V_{CC}, o que torna um projeto com custo mais elevado, um sistema extremamente pesado e dependente de carga das células das diversas baterias.

2.3. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

No sistema proposto neste trabalho de pesquisa não utilizará barramento de baterias em série. Propõe-se o uso de um elevador de tensão, de $12 V_{CC}$ para $127 V_{CA}$ ligado a um retificador com dobrador de tensão que possibilita fornecer tensão de barramento CC do inversor maior, atingindo níveis de tensão entre $150 V_{CC}$ até $300 V_{CC}$. Portanto, com este barramento CC fica viável alimentar o motor de indução trifásico industrial a partir do inversor com o controle vetorial. Com tal controle aplicado em cadeira de rodas agrega-se inúmeras vantagens ao sistema quando comparado com o controle escalar.

No que se refere a segurança perante as normas regulamentadoras brasileira, o sistema proposto neste trabalho se enquadra como circuito elétrico de baixa tensão, conforme NR-10, que estabelece os requisitos e condições mínimas objetivando a implementação de medidas de controle e sistemas preventivos, de forma a garantir a segurança e a saúde.

Além dos aspectos citados anteriormente, nenhum dos trabalhos utilizaram a técnica de controle por campo orientado indireto aplicado a motores de indução com o modelo cinemático direto e inverso para contornar tal entrave de acionamento dos motores de indução operando em baixa rotação na cadeira de rodas.

A interface de comando para usuário deslocar é por meio de *joystick* possibilitando o usuário escolher entre em quatro direções distintas para deslocamento, tais como: avanço, retorno, direita e esquerda.

De fato, este trabalho apresenta algo diferenciado, caracterizado principalmente pelo fato das cadeiras de rodas serem acionadas por motores de indução de alto rendimento com controle de campo orientado indireto. Proporcionando a deficientes físicos um meio de locomoção por cadeiras de rodas controlada por joystick oferecendo assim a eles um menor esforço físico.

Além do desenvolvimento e pesquisa deste trabalho a proposta de *hardware* e *software* desenvolvido utilizando motores de indução possibilita um sistema com viabilidade comercial.

3. MOTOR DE INDUÇÃO

Este capítulo apresenta os conceitos fundamentais de aspectos construtivos do motor de indução; enfatiza e analisa o modelo de circuito equivalente em regime permanente e as curvas típicas do motor; detalha características e especificações técnica dos motores para o projeto; expõe sobre a metodologia empregada para a obtenção dos parâmetros dos motores de indução; e finalmente, ressalta-se os valores determinados para os parâmetros e as curvas características dos motores estudados neste trabalho.

3.1. CARACTERÍSTICAS GERAIS DOS MOTORES ELÉTRICOS

Por definição, motor elétrico é a máquina com a capacidade de transformar energia elétrica em energia mecânica útil para uma carga (MAMEDE FILHO, 2012)

Os motores elétricos são divididos em dois grandes grupos, levando em consideração a tensão de alimentação: corrente alternada (CA) e corrente contínua (CC). A Figura 2 ilustra os diferentes tipos de motores elétricos e suas subdivisões em cada grupo.

A seguir apresentam-se as principais características dos motores elétricos, em geral, são:

3.1.1. Motores de corrente contínua

São aqueles acionados através de uma fonte de corrente contínua. São muito utilizados na indústria quando se faz necessário manter o controle fino da velocidade num processo qualquer de fabricação.

Quantos aos tipos de motores de corrente contínua tem-se os de ímã permanente; excitação série; excitação paralela, também denominado como derivação ou *shunt*; excitação composta, mista ou *compound*; e excitação independente. Cada um apresenta características diferenciadas quanto: controle de velocidade; controle de torque; torque de partida; faixa de velocidade de operação; entre outros fatores.

Por exemplo, os motores do tipo série têm como característica principal no qual a corrente de carga também atua como corrente de excitação, pois as bobinas de campo são ligadas em série com as bobinas da armadura. Com isto obtém-se um motor com alto torque de partida, necessidade fundamental em aplicações como guindastes, elevadores entre outros.

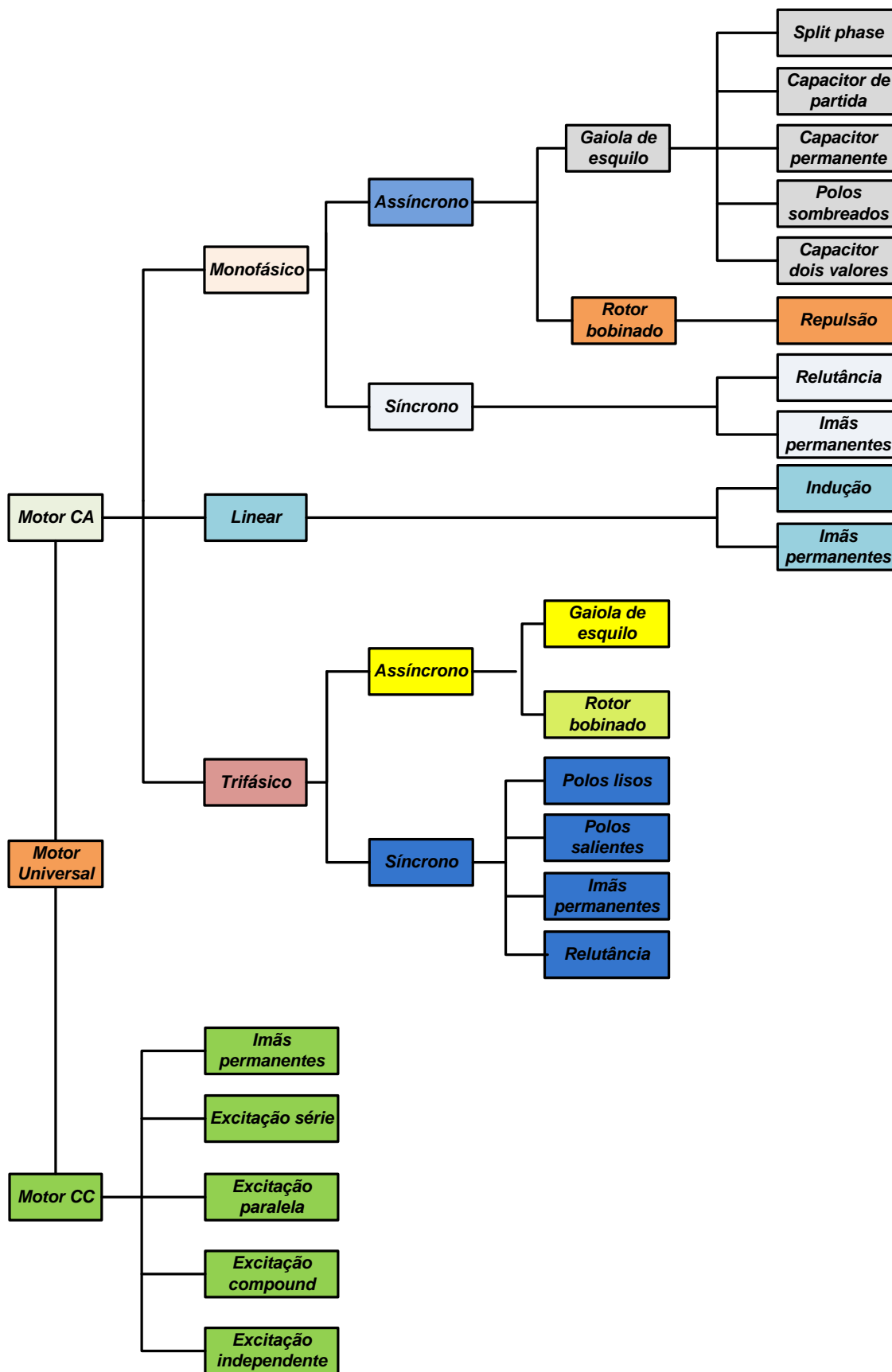


Figura 1: Classificação dos motores elétricos.

Fonte: Autor.

Já os motores do tipo excitação *shunt*, os quais possuem o enrolamento de campo ligado em paralelo com a armadura, desenvolvem uma velocidade constante e um conjugado variável de acordo com a carga, sob uma tensão de alimentação constante.

Com o intuito de acumular as vantagens do motor série e paralelo os motores compostos possuem um elevado conjugado de partida e velocidade aproximadamente constante no acionamento de cargas variáveis.

A grande desvantagem da utilização dos motores de corrente contínua é o alto custo de aquisição e de manutenção, pelo desgaste mecânico do conjunto de escovas no comutador. Além disto tal motor não é indicado para operação em ambiente com atmosfera explosiva, devido a existência de arcos elétricos no contato das escovas com o anel comutador, o que representa um alto risco de segurança para tais aplicações.

3.1.2. Motores de corrente alternada

São aqueles acionados por meio de uma fonte de corrente alternada. São utilizados na maioria das aplicações industriais.

Há vários tipos de motores elétricos empregados em instalações industriais. Dentre tais o de maior aplicação e que será detalhado neste trabalho é o motor elétrico assíncrono de indução com rotor do tipo gaiola, devido à simplicidade de construção, vida útil longa, custo reduzido de compra e manutenção.

3.2. MOTORES TRIFÁSICOS DE INDUÇÃO

3.2.1. Breve Histórico

Fillipo Filho (2013) afirma que o motor de indução trifásico surgiu na década de 1890. Um século antes, James Watt tinha atingido o completo aperfeiçoamento do motor a vapor. O motor de vapor de Watt foi uma das conquistas tecnológicas que propiciou o grande desenvolvimento provindo pela Revolução Industrial.

As indústrias da época eram pequenas comparadas às de hoje. Em geral eram indústrias de moagem de grãos, de fiação e tecelagem. Com o advento da Revolução Industrial puderam transferir-se para os centros urbanos, deixando de se localizar às margens dos rios. A máquina a vapor as libertou da força motriz obtida por rodas d'água.

Com a invenção do motor elétrico, surgiu uma segunda etapa de grande desenvolvimento industrial. Diversos sistemas mecânicos de acoplamento da máquina a vapor deixaram de ser utilizados, pois com o motor elétrico a potência era transmitida diretamente

aos postos de trabalho através de fios pela ação da eletricidade. Cada posto de trabalho tinha seu próprio motor elétrico.

Em 1831, Michael Faraday estabeleceu o princípio da indução eletromagnética, embora F. D. Arago havia descoberto tal princípio alguns anos antes, em 1824. Nessa época já se sabia que um ímã rotativo era capaz de fazer girar um disco metálico pela ação da indução. Somente em 1879, o inglês U. Bailey conseguiu obter um campo magnético girante rudimentar, a partir de eletroímãs fixos, porém sem nenhuma aplicação (FILIPPO FILHO, 2013).

Depois de uma década, por volta de 1887, o croata naturalizado norte-americano Nikola Tesla e o italiano Galileo Ferraris conseguiram obter um campo girante a partir de duas bobinas defasadas de 90° no espaço e alimentadas por correntes senoidais defasadas de 90° no tempo.

Em 1888, Tesla apresentou três formas de sua invenção, todas com quatro pólos salientes no estator. Na primeira também havia quatros polos salientes no rotor (motor de relutância) girando na forma síncrona. Na segunda havia um enrolamento no rotor que partia por si mesmo, girando abaixo da velocidade síncrona (motor de indução). Na terceira forma havia um enrolamento no rotor, girando na velocidade síncrona (motor síncrono).

George Westinhouse, dono da empresa que levava seu nome, comprou a patente de Tesla e o contratou para continuar o desenvolvimento de suas ideias. O motor de indução para efeitos práticos só ficou disponível em 1892, ainda assim em alta frequência e monofásico.

Já na Europa, o engenheiro russo Mikhail Dolivo Dobrovolsky entrou para trabalhar na empresa alemã AEG em 1897. Ele foi um dos pioneiros no desenvolvimento dos sistemas trifásicos. Em 1888 ele já tinha desenvolvido geradores e linhas de transmissão trifásicas. Em 1891 o motor de indução trifásico já funcionava na ponta da rede de transmissão. Ainda era um motor com enrolamento no rotor. Tal feito também foi obtido pela Westinhouse em 1893, quando B. G. Lamme desenvolveu a primeira linha trifásica nos EUA em 60 Hz e acionou um motor trifásico, ainda de rotor bobinado.

A forma final conhecida atualmente do motor de indução com rotor do tipo gaiola, conforme ilustrado na Figura 2 foi idealizada por Lamme. Essa ideia foi seguida pela General Electric (GE). Após uma disputa judicial pela patente, em 1896 ambas as empresas

passaram a comercializar o motor de indução com rotor gaiola de esquilo. Esse motor seria o propulsor para o grande desenvolvimento da indústria no século XX.



Figura 2: Vista em corte de motor de indução.

Fonte: SIEMENS.

Um aspecto interessante sobre tal época é que os motores eram muito grandes comparados com modelos atuais, a citar por exemplo, um motor de 7,5 CV da época tinha tamanho equivalente a um motor de 100 CV atual.

Fato é que o motor de indução é uma das máquinas mais robustas e mais amplamente utilizadas na indústria. Seu estator é formado por chapas de aço de alta qualidade. A superfície interna possui ranhura para acomodar um enrolamento trifásico (DEL TORO, 2009).

O enrolamento trifásico é representado por três bobinas, cujos eixos estão defasados de 120° elétricos. A bobina aa' representa todas as bobinas associadas à fase a, para um par de pólos. De modo similar, a bobina bb' representa as bobinas associadas à fase b e a bobina cc' representa as bobinas relacionadas à fase c. Quando uma das extremidades de cada fase são ligadas entre si, o enrolamento do estator é dito como conectado em estrela Y. Tal enrolamento é chamado de enrolamento trifásico porque as tensões induzidas em cada uma das três fases devido ao campo girante de densidade de fluxo estão defasadas de 120° elétricos, uma característica que distingue o sistema trifásico simétrico.

O rotor também é formado por chapas de material ferromagnético com ranhuras, mas o enrolamento do rotor pode ser do tipo gaiola, como mostrado na Figura 3, ou do tipo bobinado, também denominado na literatura como rotor enrolado (DEL TORO, 2009).

Neste último os terminais do enrolamento saem por meio de três anéis coletores. Isso permite que um reostato trifásico seja ligado ao enrolamento do rotor, com o propósito de possibilitar o controle de velocidade.

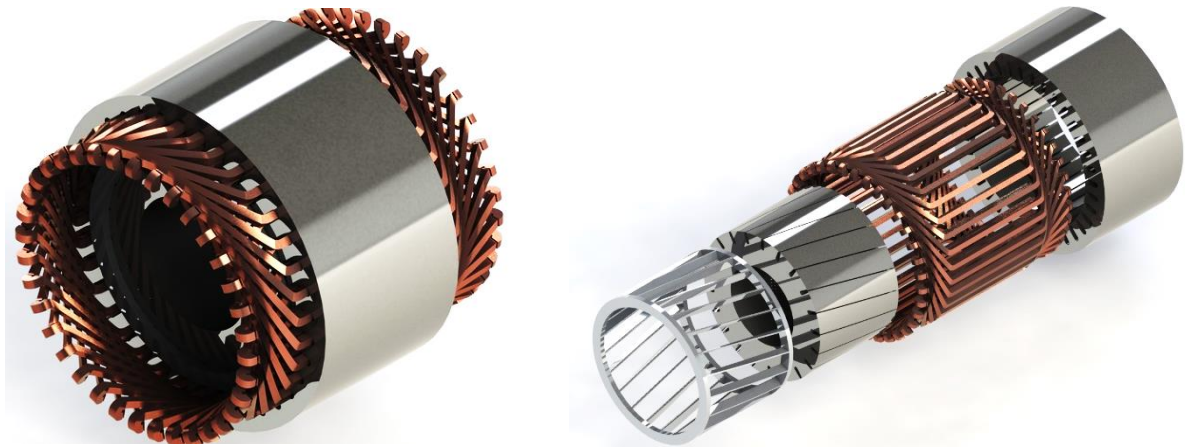


Figura 3: Detalhes construtivos do rotor gaiola de esquilo.

Fonte: (MASHINBAZ, 2013).

A facilidade do controle de velocidade do motor de rotor bobinado por meio de reostato justifica a sua utilização em muitos sistemas antigos. Porém tal esquema de controle de velocidade tem sido substituído pelo uso de motores de indução com rotor tipo gaiola.

O rotor do tipo gaiola consiste num determinado número de barras de cobre imersas nas ranhuras do rotor e conectadas nas duas extremidades por dois anéis de cobre, como mostrado na Figura 3.

Vale ressaltar que o rotor do tipo gaiola possui uma construção mais simples e mais econômica que o rotor bobinado e mais robusto também. Além disso, não existem anéis coletores, nem escovas de carvão para se preocupar com manutenção periódicas no motor.

Tais fatos justificam o motivo pelo qual o motor de indução com rotor de indução é o mais utilizado nas aplicações industriais e comerciais.

Em operação normal, uma tensão trifásica é aplicada ao enrolamento do estator, nos pontos a, b, c da Figura 4. Correntes de magnetização circulam em cada fase e em conjunto criam um campo magnético girante com dois pólos. A velocidade do campo é determinada pela frequência das correntes de magnetização e pelo número de pólos com o qual o enrolamento do estator foi projetado. A Figura 4 mostra o arranjo para dois polos. Se o padrão a-c'-b-a'-c-b' for projetado para abranger apenas 180° mecânicos e é então repetido ao

longo dos 180° mecânicos restantes, resultará em uma máquina com uma distribuição de campo de quatro polos. Para uma máquina de p polos, o padrão básico do enrolamento deve ser repetido $p/2$ vezes ao longo da circunferência da superfície interna do estator.

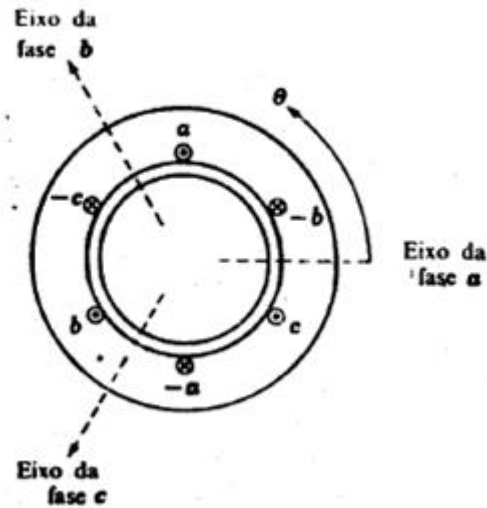


Figura 4: Enrolamento do estator trifásico com 2 pólos.

Fonte: (DEL TORO, 2009).

O campo girante produzido pelo enrolamento do estator corta os condutores do rotor, desta forma induzindo tensões. Visto que o enrolamento do rotor está curto-circuitado pelos anéis, as tensões induzidas fazem com que as correntes circulem, as quais, por sua vez, reagem com o campo para produzir um torque eletromagnético e desta forma resulta a ação motora.

Como consequência, baseado na descrição precedente, fica claro que, para o motor de indução trifásico, o enrolamento de campo está colocado no estator e o enrolamento de armadura, no rotor.

Outro ponto importante é que esta máquina tem excitação única, isto é, a potência elétrica é aplicada apenas no enrolamento do estator. A corrente circula no enrolamento do rotor por indução. Como consequência, tanto a corrente de magnetização, que produz o campo magnético, como a corrente de potência, que permite que a energia seja entregue à carga no eixo, circulam através do enrolamento do estator.

Por esta razão e no interesse de manter a corrente de magnetização a menor possível de forma que a componente de potência possa ser correspondentemente maior, para dado um valor nominal, o entreferro dos motores de indução é construído tão pequeno quanto o espaçamento mecânico permita.

Suponha-se que o rotor esteja girando na velocidade constante de n rpm no mesmo sentido que o campo girante do estator. Logo a velocidade síncrona n_s do campo do estator é dado por

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (1)$$

onde f é a frequência do sinal de alimentação do motor e p o número de pólos do motor.

A diferença entre a velocidade síncrona e a do rotor é denominada escorregamento do rotor. Neste caso, o escorregamento do rotor é $n - n_s$, medido em rotações por minuto (rpm). Normalmente o escorregamento é expresso em termos de um valor fracionário da velocidade síncrona. Logo, o escorregamento fracionário s é dado por:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2)$$

A velocidade síncrona do rotor em rpm pode ser expressa em termos do escorregamento e da velocidade síncrona como:

$$n = (1 - s)n_s \quad (3)$$

De modo semelhante a velocidade angular mecânica pode ser expressa em termos da velocidade síncrona angular ω_s e do escorregamento tal que:

$$\omega_m = (1 - s)\omega_s \quad (4)$$

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensões de frequência f_r dada por:

$$f_r = sf_e \quad (5)$$

Sendo f_r chamada de frequência de escorregamento, no rotor. Assim, o comportamento elétrico da máquina de indução é similar ao de um transformador, mas apresentando a característica adicional da transformação de frequência produzida pelo movimento relativo entre os enrolamentos do estator e do rotor.

Os terminais do rotor do motor de indução do tipo gaiola são curto circuitados pelo processo de construção. Assim, as correntes do rotor são determinadas pelas magnitudes das tensões induzidas e pela impedância apresentada pelo rotor na frequência de escorregamento. Na partida, o rotor está parado ($n=0$), o escorregamento é unitário ($s=1$) e a frequência do rotor é igual a do estator f_e . Portanto, o campo produzido pelas correntes no rotor gira com a mesma velocidade que o campo do estator, resultando em um conjugado de

partida que faz com que o rotor tenda girar no sentido de rotação do campo de indução do estator. Se esse conjugado for suficiente para superar a oposição à rotação criada pela carga no eixo, então o motor atingirá a sua velocidade de operação. No entanto, essa velocidade não pode se igualar à velocidade síncrona, pois então os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo do estator e conseqüentemente nenhuma corrente seria induzida neles e conseqüentemente, nenhum conjugado seria produzido.

Com o rotor girando no mesmo sentido de rotação que o campo do estator, a frequência das correntes do rotor será sf_e e elas produzirão uma onda girante de fluxo que irá girar com sn_s rpm em relação ao rotor. Entretanto, superposta à essa rotação, está a rotação mecânica do rotor a n rpm. Assim, em relação ao estator, a velocidade da onda de fluxo produzida pelas correntes do rotor é a soma dessas duas velocidades sendo igual a:

$$sn_s + n = sn_s + n_s(1 - s) = n_s \quad (6)$$

Portanto, fica nítido que as correntes do rotor produzem uma onda de fluxo no entreferro que gira a velocidade síncrona e em sincronismo com a onda produzida pelas correntes do estator. Como os campos do estator e do rotor giram sincronicamente cada um, eles estão estacionários entre si, produzindo um conjugado constante que assim mantém a rotação do rotor. Esse conjugado, que existe em qualquer velocidade mecânica n do rotor que seja diferente da velocidade síncrona, é chamado de conjugado assíncrono.

A Figura 5 mostra uma curva típica de conjugado pela velocidade de um motor de indução com rotor do tipo gaiola. Os fatores que influenciam a forma dessa curva podem ser apreciados em termos da equação do conjugado.

$$T = -K I_r \text{sen}(\delta_r) \quad (7)$$

onde K é uma constante e δ_r é o ângulo que indica o quanto a onda de força-magnetiz (FMM) do rotor está adiantada em relação à onda resultante de FMM do entreferro.

Vale ressaltar que quando a tensão aplicada ao estator e a frequência são constantes, o fluxo de entreferro resultante Φ_{en} nessa equação também será aproximadamente constante. Além disto, a FMM Fr do rotor é proporcional à corrente do rotor I_r .

A corrente do rotor é igual ao negativo da tensão induzida pelo fluxo de entreferro dividido pela impedância do rotor, ambas na frequência de escorregamento. O sinal negativo é necessário porque a corrente induzida no rotor tem o sentido que desmagnetiza o fluxo de entreferro.

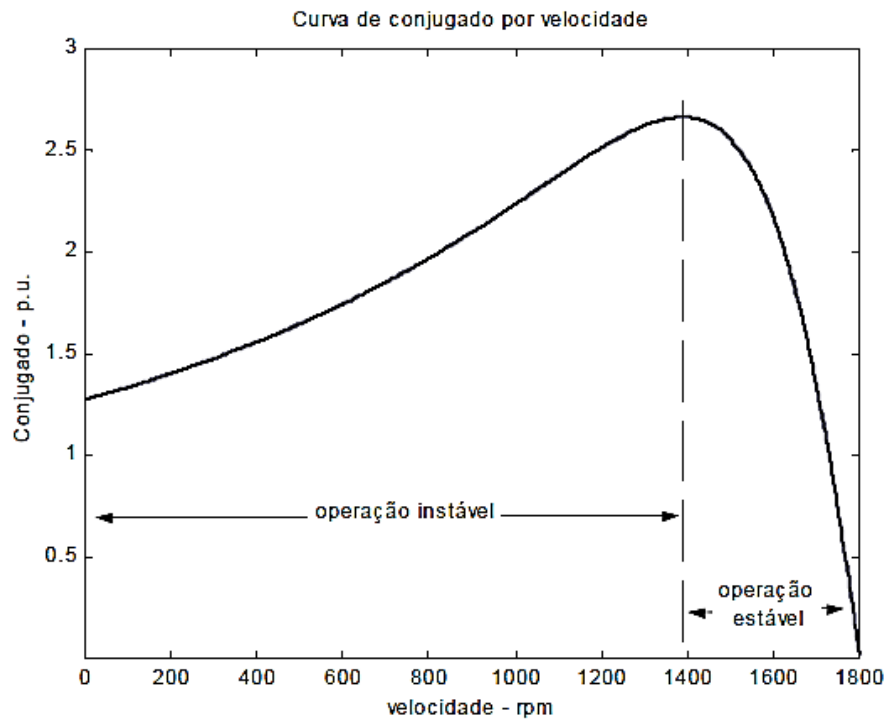


Figura 5: Curva típica de conjugado pela velocidade de um motor de indução operando com tensão e frequência constantes.

Sob condições normais de funcionamento, o escorregamento é pequeno, sendo aproximadamente de 2 a 10 por cento a plena carga na maioria dos motores do tipo gaiola. Logo, a frequência do rotor ($f_r = sf_e$) é portanto muito pequena (da ordem de 1 a 6 Hz), para motores operando na frequência nominal de 60 Hz. Nesse intervalo, a impedância do rotor é predominantemente resistiva e portanto independente do escorregamento. A tensão induzida no rotor, por outro lado, é proporcional ao escorregamento e adianta-se de 90° em relação ao fluxo de entreferro resultante. Assim, a corrente do rotor é aproximadamente proporcional ao escorregamento do rotor e à tensão do rotor, estando defasada desta em 180° . Como resultado, a onda de FMM do rotor está atrasada de aproximadamente 90° elétricos em relação ao fluxo de entreferro resultante e assim $\delta_r \approx -1$.

Analisando a equação (7) observa-se que existe uma proporcionalidade do conjugado em relação ao escorregamento, no intervalo em que o escorregamento δ_r é pequeno. À medida que o escorregamento aumenta, a impedância do rotor cresce devido à contribuição crescente da indutância de dispersão do rotor. Assim, a corrente do rotor torna-se menos dependente do escorregamento. Com isso a corrente do rotor fica mais atrasada em relação à tensão induzida e o valor de $\text{sen}(\delta_r)$ diminui.

O resultado é que o conjugado aumenta com escorregamento crescente até um valor máximo e então decresce. O conjugado máximo, que tipicamente é o dobro do conjugado nominal do motor, limita a capacidade de sobrecarga de curta duração do motor.

Para motores de indução com rotor do tipo gaiola, o escorregamento de conjugado de pico é relativamente pequeno. Assim, o motor de indução com rotor do tipo gaiola é substancialmente um motor de velocidade constante tendo uma queda de velocidade de pouco valor percentual quando passa da condição de sem carga para plena carga.

Com o uso de sistemas de acionamento de estado sólido, torna-se possível controlar a tensão, frequência e a velocidade das máquinas de indução com rotor do tipo gaiola, sendo assim amplamente empregado em uma larga faixa de aplicações que exigem velocidade variável.

3.3. CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO EM REGIME PERMANENTE

Considerando inicialmente o estator, a onda de fluxo de entreferro girando sincronamente, gera forças contra eletromotrizes (FCEM) polifásicas equilibradas nas fases do estator. A tensão de terminal do estator difere da FCEM pela queda de tensão na indutância de dispersão do estator $Z_1 = R_1 + jX_1$. Assim,

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_2 + \hat{I}_1(R_1 + jX_1) \quad (8)$$

onde: \hat{V}_1 = Tensão de fase de terminal do estator; \hat{E}_2 =FCEM (de fase) gerada pelo fluxo de entreferro resultante; \hat{I}_1 =Corrente do estator; R_1 = Resistência do estator; X_1 = Reatância de dispersão do estator.

As polaridades das tensões e correntes estão mostradas no circuito equivalente da Figura 6.

O fluxo de entreferro resultante é criado pelas FMMs combinadas das corrente de estator e rotor. Exatamente como no caso de um transformador, a corrente de estator pode se decomposta em duas componentes: uma componente de carga e uma componente de excitação (magnetização). A componente de carga \hat{I}_2 produz uma FMM que corresponde à FMM da corrente do rotor. A componente de excitação \hat{I}_ϕ é a corrente de estator adicional que é necessária para criar o fluxo de entreferro e é uma função da FEM \hat{E}_2 .

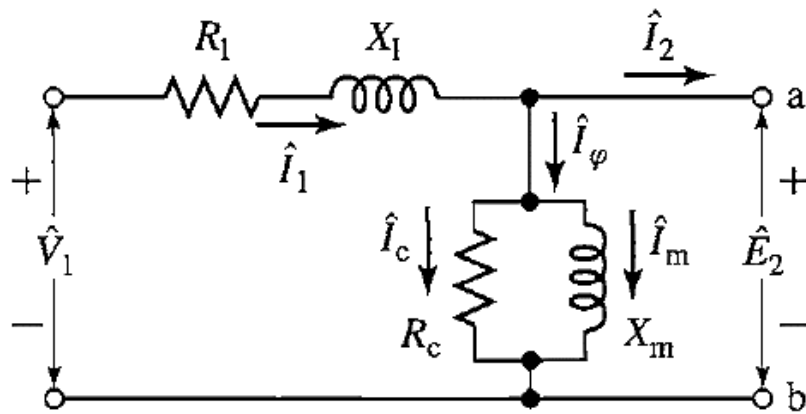


Figura 6: Circuito equivalente do estator de um motor de indução.

Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

A corrente de excitação pode ser decomposta em uma componente de perdas no núcleo \hat{I}_c , em fase com \hat{E}_2 , e uma componente de magnetização \hat{I}_m , atrasada em relação a \hat{E}_2 de 90° . No circuito equivalente, a corrente de excitação pode ser levada em consideração incluindo-se um ramo em derivação, formado por uma resistência de perdas no núcleo R_c em paralelo com uma reatância de magnetização X_m ligado a \hat{E}_2 .

Usualmente, ambas R_c e X_m são determinadas para a frequência nominal do estator para um valor de \hat{E}_2 próximo do valor esperado de operação; assume-se então que esses valores permanecem constantes quando pequenos desvios em \hat{E}_2 .

Para completar o modelo do circuito equivalente, devem ser incluídos os efeitos do rotor. Do ponto de vista do circuito equivalente do estator da Figura 6, o rotor pode ser representado por uma impedância equivalente Z_2 :

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_2} \quad (9)$$

Que corresponde à impedância de dispersão de um secundário equivalente estacionário. Para completar o circuito equivalente, devemos determinar o valor de Z_2 , que representa as tensões e correntes, em termos das grandezas do rotor referidas ao estator.

No circuito equivalente de um transformador o circuito secundário pode ser referido ao primário pela relação de espiras. Assim, a impedância do secundário é multiplicada pelo quadrado da relação de espiras. Analogamente, o modelo de uma máquina de indução polifásica quando o rotor é substituído por um rotor equivalente, o desempenho não será alterado quando for observado do ponto de vista dos terminais do estator.

Para tanto, uma consideração importante deve ser feita que é a respeito do movimento relativo entre o estator e o rotor. Tal análise é necessária e relevante para substituir o rotor real, com tensões e correntes na frequência de escorregamento, por um rotor equivalente estacionário, com tensões e corrente na frequência do estator.

Considere inicialmente a impedância de dispersão do rotor, na frequência de escorregamento.

$$Z_{2s} = \frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = R_2 + jsX_2 \quad (10)$$

onde R_2 é a resistência do rotor, sX_2 é a reatância de dispersão do rotor, na frequência de escorregamento.

Em (10) X_2 foi definido na frequência do estator. Com a frequência do rotor é $f_r = sf_e$, ela foi convertida para a reatância, na frequência de escorregamento, simplesmente multiplicando pelo escorregamento s . O circuito equivalente do rotor visto, na frequência de escorregamento, está mostrado na Figura 7. Esse circuito equivalente do rotor visto, na frequência de escorregamento, no sistema de referência do rotor.

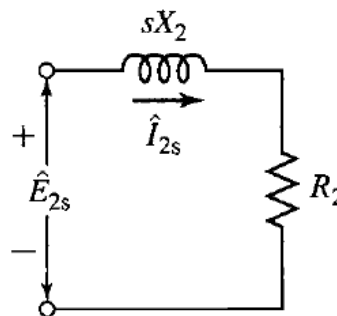


Figura 7: Circuito equivalente do rotor na frequência de escorregamento.

Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

Vale enfatizar que a onda FMM resultante no entreferro é produzida pelos efeitos combinados da corrente do estator \hat{I}_1 e da corrente de carga equivalente \hat{I}_2 . De modo semelhante, ela pode ser expressa em termos da corrente de estator e da corrente de rotor equivalente \hat{I}_{2s} . Essas duas correntes são iguais em magnitude pois \hat{I}_{2r} é definida como sendo a corrente em um rotor, com o mesmo número de espiras por fase que o estator. Como a onda de FMM resultante no entreferro é determinada pela soma fasorial da corrente do estator e da corrente do rotor, então \hat{I}_2 e \hat{I}_{2s} devem ser iguais em fase, nas respectivas frequências elétricas, logo:

$$\hat{I}_{2s} = \hat{I}_2 \quad (11)$$

Por fim, analisando a onda de fluxo resultante, tal induz a FEM \hat{E}_{2s} no rotor, na frequência de escorregamento e uma FCEM \hat{E}_2 no estator. Se não houvesse o efeito de escorregamento, tais tensões teriam a mesma amplitude. No entanto, como a velocidade relativa da onda de fluxo em relação ao rotor é s vezes a sua velocidade em relação ao estator, a relação entre essas FEM's é:

$$\hat{E}_{2s} = s\hat{E}_2 \quad (12)$$

Efetuada a divisão de (12) por (11) tem-se que:

$$\frac{\hat{E}_{2s}}{\hat{I}_{2s}} = \frac{s\hat{E}_2}{\hat{I}_{2s}} = Z_{2s} = R_2 + jsX_2 \quad (13)$$

Dividindo pelo escorregamento s , obtém-se:

$$Z_2 = \frac{\hat{E}_2}{\hat{I}_{2s}} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (14)$$

Deste modo determina-se a impedância do rotor equivalente estacionário que aparece no sistema de referência do estator, conforme mostrado na Figura 8.

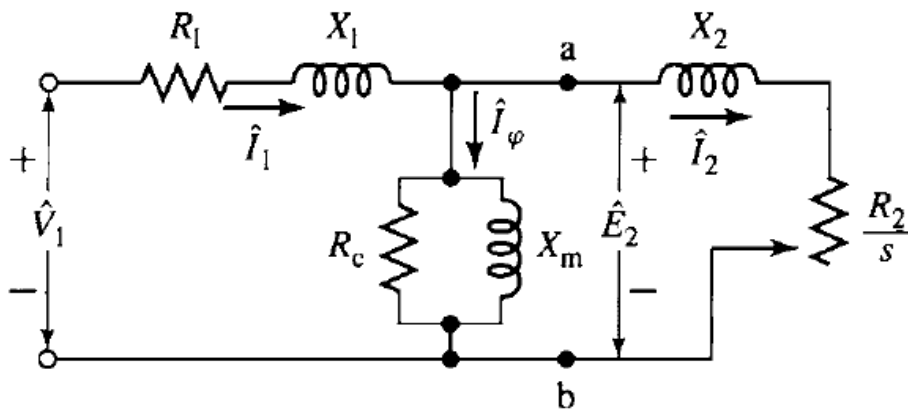


Figura 8: Circuito equivalente monofásico referido ao estator do motor de indução.

Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

Uma forma alternativa de representação do circuito equivalente do motor é apresentado na Figura 9. Nesta representação a resistência R_2/s é desmembrada em duas componentes. Uma referindo à carga no eixo e outra à resistência do rotor R_2 .

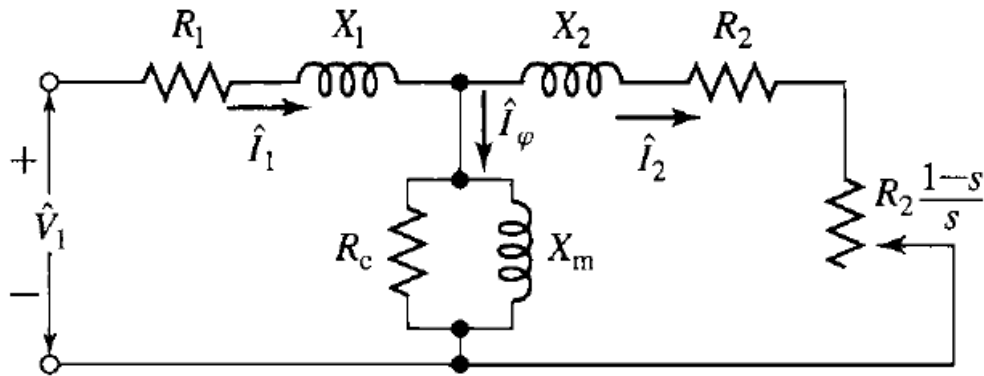


Figura 9: Forma alternativa de representação do circuito equivalente do motor.
 Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

3.4. ANÁLISE DO CIRCUITO EQUIVALENTE

O circuito equivalente monofásico da Figura 8 pode ser usado para determinar diversas características de desempenho das máquinas de indução polifásicas em regime permanente, tais como: variações de corrente, velocidade e perdas que ocorrem quando o motor fica submetido a mudanças de carga e conjugado.

O circuito equivalente mostra que a potência total P_g transferida através do entreferro desde o estator é:

$$P_g = n_{fases} I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (15)$$

onde n_{fases} é o número de fases do estator.

As perdas totais I^2R do rotor, P_{rotor} , podem ser calculadas a partir das perdas no circuito do rotor equivalente como:

$$P_{rotor} = n_{fases} I_{2s}^2 R_2 \quad (16)$$

Com $I_{2s} = I_2$, pode-se reescrever (16) como:

$$P_{rotor} = n_{fases} I_2^2 R_2 \quad (17)$$

A potência eletromagnética P_{mec} desenvolvida pelo motor pode ser determinada subtraindo a dissipação de potência do rotor (17) da potência de entreferro (15), obtendo-se:

$$P_{mec} = P_g - P_{rotor} \quad (18)$$

$$P_{mec} = n_{fases} I_2^2 \frac{R_2}{s} - n_{fases} I_2^2 R_2 \quad (19)$$

Ou de forma equivalente,

$$P_{mec} = n_{fases} I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (20)$$

Por meio de (15) e (20) tem-se que:

$$P_{mec} = (1-s)P_g \quad (21)$$

$$P_{rotor} = sP_g \quad (22)$$

Portanto, a potência total fornecida através do entreferro para o rotor, a fração $(1-s)$ é convertida em potência mecânica e a fração s é dissipada como perdas I^2R no rotor. Assim, é evidente que um motor de indução que está operando com um escorregamento elevado não é um dispositivo eficiente. Quando os aspectos de potência devem ser ressaltados o circuito equivalente pode ser redesenhado como na Figura 9. A potência eletromecânica por fase do estator é igual a potência entregue à $R_2 (1-s)/s$.

O conjugado eletromecânico T_{mec} correspondente à potência P_{mec} pode ser obtido por:

$$P_{mec} = \omega_{mec} T_{mec} = (1-s)\omega_s T_{mec} \quad (23)$$

Utilizando (20) com (21) a expressão do conjugado eletromecânica será:

$$T_{mec} = \frac{P_{mec}}{\omega_{mec}} = \frac{P_g}{\omega_s} = \frac{n_{fases} I_2^2 \frac{R_2}{s}}{\omega_s} \quad (24)$$

Onde ω_s é a velocidade angular mecânica síncrona.

3.5. CONJUGADO E POTÊNCIA

Para enfatizar as relações de conjugado e potência do motor é necessário fazer uma análise do circuito equivalente do motor a partir do teorema de Thévenin.

Deste modo, considerando os pontos a e b indicados no circuito equivalente do motor, conforme ilustrado na Figura 10. De acordo com o teorema de Thévenin, a tensão equivalente \hat{V}_1 é a tensão que aparece nos terminais a e b da Figura 10, considerando o circuito do rotor como a carga. O resultado é apenas um divisor de tensão e então:

$$\hat{V}_{1,eq} = \hat{V}_1 \left(\frac{jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \right) \quad (25)$$

A impedância de estator $Z_{1,eq}$ é a impedância equivalente entre os terminais a e b na Figura 10, vista em direção à fonte, tendo sua tensão com valor nulo, isto é, a fonte de alimentação curto circuitada no circuito equivalente. Logo, determina-se que:

$$Z_{1,eq} = \frac{jX_m(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \quad (26)$$

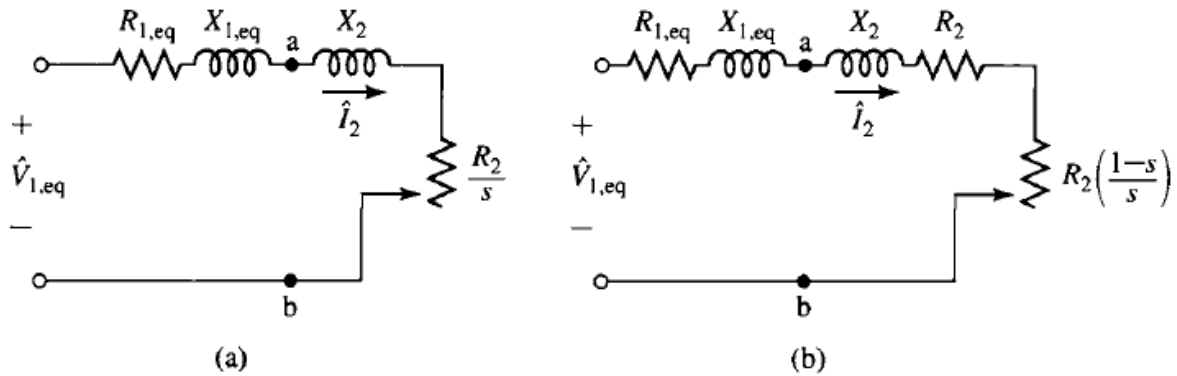


Figura 10: Análise do circuito equivalente pelo teorema de Thévenin.

Fonte: (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

Vale ressaltar que as perdas no núcleo R_c foram desprezadas na dedução, porém seu efeito pode ser incorporado substituindo a reatância de magnetização X_m pela impedância de magnetização Z_m , com valor provindo da combinação da resistência de perdas R_c no núcleo em paralelo com a reatância de magnetização jX_m .

Assim do circuito equivalente de Thévenin, tem-se que:

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{V}_1}{Z_{1,eq} + jX_2 + R_2/s} \quad (27)$$

Da expressão do conjugado apresentado em (24) obtém-se:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left[\frac{n_{fases} V_1^2 (R_2/s)}{\left((R_{1,eq} + (R_2/s))^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2 \right)} \right] \quad (28)$$

onde ω_s é a velocidade mecânica angular mecânica dada por:

$$\omega_s = \frac{4\pi f_e}{\text{polos}} = \left(\frac{2}{\text{polos}} \right) \omega_e \quad (29)$$

A forma geral da curva de conjugado versus velocidade ou conjugado versus escorregamento, para o caso em que o motor está conectado a tensão e frequência constantes está ilustrada na Figura 5.

A determinação do valor do conjugado máximo T_{max} pode ser obtido a partir de uma análise do circuito pelo teorema da máxima transferência de potência entregue a carga, no caso R_2/s . O conjugado é máximo quando a potência entregue é máxima. Logo, a potência entregue será máxima quando a impedância R_2/s for igual ao módulo da impedância $R_1 + j(X_{1,eq} + X_2)$ que está entre ela e a tensão equivalente constante $\hat{V}_{1,eq}$. Assim, o conjugado irá ocorrer com um valor de escorregamento quando:

$$\frac{R_2}{s_{maxT}} = \sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2} \quad (30)$$

Portanto, o escorregamento para o conjugado máximo é dado por:

$$s_{maxT} = \frac{R_2}{\sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2}} \quad (31)$$

E o conjugado máximo é então:

$$T_{mec} = \frac{1}{\omega_s} \left[\frac{0.5 n_{fases} V_{1,eq}^2}{R_{1,eq} + \sqrt{R_{1,eq}^2 + (X_{1,eq} + X_2)^2}} \right] \quad (32)$$

3.6. CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Com a utilização de rotores do tipo gaiola com barras dupla ou barras profundas os motores de indução podem ser projetados para terem as boas características de partida que resultam de uma resistência de rotor elevada e, ao mesmo tempo, as boas características de funcionamento resultantes de um rotor com uma resistência baixa.

Vale ressaltar que motores com rotores bobinados eram os preferidos em aplicações com exigências de partidas severas principalmente pelo fato de tais motores possuírem a flexibilidade de apresentarem a resistência de rotor externa ao motor (DEL TORO, 2009).

No entanto, quando combina-se a eletrônica de potência com os motores com rotor do tipo gaiola pode-se obter a mesma flexibilidade dos motores de rotor bobinado. Por essa razão estes motores estão se tornando raridades em diversas aplicações.

Para atender às necessidades da indústria, motores de gaiola trifásicos de grande porte são colocados à disposição pelos fabricantes, apresentando uma ampla faixa de especificação de potência nominal padronizada, com várias frequência, tensões e velocidades.

3.6.1. Categoria

Curvas características representativas de conjugado versus velocidade para os quatro tipos mais comuns estão mostradas na Figura 11. Essas curvas são bastantes típicas para motores de 18000 rpm em especificações nominais de 7,5 a 200 HP, embora deva ficar subentendido que motores individuais podem diferir apreciavelmente dessas curvas médias.

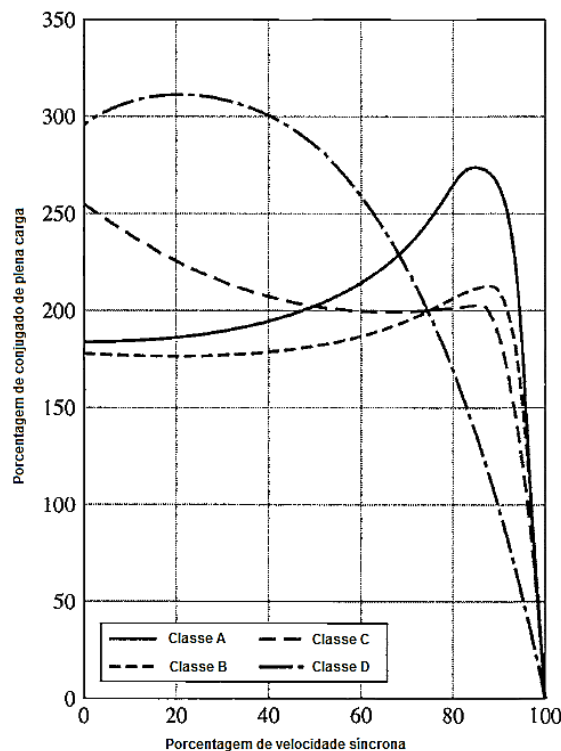


Figura 11: Curvas de conjugado x velocidade das diversas classes de motores.

Fonte: Adaptado de (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008).

Basicamente as características de cada uma das classes de motores são:

Classe A: Conjugado de partida normal, corrente de partida normal, escorregamento baixo.

Esse tipo tem usualmente uma resistência baixa e um rotor de gaiola simples. Apresenta um bom desempenho de funcionamento normal às custas da partida.

A plena carga, o escorregamento é baixo e o rendimento é elevado. O conjugado máximo está usualmente bem acima de 200 por cento do conjugado de plena carga e ocorre com um escorregamento pequeno, menor que 20 por cento. O conjugado de partida

para tensão plena varia desde cerca de 200 por cento em motores pequenos até 100 por cento, em motores de grande porte. A corrente de partida elevada (500 a 800 por cento da corrente de plena carga, quando a partida dá-se na tensão nominal) é a principal desvantagem deste tipo.

Com motores abaixo de 7,5 HP, as correntes de partida estão usualmente dentro dos limites da corrente transitória inicial suportada pelo sistema elétrico. Nesse caso pode-se dar partida com plena tensão diretamente da linha. Em caso contrário, uma partida com tensão reduzida deve ser usada. A partida com tensão reduzida resulta em uma diminuição do conjugado de partida porque esse é proporcional ao quadrado da tensão.

O motor de classe A é o tipo básico padrão para tamanhos abaixo de 7,5 HP e acima de 200 HP. É usado também em especificações intermediárias quando torna-se difícil atender às limitações da corrente de partida da classe B, devido a considerações de projeto.

Classe B: Conjugado de partida normal, corrente de partida baixa, escorregamento baixo.

Esse tipo tem aproximadamente o mesmo conjugado de partida da classe A, mas com 75% da corrente de partida. Portanto, para uma partida com tensão plena, pode ser usado com tamanho maior do que com os da classe A. A corrente de partida é reduzida, incluindo-se no projeto uma reatância de dispersão relativamente alta e o conjugado de partida é mantido, usando-se um rotor de gaiola dupla ou barras profundas. Com plena carga o escorregamento e o rendimento são bons, aproximadamente os mesmos da classe A. Entretanto, o uso de uma reatância elevada diminui ligeiramente o fator de potência e baixa em muito o conjugado máximo (usualmente, é possível obter um valor apenas ligeiramente superior a 200% do conjugado de plena carga).

Esse tipo de motor é mais comum dentro da faixa de tamanhos de 7,5 a 200 HP. É usado essencialmente no acionamento de velocidade constante, em que as exigências de conjugado de partida não são severas, como no acionamento de ventiladores, bombas, entre outros.

Classe C: Conjugado de partida alto, corrente de partida baixa.

Esse tipo de motor usa um rotor de gaiola dupla com uma resistência de rotor mais elevada do que a classe B. O resultado é um conjugado de partida mais elevado, com baixa corrente de partida, mas com um rendimento de funcionamento um pouco inferior

e um escorregamento mais alto do que com os motores das classes A e B. Aplicações típicas incluem compressores e transportadores.

Classe D: Conjugado de partida alto, escorregamento alto.

Usualmente, este tipo apresenta gaiola simples e rotor de alta resistência (barras de latão). Produz conjugado de partida muito elevado com corrente de partida baixa e um conjugado máximo elevado, com 50 a 100% de escorregamento. No entanto, funciona com um escorregamento elevado em plena carga (7 a 11 %) e conseqüentemente tem um baixo rendimento de funcionamento. Seus principais usos estão no acionamento de cargas intermitentes, desenvolvendo trabalhos de aceleração elevadas e no acionamento de cargas de alto impacto, como em prensas perfuradoras e máquinas de corte.

Vale salientar, que no Brasil a ABNT apresenta uma identificação diferenciada quanto a esta classificação de curvas de conjugado A, B, C e D. A NBR 17094 considera três tipos de categorias de conjugados para motores de aplicação normal, a saber: N, H e D. A categoria N refere-se aos motores com característica de conjugado de partida normal, corrente de partida normal e escorregamento baixo. A categoria H possui um conjugado de partida alto, corrente normal e escorregamento baixo. Finalmente, a categoria D a qual possui um conjugado de partida alto, corrente de partida normal e um escorregamento alto, voltado para aplicações em que a carga apresenta picos periódicos tais como prensas excêntricas e máquinas semelhantes.

3.6.2. Tipos e características construtivas

Os fabricantes costumam dividir os motores elétricos de indução em duas principais famílias. A primeira é a dos motores totalmente fechados com ventilação externa (TFVE) e a segunda é a de motores abertos com ventilação interna, conforme diretrizes estabelecidas pela NEMA MG-1 e NBR 17094.

Os motores TFVE exigem carcaça aletada, correspondem a faixa de potência de 1/6 a 750 CV (acima de 200 CV, sob encomenda), geralmente de 2, 4, 6 e 8 pólos, tensão de linha 220 V, 380 V ou 440 V, 60 Hz; e apresentam-se com 3, 6, 9 ou 12 terminais, dependendo da combinação de tensão desejada.

Os motores abertos com ventilação interna possuem a construção mecânica que possibilita o ar de resfriamento circular pelo interior do motor. Neste tipo de motor a carcaça é lisa; a faixa de potência disponível é apenas de 1/6 a 3 CV; geralmente de 2, 4, ou 6

polos; tensão de linha 220 V, 380 V ou 440 V, 60 Hz; apresentando-se com 3 ou 6 terminais. Dois subtipos dentro desta família: a linha “*Steel Motor Trifásico*” e “*Jet Pump*”.

3.6.3. Carcaça

A carcaça é o suporte estrutural para os enrolamentos do estator e apresenta-se geralmente com carcaças de tamanho 63 a 355L, padronizadas pela NBR 15623-1. Este número correspondente a distância entre o centro do motor e a base. A letra que aparece junto a este número indica o tamanho entre os furos de fixação na base do motor e correspondem a carcaças curtas (S), média (M) e longa (L).

3.6.4. Índice de proteção (IP)

A Tabela 2 apresenta os valores numéricos do índice de proteção do motor indo desde IP-00 até IP-68.

Tabela 2: Índice de proteção (IP)

Nº	Proteção contra sólidos	Proteção contra líquido
0	Não protegido	Não protegido
1	Protegido contra objetos sólidos maiores que Ø 50 mm	Protegido contra gotas d'água caindo verticalmente
2	Protegido contra objetos sólidos maiores que Ø 12 mm	Protegido contra queda de gotas d'água caindo verticalmente com invólucro inclinado até 15°
3	Protegido contra objetos sólidos maiores que Ø 2,5 mm	Protegido contra aspersão d'água
4	Protegido contra objetos sólidos maiores que Ø 1,0 mm	Protegido contra projeção d'água
5	Protegido contra poeira	Protegido contra jatos d'água
6	Totalmente protegido contra poeira	Protegido contra jatos potentes d'água
7	-	Protegido contra efeitos de imersão temporária em água
8	-	Protegido contra efeitos de imersão contínua em água

O IP especifica o grau de proteção do motor quanto à água e objetos sólidos. O primeiro numeral do IP representa o grau de proteção contra objetos sólidos e o segundo numeral representa o grau de proteção contra o ingresso de água no interior do motor.

Alguns motores possuem uma película especial de proteção adicional, apresentando por tal razão o código IPW.

No Brasil o IP está regulamentado pelas normas NBR 6146 e NBR 9884, as quais estão em conformidade com normas internacionais.

3.6.5. Classe de isolamento

Refere-se a temperatura máxima que o material de que é feito o isolamento pode suportar sem perder as suas propriedades, vide a Tabela 3.

Tabela 3: Classe de isolamento

Classe	Temperatura máxima (°C)
Y	90
A	105
E	120
B	130
F	155
H	180

3.6.6. Regime de Serviço

O regime de serviço indica a regularidade de carga que o motor é submetido. O principal fator limitante da potência desenvolvida é a máxima temperatura que o motor atinge. A elevação de temperatura no motor não é imediata, ela ocorre de maneira exponencial.

Nem sempre a potência do motor será dada pelo pico de carga. Se o regime de funcionamento for intermitente, importa saber qual será a temperatura máxima, posto que ela definirá a potência nominal do motor a ser especificado.

- **S1 – Serviço Contínuo:** A máquina trabalha a carga constante, e alcança a temperatura de regime permanente.
- **S2 – Serviço temporário ou de curta duração:** A máquina trabalha em regime de carga constante durante curtos intervalos de tempo, não chegando a alcançar uma temperatura estável. Permanecendo parada até atingir de novo a temperatura ambiente.
- **S3, S4 e S5 – Serviço intermitente:** consistem numa série continua de ciclos iguais, compostos por períodos de carga constante (S3), incluindo o tempo de arranque (S4) ou

arranques e paragens (S5), seguidos de períodos de repouso sem que se alcance nunca uma temperatura constante.

- **S6, S7 e S8 – Serviço ininterrupto:** similares respectivamente a S3, S4 e S5 mas sem períodos de repouso.

3.6.7. Fator de serviço

Aplicado a potência nominal, o fator de serviço indica a sobrecarga que o motor pode suportar continuamente com uma elevação de temperatura de até 10°C acima da nominal.

A citar por exemplo, suponha que um motor possua um FS igual a 1.25, assim isto indica que o motor foi projetado para suportar uma sobrecarga contínua de 25%.

3.6.8. Eficiência e fator de potência

Tratando-se de eficiência de motores, a fabricação de motores de indução deve atender a certos requisitos de desempenho estabelecidos por normas técnicas ou outras regulamentações. Dentre tais, uma das mais importantes é a que trata a respeito da eficiência, ou seja, o rendimento do motor.

A IEC estabelece três classes de eficiência mínima para os motores de indução trifásicos em baixa tensão para uso geral: IE 1 (*Standard Efficiency*), IE 2 (*High Efficiency*) e IE 3 (*Premium Efficiency*). Uma quarta classe IE 4 (*Super Premium Efficiency*) está sendo editada.

No Brasil as eficiências mínimas foram normatizadas pela Portaria 553, referente à Lei de Eficiência Energética – Lei 10295/09. Através desta Portaria ficou estabelecido duas classes de eficiência mínima: “motores padrão” e “motores de alto rendimento”.

Nos EUA as diretrizes regulamentadoras a respeito de tal assunto são tratados pela NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) – NEMA MG1: *Motors and Generators*, 2006. Na Europa e em muitos outros países baseiam-se na IEC (*International Electrotechnical Commission*) – IEC 60034-30: *Rotating Electrical Machines – Part 30- Efficiency classes of single speed, three phase cage-induction motors*, 2008.

Os fabricantes seguem rígidos padrões estabelecidos para o ensaio dos motores com vistas à determinação da eficiência. Nos EUA prevalece a norma IEEE 212: *Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*, 2004. Na Europa e

em outras regiões prevalece a IEC 60034-2-1: *Rotating Electrical Machines-Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles)*, 2007.

A eficiência do motor é dada pela relação entre a potência mecânica de saída e a potência elétrica na entrada. Pelo fato de existirem perdas elétricas, de atrito e ventilação há uma diferença no valor da potência elétrica de entrada e a potência mecânica de saída. Fillipo Filho (2013) apresenta uma estimativa das perdas conforme a Tabela 4.

Tabela 4: Estimativas de distribuição típica de perdas nos motores.

Perdas por atrito e ventilação	5% a 15%
Perdas no ferro	15% a 25%
Perdas no enrolamento do estator	25% a 40%
Perdas no enrolamento do rotor	15% a 25%
Perdas suplementares	10% a 20%

Nos motores há o consumo de energia ativa e energia reativa. A energia ativa é a responsável pela geração de trabalho, enquanto a reativa é necessária para a geração do campo eletromagnético. A composição destas duas constitui a energia aparente. O fator de potência expressa a relação entre a energia ativa pela energia aparente. Quanto mais próximo do valor unitário melhor a relação entre energia consumida e a convertida em trabalho. A Figura 12 mostra a curva de rendimento e de fator de potência em função da velocidade.

O rendimento de um motor varia com a carga mecânica aplicada no eixo. Uma seleção inadequada do motor compromete a eficiência do motor. Em geral, motores com baixo nível de carga apresentam baixo rendimento.

De modo análogo, a curva do fator de potência denota que os maiores valores estão na região de operação nominal do motor. Sendo assim, um motor de alto rendimento e com fator de potência elevado deve ter sua potência nominal especificada para o acionamento conforme o valor da carga desejada.

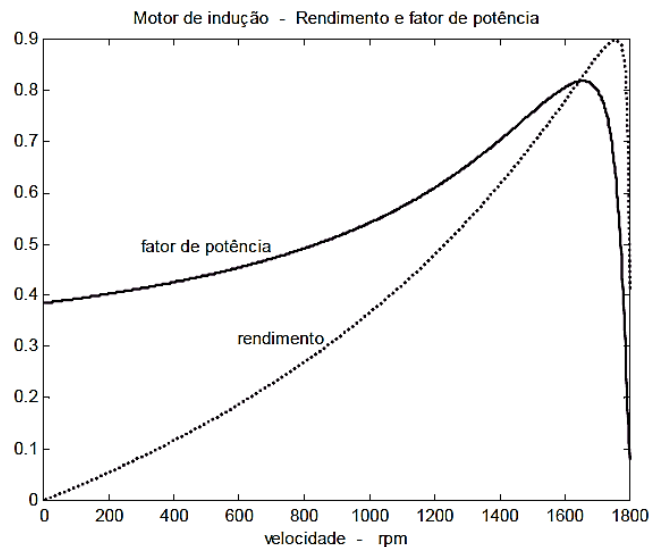


Figura 12: Curva de rendimento e fator de potência do motor de indução.

3.7. ENSAIOS PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MOTOR

Os ensaios mais utilizados com o motor de indução para determinar seus parâmetros são o de rotor livre e de rotor bloqueado (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2008). Utilizando equipamentos de medição adequados é possível obter-se os dados relevantes da máquina.

No Brasil, os ensaios de motores são normatizados pela ABNT NBR 5483 – Máquinas Elétricas Girantes – Ensaio: Parte 1 - Motores de Indução Trifásicos (2002), Parte 2 – Motores de Indução Monofásicos (2007).

3.7.1. Ensaio de rotor livre

O ensaio de rotor livre de um motor de indução trifásico permite determinar os parâmetros do ramo magnetizante R_c , X_m , Z_m , além de determinar as perdas por atrito e ventilação. Este ensaio também permite determinar as perdas relacionadas com a magnetização da máquina, ou seja, as perdas no ferro do estator.

No ensaio com o rotor livre, devido a velocidade ser próxima a velocidade síncrona, o escorregamento s é próximo de zero e portanto a resistência R_2 será muito alta, eliminando o ramo representativo do rotor.

Para a realização deste ensaio alguns instrumentos de medição são importantes, tais como: motor de indução trifásico, varivolt trifásico, wattímetro, amperímetro, voltímetro e tacômetro.

Com tais instrumentos efetua-se a ligação dos instrumentos de modo a monitorar as grandezas elétricas da máquina conforme denotado pela Figura 13.

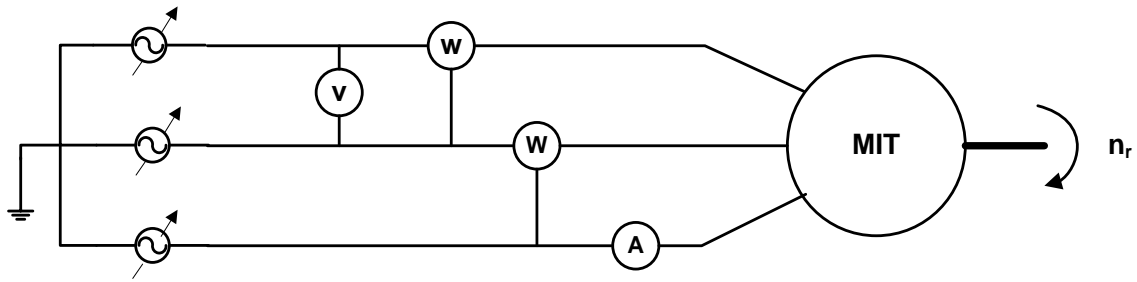


Figura 13: Esquema de montagem do ensaio rotor livre.

Fonte: Autor

A Figura 14 apresenta a montagem em bancada com o motor de indução Siemens® utilizado no sistema da cadeira de rodas.

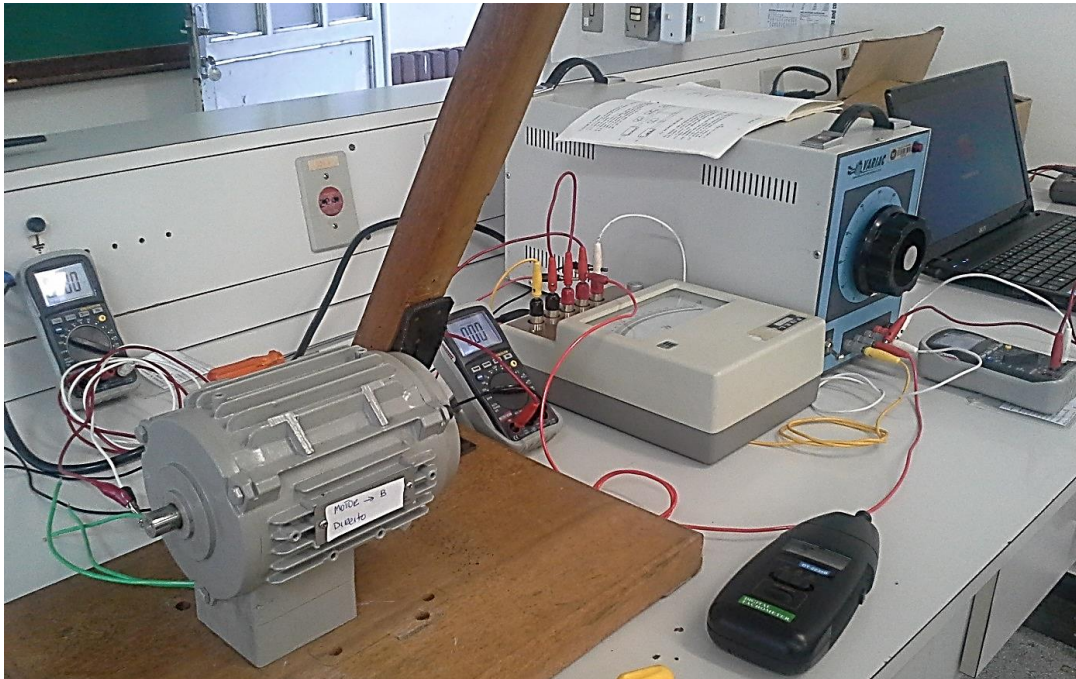


Figura 14: Montagem da bancada do ensaio.

Fonte: Autor

Inicialmente aplica-se nos enrolamentos do estator um valor inicial de tensão igual a 110% da tensão nominal da máquina. Diminui-se a mesma gradativamente até que haja grandes variações na velocidade do motor ou a corrente aumente ao invés de diminuir. Realiza-se a aquisição dos valores indicados pelos instrumentos de medição, conforme Tabela 17 e Tabela 22 no Apêndice A – Ensaios nos Motores

A medição é importante para obter as perdas mecânicas das demais perdas da máquina.

Para determinar as perdas no núcleo ferro magnético deve determinar-se as perdas rotacionais da máquina devido a ventilação e ao atrito. Para tanto, basta analisar a variação de potência consumida pela máquina com a variação da tensão, conforme o processo anteriormente explicitado.

Extrapolando a curva até o eixo das ordenadas, se encontrarão as perdas rotacionais, no eixo das ordenadas, conforme denotado na Figura 15.

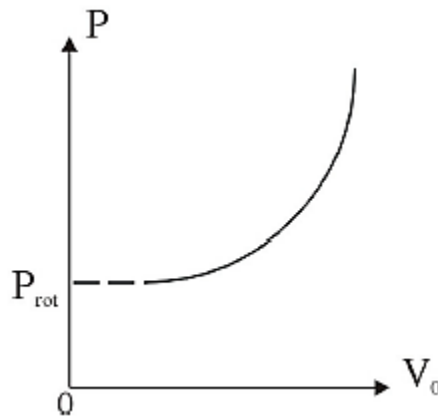


Figura 15: Circuito simplificado no ensaio do rotor livre.

Com isto pode-se determinar as perdas no núcleo por histerese e por correntes Foucault, através da equação:

$$P_{nucleo} = P_0 - P_{rot} - 3I_0^2 R_1 \quad (33)$$

Em condições a vazio, a corrente de estator é baixa e pode ser desprezada a queda de tensão na resistência do estator e na reatância de dispersão.

Com esta aproximação, a tensão sobre a resistência de perdas no núcleo será igual a tensão de fase a vazio. Essa resistência pode ser determinada como:

$$Rmf = \frac{Vof^2}{I_0} \quad (34)$$

A reatância dessa associação em paralelo estará muito próxima do valor de X_m . Consequentemente, a reatância aparente medida nos terminais do estator a vazio estará muito próxima da reatância própria do estator, isto é:

$$Xf = X1 + Xm \quad (35)$$

$$Q_o = \sqrt{S_o^2 - P_o^2} \quad (36)$$

$$Q_o = \sqrt{(3V_o I_o)^2 - P_o^2} \quad (37)$$

$$X_f = \frac{Q_o}{3I_o^2} \quad (38)$$

Os resultados obtidos neste ensaio para os motores do sistema estão denotados na Tabela 17 e Tabela 22 no Apêndice A – Ensaio nos Motores

3.7.2. Ensaio de rotor bloqueado

No ensaio com o rotor bloqueado, aplica-se uma carga no eixo do rotor de modo a travá-lo, ou seja, rotação nominal no eixo igual a zero. Devido a velocidade ser zero o escorregamento é nulo e o circuito equivalente para este ensaio pode ser representando excluindo o ramo de magnetização.

Efetua-se a ligação dos instrumentos de modo a monitorar as grandezas elétricas da máquina conforme ilustrado pela Figura 16.

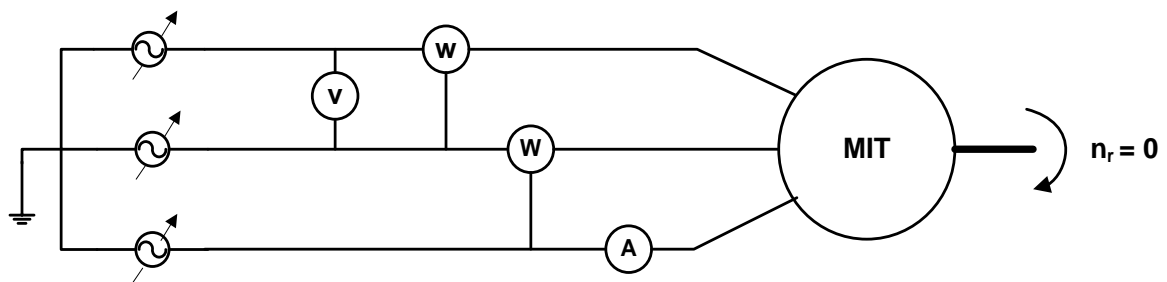


Figura 16: Esquema de montagem do ensaio rotor bloqueado.

Fonte: Autor

Neste ensaio aumenta-se a tensão gradativamente do variac trifásico até atingir a corrente nominal do motor.

Com o rotor bloqueado, o escorregamento s é unitário, o que corresponde a condição de partida. Nesta condição, a corrente no ramo de magnetização é muito menor que a corrente de entrada podendo assim ser desprezar na análise do circuito equivalente.

Assim sendo, a impedância considerada se reduz as impedâncias do estator Z_1 e do rotor Z_2 .

Com isto tem-se que:

$$R_{bloq} = \frac{P}{3I_n^2} \quad (39)$$

$$R_{bloq} = R_1 + R_2, \quad R_2 = R_{bloq} - R_1 \quad (40)$$

$$Zf1bloq = \frac{V_{1cc}}{I_{1fn}} \quad (41)$$

$$Xf1bloq = \sqrt{Zf1bloq^2 - R1bloq^2} \quad (42)$$

$$Xf1 = 2 \cdot Xf1bloq \quad (43)$$

$$Xfm = Xf - X1 \quad (44)$$

Os resultados obtidos neste ensaio para os motores do sistema estão denotados nas Tabela 18 e Tabela 23, Apêndice A – Ensaio nos Motores

Para a realização dos ensaios e obtenção de parâmetros confiáveis do modelo é necessário ter instrumentos de medição calibrados, de boa qualidade e com boa exatidão para a leitura dos dados, caso contrário os valores não estarão em conformidade.

Dos ensaios realizados observa-se a facilidade de obterem-se os parâmetros com os ensaios de rotor livre e de rotor bloqueado. Com o ensaio de rotor livre determinar os parâmetros relativos as impedâncias de magnetização do modelo da máquina de indução, levando em considerando as perdas mecânicas devido atrito e ventilação. Já com o ensaio com rotor bloqueado o comportamento da máquina permite levantar os parâmetros do modelo relativos as impedâncias de dispersão e perdas ôhmicas.

3.7.3. Parâmetros dos motores

Com o equacionamento e os resultados de medição apresentados anteriormente determinou-se os valores das impedâncias e resistências do modelo do motor de indução.

Os parâmetros dos motores dos lados direito (M1) e esquerdo (M2) da cadeira de rodas foram obtidos estão organizados na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros obtidos dos motores

Parâmetro	Motor Direito (M1)	Motor Esquerdo (M2)
Rs [Ω]	34.35	35.78
Ls [H]	0.0672	0.0694
Lm [H]	0.8085	0.8216
Rr [Ω]	42.690	42.615
Lr [H]	0.0672	0.0694
Jm[kgm ²]	0.0009	0.0009
C [Nm]	2.238	2.238

Vale ressaltar que os motores utilizados para o sistema da cadeira de rodas são motores Siemens modelo 1LA7070-6EB9*, trifásico de baixa tensão, conforme ABNT NBR 17094-1, carcaça de alumínio, totalmente fechado e com ventilador externo, classe de isolamento F para utilização em classe B, categorias N/H, 1060 rpm, 0,33 CV/0,25 kW, 6 polos, carcaça 71, grau de proteção IPW55, montagem (b14/v18/v19) sem pés e com flange C-DIN, tensão 220 VDD/380 VYY/440 VD, 60 Hz com 12 pontas livres.

As Tabelas 6 e 7 apresentam maiores informações relevantes a respeito dos motores de indução utilizados.

Tabela 6: Dados básicos dos motores de indução utilizados

Potência nominal [KW]	0,33 / 0,25		
Rotação nominal [rpm]	1.060		
Tensão nominal [V]	220 / 380 / 440		
Frequência [Hz]	60		
Corrente nominal [A]	1,36 / 0,79 / 0,68		
Ip/In (Corrente de partida)	2,4		
Conjugado nominal [Nm]	2,238		
Cp/Cn (Conjugado de partida) [%]	240		
Cmax/Cn (Conjugado máximo) [%]	230		
Carga	50%	75%	100%
Rendimento [%]	60,7	65,1	65,0
Fator de Potência	0,48	0,66	0,74
Classificação ABNT	Alto Rendimento		
Fator de serviço:	1,2		

Tabela 7: Características mecânicas e outras especificações

Carcaça:	71
Material da carcaça:	Alumínio
Forma construtiva:	B14
Peso para B3 sem opcionais [kg]:	6,3
Grau de proteção:	IPW55
Método de resfriamento:	IC411
Isolação:	F/B
Tipo de Operação:	S1
Sentido de rotação:	Ambos
Classe de vibração:	N
Nível de pressão sonora [dB(A)]:	43
Momento de inércia [kgm ²]:	0,0009
Rotor bloqueado [s]:	35

A Figura 17 evidencia a curva de conjugado e de corrente nominal do motor em função da rotação desenvolvida pelo motor. Note que a corrente e o conjugado de partida

são altos e tendem a diminuir com o incremento da rotação nominal do motor. Com este gráfico pode-se obter os valores de corrente e conjugado para do motor para diferentes valores de velocidade do motor, desde repouso até a velocidade síncrona de 1200 rpm. Obviamente, o ponto de operação do motor não é na velocidade síncrona, em virtude do escorregamento.

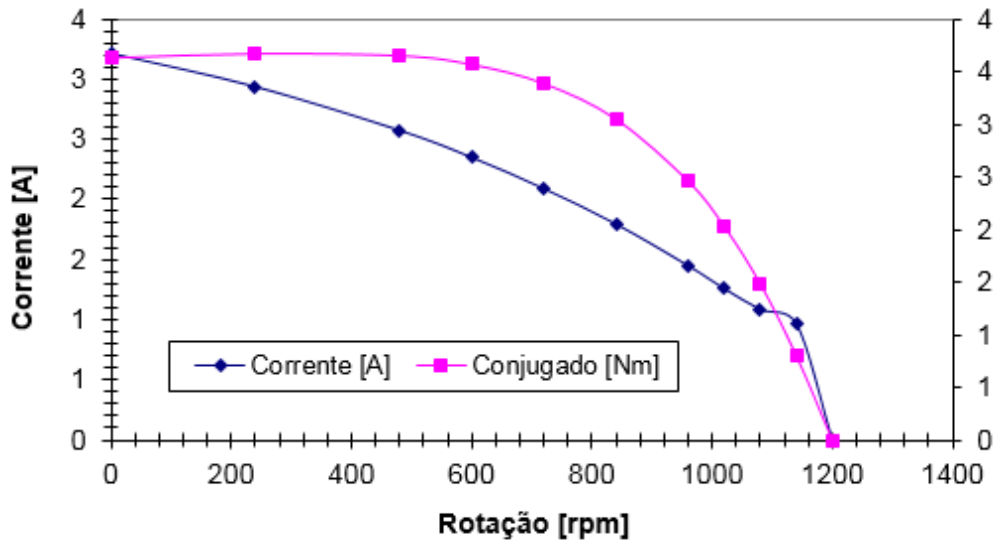


Figura 17: Curva de Conjugado e Corrente em função da rotação.

Outra importante curva é a respeito da variação encontrada no rendimento e no fator de potência em diferentes níveis de carga no eixo do motor, conforme apresentada na Figura 18. Observe que tais parâmetros não são constantes, todavia variam com a carga aplicada no eixo.

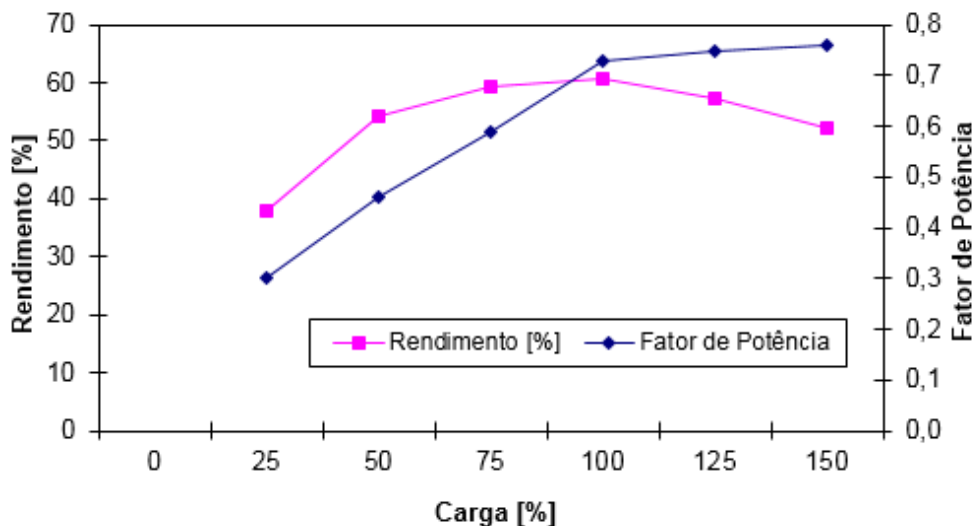


Figura 18: Curvas de Rendimento e Fator de potência em função da carga.

Note que para operação à vazio e baixo percentual de carga, o rendimento e fator de potência tem os piores índices numéricos para operação do motor. Os maiores valores

de rendimento e fator de potência correspondem ao ponto de operação com carga nominal do motor. Para sobrecargas, o rendimento decai e o fator de potência apresenta pouca variação.

A Figura 19 denota a curva que apresenta a tendência de valores para o escorregamento e corrente em função de diferentes níveis de carga. Conforme incrementa-se a carga aplicada ao motor, o escorregamento e a corrente tende a aumentar.

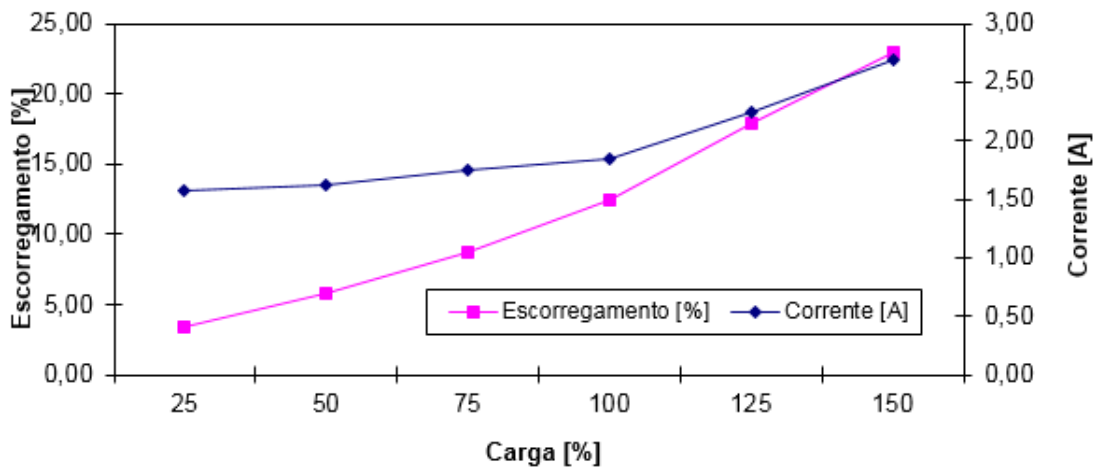


Figura 19: Curvas de Escorregamento e Corrente em função da carga.

3.8. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo apresentou-se um breve histórico e o princípio de funcionamento do motor de indução, o equacionamento e análise de funcionamento das principais grandezas do motor em regime permanente, as características e especificações técnicas necessária para o dimensionamento em um projeto, os ensaios típicos da literatura para determinação dos parâmetros do circuito equivalente, e finalmente expôs os parâmetros obtidos e curvas características de funcionamento dos motores utilizados para o projeto.

No próximo capítulo será apresentado a modelagem e simulação do motor de indução para o estudo e análise do desempenho dinâmico.

4. MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO

4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as duas transformadas de eixos, especialmente úteis neste trabalho, a saber: a transformada de Clarke e Park; a modelagem da máquina de indução nos sistemas de referência arbitrário, estacionário e síncrono.

O desempenho dinâmico de uma máquina CA é algo complexo, pois os enrolamentos trifásicos do rotor movem-se em relação aos enrolamentos trifásicos do estator. Tal complexidade pode ser entendida exemplificando tal situação ao funcionamento de um transformador, no qual o enrolamento primário do transformador corresponde ao estator e o enrolamento secundário corresponderia ao rotor de um motor. Com o transformador tendo um enrolamento secundário girante, os coeficientes de acoplamento entre primário (estator) e secundário (rotor) mudam continuamente com a mudança da posição do enrolamento secundário θ_r .

Logo, nestas circunstâncias de funcionamento, o modelo da máquina é descrito por equações diferenciais com indutâncias mutuas variantes no tempo, mas tal modelo tende a ser muito complexo.

Note a necessidade e importância de realizar transformações matemáticas para desacoplar as variáveis da máquina e assim facilitar a solução de equações complexas com coeficientes variantes no tempo ou então para referenciar todas as variáveis a um sistema de referência comum.

4.1.1. Transformada de Clarke

As variáveis bifásicas estacionárias da transformada de Clarke são denotadas como α e β . Como mostrado na Figura 20 o eixo α coincide com a fase a e o eixo β está defasado do eixo α em $\pi/2$ (ONG, 1998). Uma terceira variável conhecida como componente de sequência zero é adicionada, tornando a transformação bidirecional. A transformação é dada por:

$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (45)$$

Onde a matriz de transformação é dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (46)$$

Sendo assim, a partir de três sinais senoidais defasados 120° são obtidos dois sinais senoidais defasados em 90°, sendo que $\alpha=a$. Para um sistema trifásico equilibrado, a componente de sequência zero é nula.

A transformada inversa é dada por:

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (47)$$

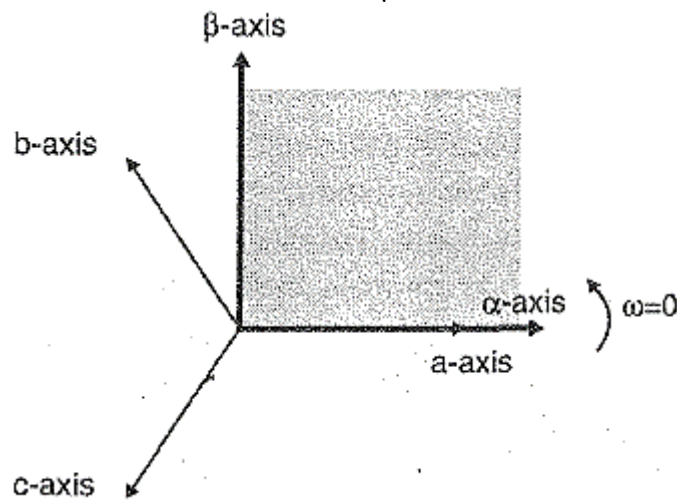


Figura 20: Relação o sistema trifásico abc e a transformação $\alpha\beta$.
Fonte: (ONG, 1998)

4.1.2. Transformada de Park

A transformada de Park é bem conhecida pelo fato de transformar um sistema trifásico para um bifásico síncrono. A transformação é dada por:

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad (48)$$

Onde a matriz de transformação $dq0$ é definida como:

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\text{sen } \theta_d & -\text{sen}\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (49)$$

E a inversa é dada por:

$$[T_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\text{sen } \theta_d & 1 \\ \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (50)$$

A transformação de Park é utilizada para transformar as variáveis do estator da máquina para o sistema de referência fixado no rotor e com o eixo positivo d alinhado com o eixo magnético do enrolamento de campo. Na transformada original de Park, o eixo positivo q está definido em avanço de $\pi/2$ do eixo d (ONG, 1998).

No entanto alguns autores definem o eixo q como atrasado em $\pi/2$ do eixo d . Definido desta forma o eixo q coincidirá com a tensão induzida. A transformação com o eixo q atrasado do eixo d é dada por:

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen } \theta_d & \text{sen}\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (51)$$

Outros autores utilizam a transformada em que o eixo q está em avanço em relação ao eixo d e a transformação é expressa em termos do ângulo θ_q , entre o eixo q e o eixo a , conforme mostrado na Figura 21c.

$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta_q)][f_{abc}] \quad (52)$$

onde

$$[T_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen } \theta_q & \text{sen}\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (53)$$

E a inversa é dada por:

$$[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \text{sen } \theta_q & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (54)$$

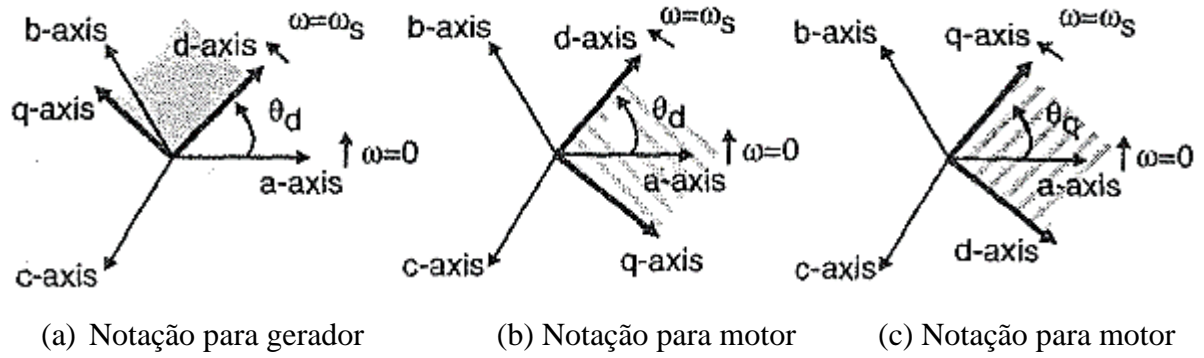


Figura 21: Notação entre o sistema trifásico abc e a transformação dq .

Fonte: (ONG, 1998)

A relação entre θ_q e θ_d , definida na transformada de Park original é:

$$\theta_q = \theta_d + \frac{\pi}{2} \quad (55)$$

Substituindo a relação acima em $[T_{qdo}(\theta_q)]$ e fazendo uso de relações trigonométricas obtém-se que:

$$\cos\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = -\text{sen } \theta_d \quad (56)$$

$$\text{sen}\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = \text{cos } \theta_d \quad (57)$$

Com isto, fica evidente que as matrizes de transformação $[T_{qdo}(\theta_q)]$ e $[T_{qdo}(\theta_d)]$ são basicamente a mesma, exceto pela ordem das variáveis d e q . E os sinais dos eixos qd são contínuos para um sistema trifásico equilibrado.

4.2. MODELO NO SISTEMA DE REFERÊNCIA ARBITRÁRIO

O motor de indução trifásico idealizada é assumido ter o entreferro simétrico. Os sistemas de referência $qd0$ são normalmente selecionados com base na conveniência ou compatibilidade com as representações dos outros componentes da rede. Os dois tipos de sistemas de referência mais comuns utilizados na análise de máquinas de indução são o sistema de referência estacionário e o síncrono girante. Cada um tem a sua vantagem conforme o propósito desejado.

No sistema de referência estacionário, as variáveis dq da máquina estão no mesmo sistema de referência normalmente utilizado para redes de alimentação. É uma escolha conveniente de sistema de referência para a situação em que a rede de alimentação é grande ou complexa.

No sistema de referência síncrono girante, as variáveis dq são constantes em regime permanente, o qual é um fundamental para o projeto no modelo de pequeno sinal em um ponto de operação escolhido.

Inicialmente se determinará as equações da máquina de indução no sistema de referência arbitrário que está girando na velocidade ω na direção de rotação do rotor. Assim, se poderá determinar no sistema de referência estacionário fazendo $\omega = 0$ e no sistema de referência síncrono girante $\omega = \omega_e$.

Determinam-se inicialmente as equações de tensão e torque da máquina em valores por fase. Aplicando a transformação $qd0$ de referência arbitrária, assim a relação entre os valores no sistema trifásico abc e $qd0$, no sistema de referência síncrono girante, conforme Figura 22. A transformação de abc para a referência $qd0$ é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = [T_{qd0}(\theta)] \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (58)$$

Onde $[f_{abc}]$ pode ser tensão, corrente ou o fluxo de acoplamento da máquina.

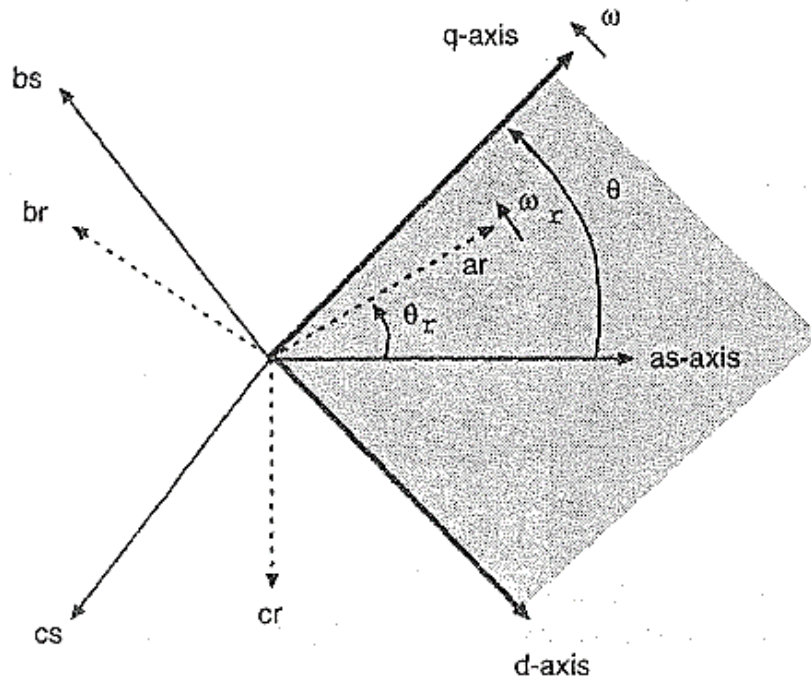


Figura 22: Relação entre o sistema abc e $qd0$ arbitrário.

Fonte: (ONG, 1998)

A matriz de transformação $qd0$, $[T_{qd0}(\theta)]$ é:

$$[T_{qdo}(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (59)$$

E a inversa é dada por:

$$[T_{qdo}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen } \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (60)$$

Com base na Figura 22, nota-se que o primeiro quadrante do sistema de referência $qd0$ gira em uma velocidade arbitrária. O ângulo de transformação $\theta(t)$ entre o eixo q do sistema de referência girante e o eixo da fase a do enrolamento do estator é dado pela seguinte expressão:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \quad (61)$$

Semelhante, o ângulo do rotor $\theta_r(t)$, entre a fases a do rotor e do estator com o rotor girando com uma velocidade $\omega_r(t)$, pode ser expresso como:

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \quad (62)$$

4.2.1. Equação de tensão $qd0$

ONG (1998) define as equações de tensão do enrolamento abc do estator, em notação matricial, como:

$$\mathbf{v}_s^{abc} = p\lambda_s^{abc} + \mathbf{r}_s^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} \quad (63)$$

Aplicando a transformação $[T_{qdo}(\theta)]$ na tensão, corrente e fluxo de acoplamento em (63) tem-se que:

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = [T_{qdo}(\theta)] p [T_{qdo}(\theta)]^{-1} \lambda_s^{qd0} + [T_{qdo}(\theta)] \mathbf{r}_s^{abc} [T_{qdo}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{qd0} \quad (64)$$

O seguinte termo derivativo $p [T_{qdo}(\theta)]^{-1} \lambda_s^{qd0}$ pode ser expresso como

$$\begin{bmatrix} -\operatorname{sen} \theta & \cos \theta & 0 \\ -\operatorname{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\operatorname{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + [T_{qd0}(\theta)]^{-1} p [\lambda_s^{qd0}] \quad (65)$$

Substituindo tal relação em (64), obtém-se:

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_s^{qd0} + p \lambda_s^{qd0} + \mathbf{r}_s^{qd0} \mathbf{i}_s^{qd0} \quad (66)$$

onde

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad \text{e} \quad \mathbf{r}_s^{qd0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (67)$$

Portanto, para determinar tal expressão do rotor, deve se considerar que o ângulo de transformação será $\theta - \theta_r$. Usando a transformação $T_{qd0}(\theta - \theta_r)$ para as equações do rotor, seguindo a mesma metodologia utilizada para determinar as equações do estator, obtém-se que:

$$\mathbf{v}_r^{qd0} = (\omega - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_r^{qd0} + p \lambda_s^{qd0} + \mathbf{r}_r^{qd0} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (68)$$

4.2.2. Fluxo de acoplamento $qd0$

ONG (1998) define as equações do fluxo dos enrolamentos do estator e do rotor, em termos das indutâncias de enrolamento e correntes na notação matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc} \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc} & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^{abc} \\ \mathbf{i}_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (69)$$

Onde

$$\begin{aligned} \lambda_s^{abc} &= (\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs})^t \\ \lambda_r^{abc} &= (\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr})^t \\ \mathbf{i}_s^{abc} &= (i_{as}, i_{bs}, i_{cs})^t \\ \mathbf{i}_r^{abc} &= (\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr})^t \end{aligned} \quad (70)$$

As submatrizes das indutâncias \mathbf{L}_{ss}^{abc} e \mathbf{L}_{rr}^{abc} são expressas como:

$$\mathbf{L}_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (71)$$

$$\mathbf{L}_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (72)$$

As indutâncias mutuas entre o enrolamento do estator e rotor são dependentes do ângulo do rotor, da seguinte forma:

$$\mathbf{L}_{sr}^{abc} = [\mathbf{L}_{rs}^{abc}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (73)$$

Onde L_{ls} é a indutância de dispersão do enrolamento do estator, L_{lr} é a indutância de dispersão do enrolamento do rotor, L_{ss} é a auto indutância do enrolamento do estator, L_{rr} é a auto indutância do enrolamento do rotor, L_{sm} é a indutância mútua entre os enrolamentos do estator, L_{rm} é a indutância mútua entre os enrolamentos do rotor, e L_{sr} é a indutância máxima dos valores das indutância mútua do estator para o rotor.

Aplicando a transformação $[T_{qd0}(\theta)]$ a expressão do fluxo, obtém-se:

$$\lambda_s^{qd0} = [T_{qd0}(\theta)] (\mathbf{L}_{ss}^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} + \mathbf{L}_{sr}^{abc} \mathbf{i}_r^{abc}) \quad (74)$$

Usando adequadamente as transformações para trocar as correntes do estator e do rotor no sistema abc para o correspondente $qd0$:

$$\lambda_s^{qd0} = [T_{qd0}(\theta)] \mathbf{L}_{ss}^{abc} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{qd0} + [T_{qd0}(\theta)] \mathbf{L}_{sr}^{abc} [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (75)$$

Similarmente, o fluxo de acoplamento do rotor é dado por:

$$\lambda_r^{qd0} = [T_{qd0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{rs}^{abc} [T_{qd0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{qd0} + [T_{qd0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{rr}^{abc} [T_{qd0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (76)$$

$$= \begin{bmatrix} 3/2L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & 3/2L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s^{qd0} + \begin{bmatrix} L_{lr} + 3/2L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + 3/2L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (77)$$

As relações de fluxo de acoplamento podem ser expressas compactamente da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L'_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{0r} \end{bmatrix} \quad (78)$$

Onde o apóstrofe ' indica os valores do rotor referido para o estator de acordo com as seguintes relações:

$$\lambda'_{qr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{qr} \quad \text{e} \quad \lambda'_{dr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{dr} \quad (79)$$

$$i'_{qr} = \frac{N_s}{N_r} i_{qr} \quad \text{e} \quad i'_{dr} = \frac{N_s}{N_r} i_{dr} \quad (80)$$

$$L'_{lr} = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{lr} \quad (81)$$

E a indutância magnetizante L_m referida para o lado do estator é:

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3 N_s}{2 N_r} L_{sr} = \frac{3 N_s}{2 N_r} L_{rr} \quad (82)$$

Substituindo (78) em (64) e (66) e agrupando os termos q , d , 0 e θ , obtém-se o circuito mostrado na Figura 23 para o motor de indução no sistema de referência arbitrário qd .

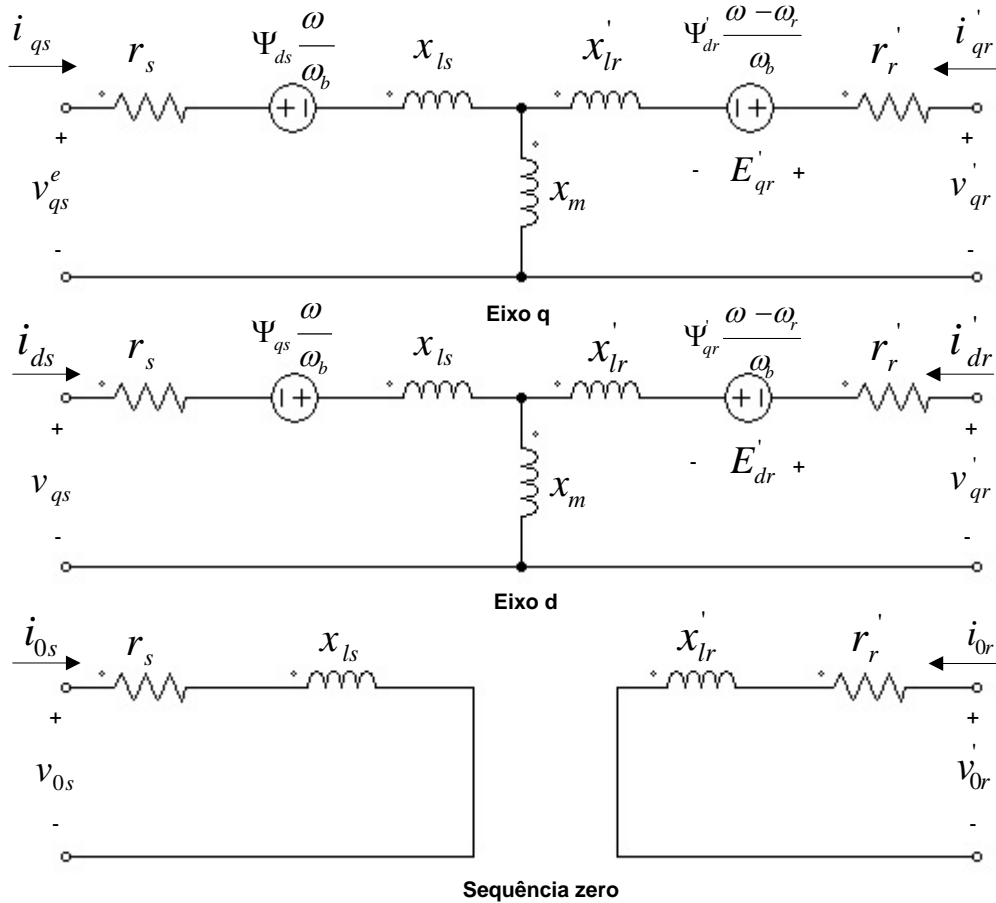


Figura 23: Representação do circuito equivalente do motor no sistema de referência arbitrário.

Fonte: Autor.

4.2.1. Equação do torque $qd0$

A soma das potências instantâneas de todos os enrolamentos do estator e do rotor é dado por:

$$p_{in} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v'_{ar}i'_{ar} + v'_{br}i'_{br} + v'_{cr}i'_{cr} \quad (83)$$

Os termos de $qd0$, a potência instantânea é dada por:

$$p_{in} = \frac{3}{2} (v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} + 2v_{0s}i_{0s} + v'_{qr}i'_{qr} + v'_{dr}i'_{dr} + 2v'_{0r}i'_{0r}) \quad (84)$$

Usando as relações expressas em (64) e (66) e substituindo em (84) determinam-se três termos: ri^2 , $ip\lambda$ e $\omega\lambda i$. O termo ri^2 refere-se s perdas no cobre. O termo $ip\lambda$ representa a taxa de variação da troca de energia magnética entre os enrolamentos. O termo $\omega\lambda i$ representa a taxa de energia convertida em trabalho mecânico.

O torque eletromagnético desenvolvido pela máquina é dado pela soma dos termos $\omega\lambda i$ dividido pela velocidade mecânica tal que:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} [\omega(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) + (\omega - \omega_r)(\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr})] \quad (85)$$

Usando as relações em (78)

$$\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds} = -(\lambda'_{dr}i'_{qr} - \lambda'_{qr}i'_{dr}) = L_m(i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \quad (86)$$

Assim (85) pode ser expressado das seguintes formas:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda'_{qr}i'_{dr} - \lambda'_{dr}i'_{qr}) \quad (87)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad (88)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (i'_{dr}i_{qs} - i'_{qr}i_{ds}) \quad (89)$$

Algumas vezes as equações da máquina são expressas em termos dos valores base do fluxo de acoplamento ψ' e reatância x' ao invés de λ' e L' , na frequência de base $\omega_b = 2\pi f_{rated}$. Logo:

$$\psi = \omega_b \lambda \quad (90)$$

$$x = \omega_b L \quad (91)$$

4.3. MODELO NO SISTEMA DE REFERÊNCIA ESTACIONÁRIO

Como citado anteriormente raramente há a necessidade de simular uma máquina de indução no sistema de referência arbitrário. Mas para estudo do transiente de conversores para aplicações de velocidade variável é usualmente mais conveniente simular usar a máquina de indução e o conversor no sistema de referência estacionário.

Como foram obtidas as equações da máquina de indução para o caso genérico, isto é, no sistema de referência arbitrário, as equações no sistema de referência estacionário e no síncrono podem ser obtidas fazendo a velocidade ω ser igual a zero e ω_e , respectivamente.

Para distinguir a identificação entre os sistemas de referência girante e o síncrono, será utilizada o subscrito s para variáveis no sistema estacionário e o subscrito e para as variáveis no sistema de referência síncrono girante.

As equações de tensão no estator e rotor para a máquina de indução em termos de ψ' e x' são:

$$\begin{aligned}
 v_{qs}^s &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs}^s + r_s i_{qs} \\
 v_{ds}^s &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{ds}^s + r_s i_{ds}^s \\
 v_{0s}^s &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{0s} + r_s i_{0s} \\
 v_{qr}^{s'} &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{qr}^{s'} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^{s'} + r_r' i_{qr}^{s'} \\
 v_{dr}^{s'} &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{dr}^{s'} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qr}^{s'} + r_r' i_{dr}^{s'} \\
 v_{0r}^{s'} &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{0r}' + r_r' i_{0r}'
 \end{aligned} \tag{92}$$

Quanto ao fluxo de acoplamento, tem-se a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^s \\ \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & 0 & x_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ x_m & 0 & 0 & x_{lr}' + x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & 0 & x_{lr}' + x_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_{lr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{0s} \\ i_{qr}^{s'} \\ i_{dr}^{s'} \\ i_{0r}' \end{bmatrix} \tag{93}$$

E as relações para a equação do torque são dadas por:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\lambda_{qr}' i_{dr}' - \lambda_{dr}' i_{qr}')$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{ds}^s i_{qs}^s - \psi_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (94)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} x_m (i_{dr}' i_{qs}^s - i_{qr}' i_{ds}^s)$$

A Figura 24 ilustra o circuito equivalente no sistema estacionário.

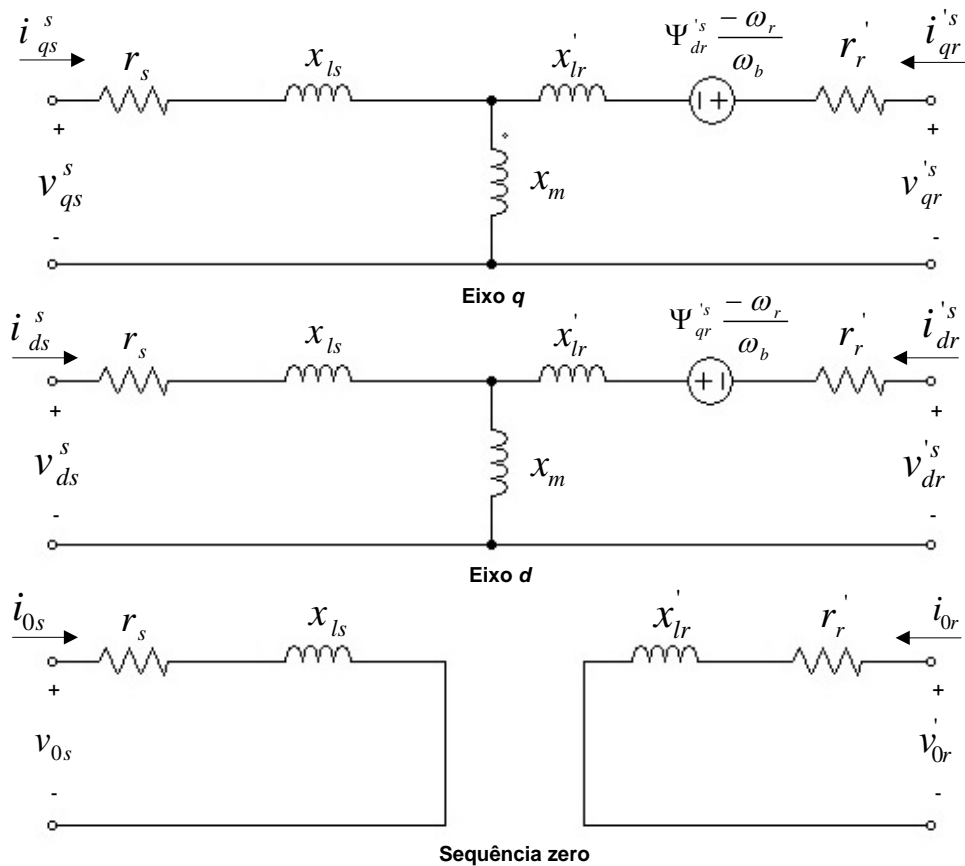


Figura 24: Representação do circuito equivalente no sistema de referência estacionário.

Fonte: Autor.

4.4. MODELO NO SISTEMA DE REFERÊNCIA SÍNCRONO

Para estudo de sistema de potência, cargas de máquinas de indução com outros componentes no sistema frequentemente utiliza-se o sistema de referência síncrono. E para análise dinâmica de estabilidade em pequenos sinais sobre algumas condições de operação, o sistema de referência síncrono é utilizado. Tal sistema permite obter valores constantes de tensão, corrente em regime permanente sob condições balanceadas.

As equações de tensão no rotor e estator para a máquina de indução no sistema de referência síncrono em termos de ψ' e x' são apresentadas:

$$\begin{aligned}
 v_{qs}^e &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs}^e + \frac{\omega_e}{\omega_b} \psi_{ds}^e + r_s i_{qs}^e \\
 v_{ds}^e &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{qs}^e - \frac{\omega_e}{\omega_b} \psi_{ds}^e + r_s i_{ds}^e \\
 v_{0s}^e &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{0s} + r_s i_{0s} \\
 v_{qr}^e &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{qr}^e + \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{dr}^e + r_r' i_{qr}^e \\
 v_{dr}^e &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{dr}^e - \frac{(\omega_e - \omega_r)}{\omega_b} \psi_{qr}^e + r_r' i_{dr}^e \\
 v_{0r}^s &= \frac{p}{\omega_b} \psi_{0r}' + r_r' i_{0r}'
 \end{aligned} \tag{95}$$

Quanto ao fluxo de acoplamento, tem-se a seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^e \\ \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & 0 & x_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ x_m & 0 & 0 & x_{lr}' + x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & 0 & x_{lr}' + x_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_{lr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{0s} \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{0r}' \end{bmatrix} \tag{96}$$

E as relações para a equação do torque são dadas por:

$$\begin{aligned}
 T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{qr}^e i_{dr}^e - \psi_{dr}^e i_{qr}^e) \\
 T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} (\psi_{ds}^e i_{qs}^e - \psi_{qs}^e i_{ds}^e) \\
 T_{em} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_b} x_m (i_{dr}' i_{qs}^e - i_{qr}' i_{ds}^e)
 \end{aligned} \tag{97}$$

A partir das equações ressaltadas para o sistema de referência síncrono obtém-se a representação do circuito equivalente conforme ilustrado na Figura 25.

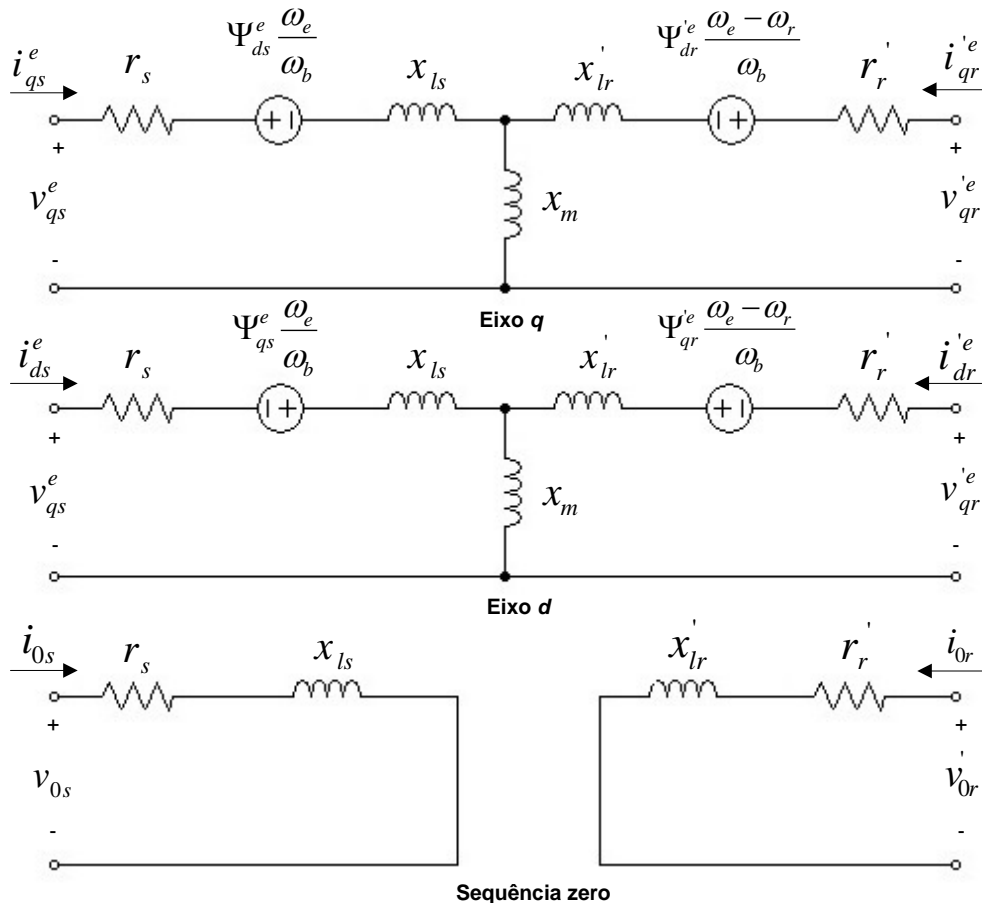


Figura 25: Representação do circuito equivalente da máquina no sistema de referência síncrono.

Fonte: Autor.

4.5. SIMULAÇÃO DOS MODELOS DOS MOTORES

Com os parâmetros obtidos por meio de ensaio e a modelagem descrita anteriormente, avaliou-se por meio de simulação o comportamento dos motores no sistema de referência estacionário $qd0$, alimentado por uma fonte de tensão trifásica equilibrada.

Para o estudo do transiente de conversores de máquinas em aplicações de velocidade variável é usualmente mais conveniente simular a máquina de indução e o conversor no sistema de referência estacionário.

A modelagem do estator e rotor do motor estão embasadas nas equações (92) e (93), com as quais o fluxo no eixo direto, em quadratura e mútuo tanto para estator e rotor. E a partir destas obtém as correntes do estator e rotor no referencial estacionário dada por:

$$i_{qs}^s = \frac{\psi_{qs}^s - \psi_{mq}^s}{x_{ls}} \quad (98)$$

$$\begin{aligned} i_{ds}^s &= \frac{\psi_{ds}^s - \psi_{md}^s}{x_{ls}} \\ i_{qr}^s &= \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{mq}^s}{x_{lr}^s} \\ i_{dr}^s &= \frac{\psi_{dr}^s - \psi_{md}^s}{x_{lr}^s} \end{aligned}$$

O torque é obtido a partir da equação (94). A equação do torque de rotação do rotor é obtida pelo equacionamento do torque de inercia e torque de aceleração, descrito por:

$$J \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_{em} + T_{mech} - T_{damp} \quad (99)$$

A equação pode ser escrita em termos da constante de inercia, H , definida pela razão entre a energia cinética da massa girante na velocidade base e potencia nominal, tal que:

$$H = \frac{J\omega_{bm}^2}{2S_b} \quad (100)$$

Logo, expressando os valores em pu na potencia e tensão da máquina, obtém-se que:

$$2H \frac{d(\omega_r/\omega_b)}{dt} = T_{em} + T_{mech} - T_{damp} \quad (101)$$

A Figura 26 ilustra o esquema de simulação do motor de indução no sistema de referência estacionário.

Com uma fonte de alimentação trifásica de tensão senoidal, obtém-se os sinais de tensão Vqs , Vds e $V0s$ no sistema de referência estacionário. Com tais sinais aplica-se na modelagem do estator da máquina de indução, conforme equacionamento apresentado na seção 3.3. Na modelagem do rotor aplica-se o sinal de torque mecânico e obtém-se a velocidade mecânica do rotor e o torque eletromagnético.

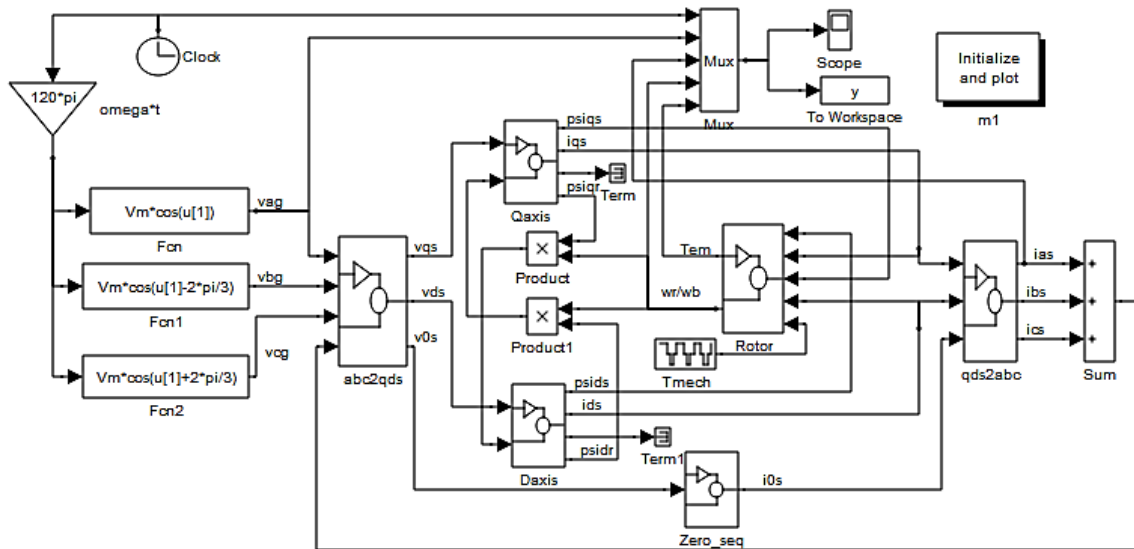


Figura 26: Diagrama de simulação do motor no sistema de referência estacionário.
 Fonte: Adaptado de (ONG, 1998).

A Figura 27 mostra os sinais de alimentação de tensão e corrente para os motores esquerdo e direito. O acionamento desta simulação é em malha aberta e com a tensão de alimentação em tensão e frequência constante.

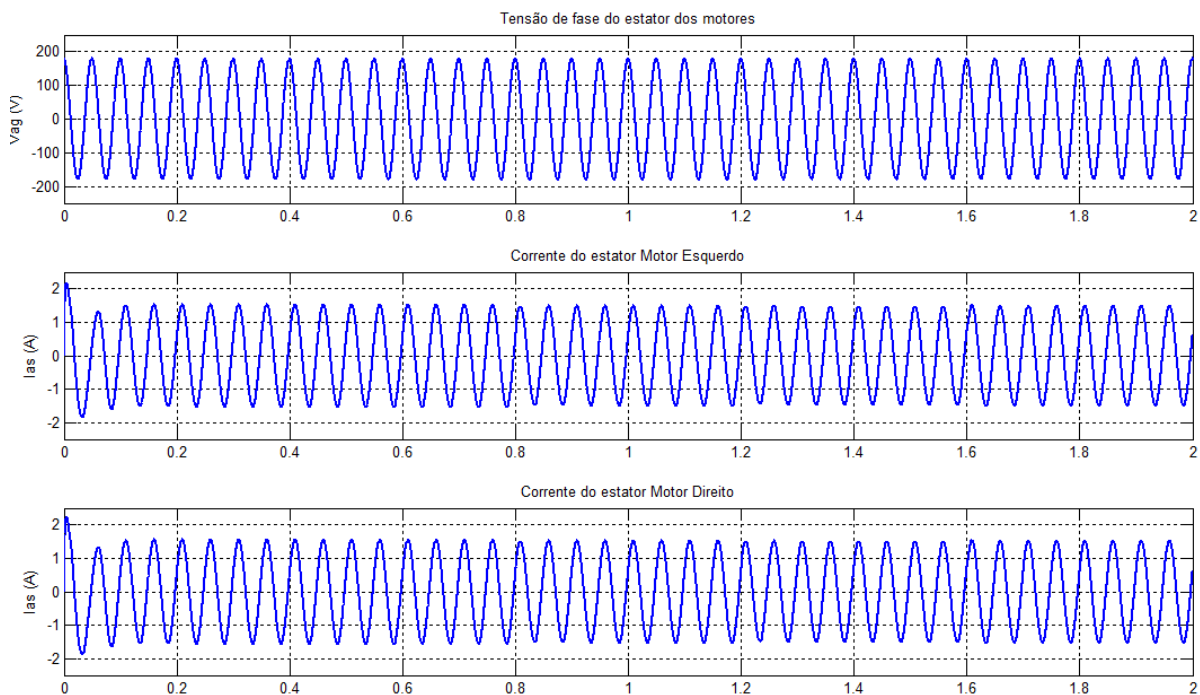


Figura 27: Sinais de tensão e corrente dos motores esquerdo e direito.
 Fonte: Autor.

Com tal modelagem avaliou-se a partida a vazio e o comportamento dos motores para um acréscimo crescente de carga no eixo, conforme resultados apresentados na Figura 28.

Nota-se que ocorre uma elevação no torque eletromagnético, e redução da velocidade nominal dos motores de indução conforme aumenta-se a carga aplicada. A redução de velocidade é justificada pelo fato de ser um controle em malha aberta. Embora haja uma pequena diferença nos valores dos parâmetros dos motores, fica notório pelos resultados obtido que o torque e a velocidade de ambos os motores apresentam pouca discrepância.

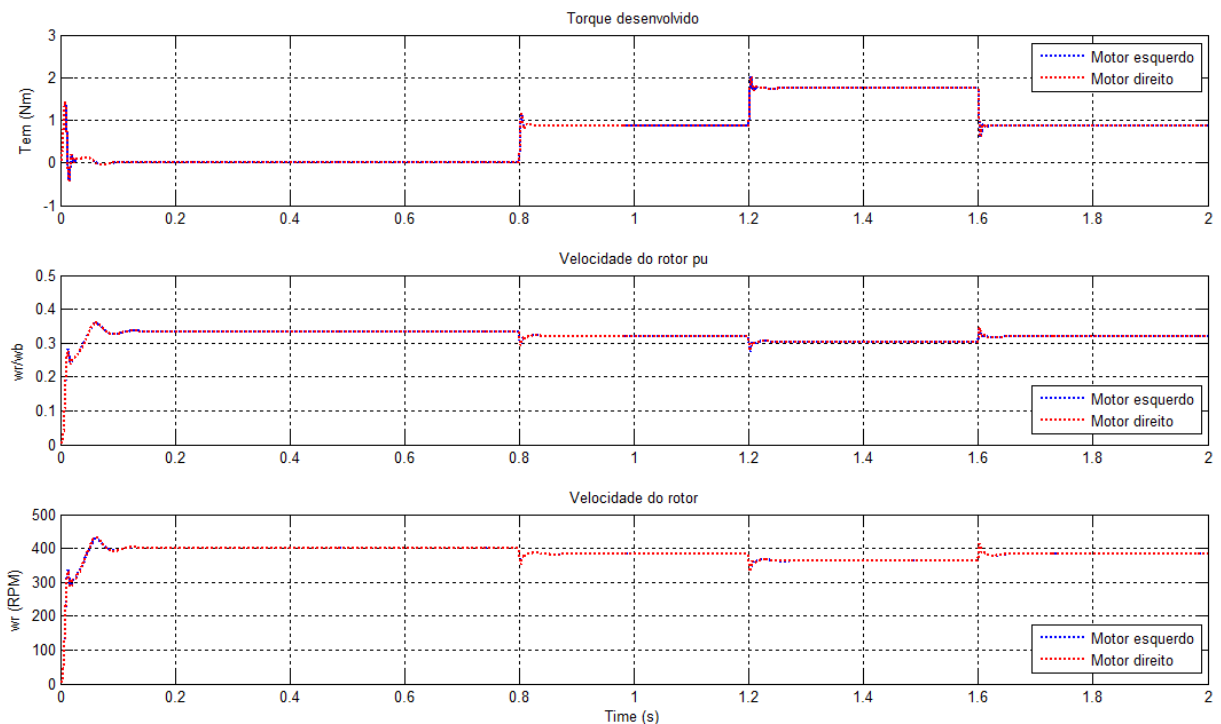


Figura 28: Partida e diferentes níveis de carga aplicada ao eixo dos motores.

Fonte: Autor.

4.6. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo apresentou-se a modelagem da máquina de indução no sistema de referência arbitrário, a partir do qual pode-se determinar os modelos nos referenciais estacionário e síncrono girante. Tais modelagens são importantes no estudo da máquina de indução, uma vez que para estudos de transiente de conversores de máquinas em aplicações de velocidade variável é usualmente mais conveniente simular no sistema de referência estacionário. E para análise da dinâmica de pequenos sinais em algum ponto de operação, o sistema de referência síncrono é usado pois produz valores constantes de tensões e correntes no estado estacionário sob condições equilibradas.

Realizou-se avaliação da partida a vazio e acréscimo progressivo de carga ao eixo da máquina, obtendo as curvas de desempenho de torque e velocidade dos motores no referencial estacionário.

O próximo capítulo apresentará maiores detalhes referentes aos aspectos construtivos do sistema desenvolvido para o acionamento e controle dos motores de indução na cadeira de rodas.

5. SISTEMA PROPOSTO PARA CADEIRA DE RODAS

Este capítulo apresenta detalhes construtivos do acionamento e controle dos motores de indução aplicados à cadeira de rodas. Expõe as especificações técnica do *hardware* desenvolvido, enfatiza ainda sobre o modelo para o controle do sistema da cadeira de rodas, mostrando o algoritmo de comando por *joystick*, a dinâmica e cinemática direta e inversa da cadeira de rodas e o controle dos motores por campo orientado indireto.

5.1. HARDWARE PROPOSTO

O sistema embarcado de acionamento dos motores de indução da cadeira de rodas é apresentado na Figura 29. Constitui-se basicamente de um banco de baterias, conversor de tensão CC/CA, retificadores não-controlados monofásicos, inversores de tensão trifásicos, drivers, controlador de sinais digitais, aquisição de sinais de corrente, encoder e joystick.

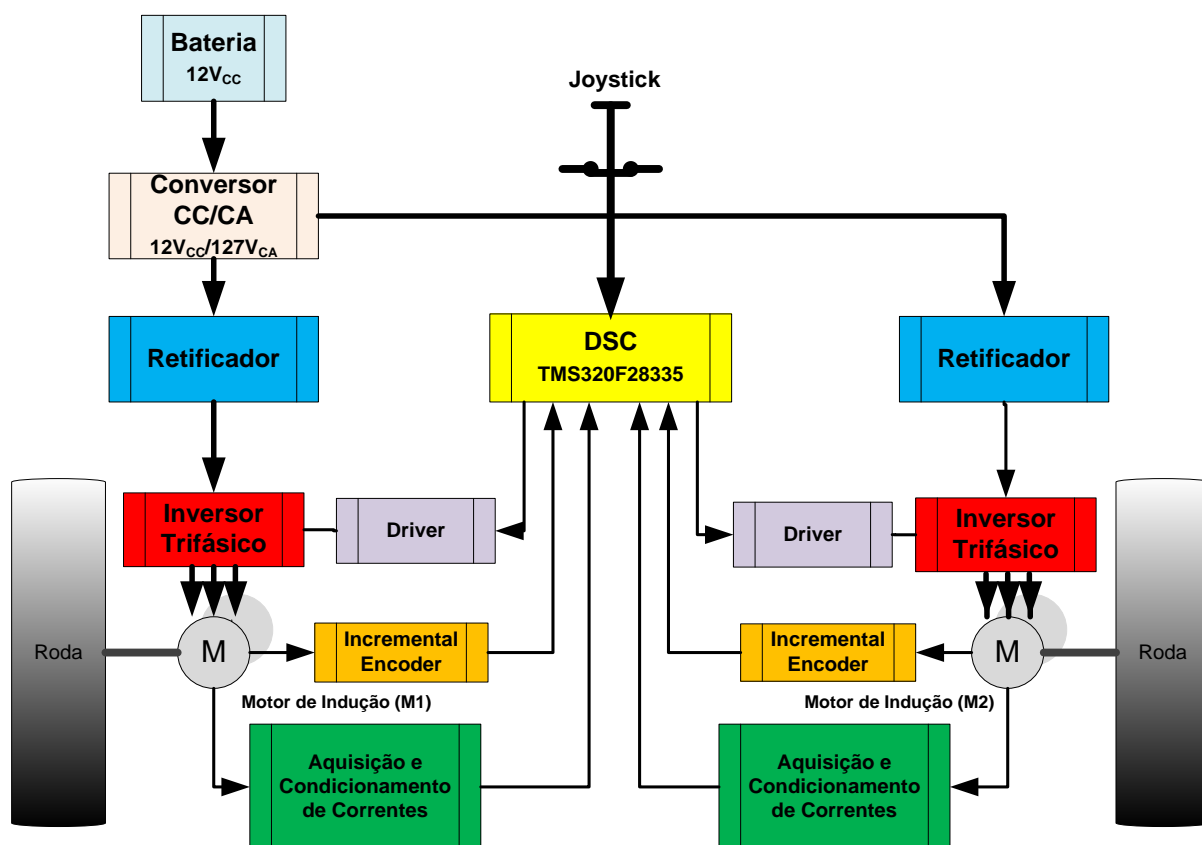


Figura 29: Diagrama em blocos do esquema proposto de acionamento dos motores de indução para a cadeira de rodas.

Fonte: Autor.

Como o nível de tensão provindo do banco de baterias é baixo, um circuito constituído por um conversor CC/CA e retificador efetuam a elevação do nível de tensão para o inversor trifásico alimentar o motor CA.

É por meio do inversor de tensão que se controla o torque e a velocidade do motor utilizando-se para tal um esquema de controle vetorial e modulação por largura de pulso em vetores espaciais (do inglês, *Space Vector Pulse Width Modulation* -SVPWM).

5.1.1. Baterias

Constitui-se de duas baterias automotivas ligadas em paralelo, fornecendo alimentação em 12 V e com capacidade de corrente de 60 Ah.

5.1.2. Conversor CC/CA Monofásico

Trata-se um conversor CC/CA de 600 W adquirido e que efetua a elevação da tensão CC de 12 V provindo do banco de baterias em uma tensão CA de 127 V do tipo pseudo senoidal.

5.1.3. Retificador com dobrador de tensão

Responsável em converter o sinal de tensão alternado do conversor para um sinal de tensão CC satisfatório para o funcionamento do inversor de tensão, mostrado na Figura 30. O retificador foi implementado no esquema ponte completa com dobrador de tensão, permitindo o funcionamento em tensão de entrada de 127 V ou 220 V. Com isto o barramento CC do inversor pode operar em dois níveis distintos de tensão, determinando a tensão nominal mais adequada conforme o modelo do motor.



Figura 30: Retificador Monofásico não controlado com dobrador de tensão.

Fonte: Autor.

Maiores detalhes quanto ao esquema elétrico, *layout top silk* e *layout bottom* podem ser analisadas, respectivamente na Figura 91, Figura 92, Figura 93 no Apêndice B – Circuito Retificador.

5.1.4. Inversor Trifásico

É constituído de um módulo IGBT, modelo IRAMS10UP60A, contendo seis IGBT's e um controlador interno. Com tal pode-se efetuar o acionamento de cargas trifásicas em níveis de potência, tensão e corrente elevados. Neste módulo inversor há uma entrada de tensão de até 600 Vcc e terminais de saída em tensão alternada trifásica para alimentar o motor com corrente de acionamento de até 10 A.

A Figura 31 (a) e (b) ilustram o inversor trifásico desenvolvido. O acionamento do módulo IGBT é isolado eletricamente do DSC através de optoacopladores. Além disto, o sistema inversor possui um circuito de detecção de falha para casos de sobrecorrente e/ou sobretensão na carga ou por sobretensão no módulo IGBT. Caso seja detectada uma dentre tais falhas o circuito desativa os sinais de controle de acionamento do módulo IGBT e envia um sinal de falha para o controlador de sinais digitais.

Maiores detalhes a respeito do esquema da fonte de alimentação, circuito de proteção e acionamento do módulo IGBT, podem ser vistos nas Figura 94 a Figura 96, no Apêndice C – Circuito Inversor

O módulo IGBT possui um dissipador de calor com um *cooler* acoplado. Os bornes nas cores vermelho e preto correspondem a entrada de tensão contínua Vcc. Enquanto os bornes vermelho, amarelo e azul referem-se as fases A, B, C de tensão alternada Vca.

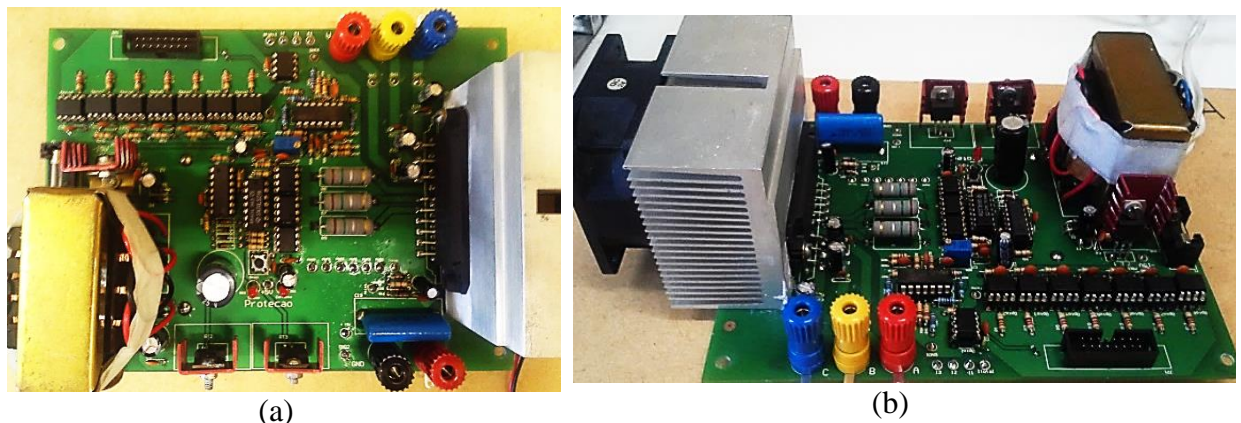


Figura 31: Inversor trifásico desenvolvido.

Fonte: Autor.

5.1.5. Controlador de Sinais Digitais TMS320F28335

Trata-se de um *control card* TMS320F28335, montado em uma *dock-station* da Texas Instruments®, vide detalhes na Figura 32. Possui uma CPU de arquitetura Harvard, de 32bits, do tipo ponto flutuante, com uma velocidade de *clock* de 150 MHz.

Além de diversos periféricos disponíveis, tais como: 2 módulos de conversão analógico-digital de 8 canais cada; 2 módulos PWM; 2 codificadores de quadratura melhorado (eQEP); entre outros.

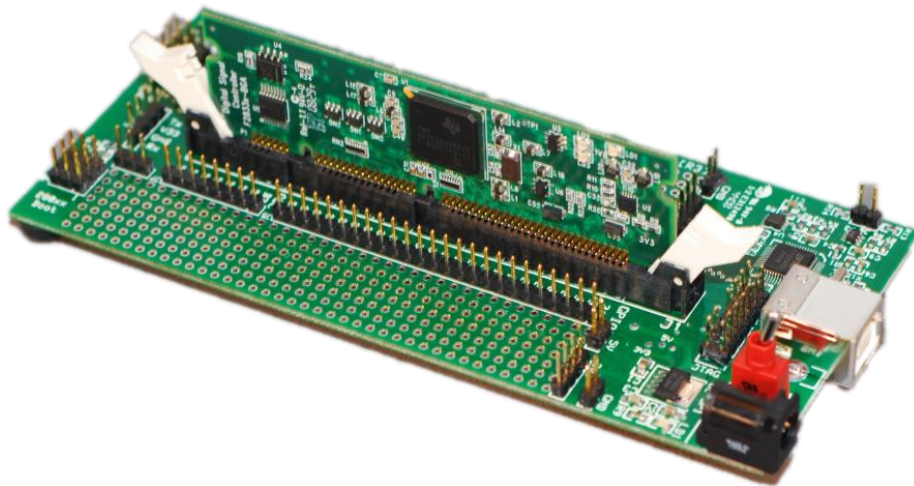


Figura 32: Controlador de Sinais Digitais TMS320F28335.
Fonte: Texas Instruments®.

5.1.6. Driver de corrente

Responsável por fornecer um sinal com maior capacidade de corrente para acionamento dos IGBT's, vide Figura 33. No sistema são utilizados dois drivers um para cada um dos inversores.

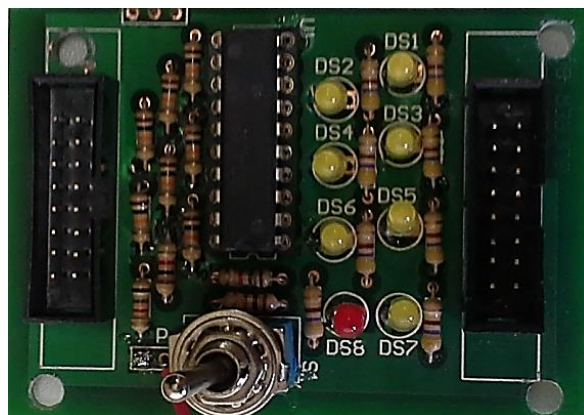


Figura 33: Driver de corrente.
Fonte: Autor.

Detalhes do esquema elétrico do driver estão ressaltados na Figura 97 no Apêndice D – Circuito Driver.

5.1.7. Aquisição e condicionamento de sinais de corrente

Efetua a aquisição dos sinais de corrente da carga, através de um sensor de efeito hall integrado. Um circuito de condicionamento ajusta a escala e o nível do sinal para o AD do processador. A Figura 34 ilustra a placa desenvolvida para aquisição e condicionamento das correntes do motor.



Figura 34: Placa de condicionamento de sinais de corrente.

Fonte: Autor.

Maiores informações a respeito do circuito, podem ser consultadas esquema elétrico apresentado na Figura 98 no Apêndice E – Circuito Condicionamento de Corrente.

Vale ressaltar que os diferentes níveis de tensão para alimentação das placas do sistema provem do circuito apresentado na Figura 99 no Apêndice F – Circuito Alimentação Geral.

5.1.8. Motor de indução trifásico de alto rendimento

Os motores de indução da roda direita (M1) e esquerda (M2) da cadeira são classificados como alto rendimento da Siemens®, de baixa tensão, conforme ABNT NBR 17094-1, carcaça de alumínio, totalmente fechado e com ventilador externo, categoria N/H, 1060 RPM, 0,33 CV/0,25 kW, 6 pólos, carcaça 71, grau de proteção IPW55, tensões de 220 V (Δ), 380 V (YY), 440 V (Δ). Detalhes construtivos do motor são apresentados na Figura 35.

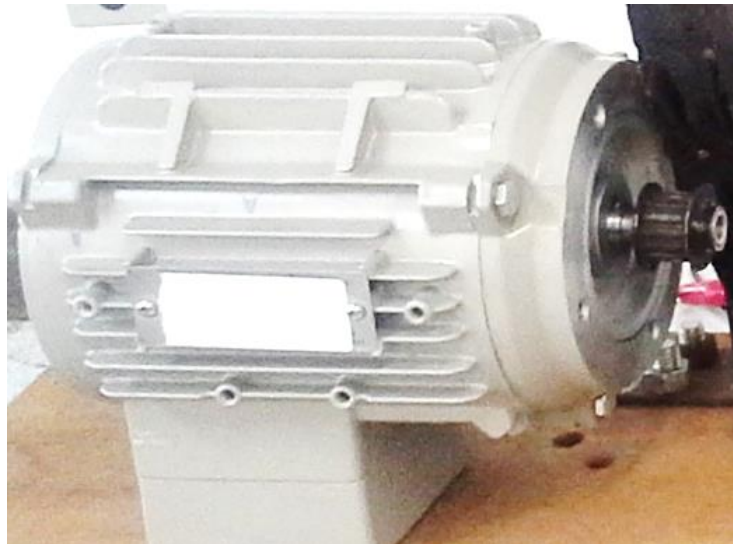


Figura 35: Motor de indução trifásico rotor gaiola de esquilo de alto rendimento.
Fonte: Autor.

5.1.9. Encoder

Exerce a função de sensor de velocidade sobre o eixo da máquina de indução. O modelo do encoder utilizado é o modelo 1XP8001-1 da Siemens® com uma resolução de 1024 CPR, mostrado na Figura 36.



Figura 36: Encoder Siemens 1XP8001-1.
Fonte: Siemens®.

Na Figura 37 estão ilustrados os sinais provindo do encoder. São dois sinais digitais U_{a1} e U_{a2} defasados em 90° entre si, e um sinal U_{a0} , também denominado como *index*, sendo um sinal de referência para indicar o instante de ocorrência de uma rotação completa do eixo acoplado ao encoder.

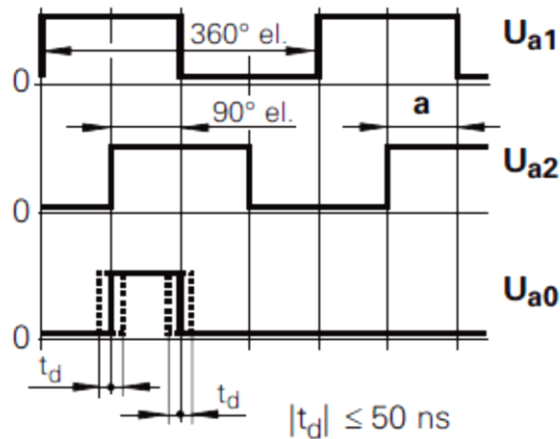


Figura 37: Sinais provindo do encoder.

Fonte: Siemens®.

Em razão dos sinais provindos do encoder serem 12 V, realizou-se a montagem de um circuito de condicionamento dos sinais do encoder para 3,3 V, o qual é a tensão do TMS320F28335. O *layout top silk* da placa, o esquema elétrico e o *layout bottom* estão ilustrados, respectivamente, na Figura 103, Figura 104, Figura 105 no Apêndice G – Encoder.

Maiores detalhes a respeito dos pinos utilizados, etapas de montagem e especificação de dimensões do encoder encontram-se, respectivamente, nas Figura 100, Figura 101, Figura 102 no Apêndice G – Encoder.

Todo o sistema descrito foi testado e validado na bancada de ensaios (SILVA, GAINO e COVACIC, 2014). Sendo assim, realizou-se a avaliação de funcionamento de cada um dos circuitos do sistema com o acionamento de motor de indução na bancada didática. Antes da fixação do sistema na cadeira de rodas, executaram-se ajustes e correções nos circuitos a fim de corrigir e eliminar falhas e possíveis erros de mau funcionamento do *hardware* desenvolvido, mostrado na Figura 38.

A Figura 39 evidencia o sistema completo contendo as placas de controle e acionamento da cadeira de rodas, os quais estão montados em um gabinete com localização na parte traseira da cadeira.

A montagem da estrutura mecânica e ajustes na disposição dos motores de indução, encoder's e o comando pelo *joystick* estão ilustrados na Figura 40.

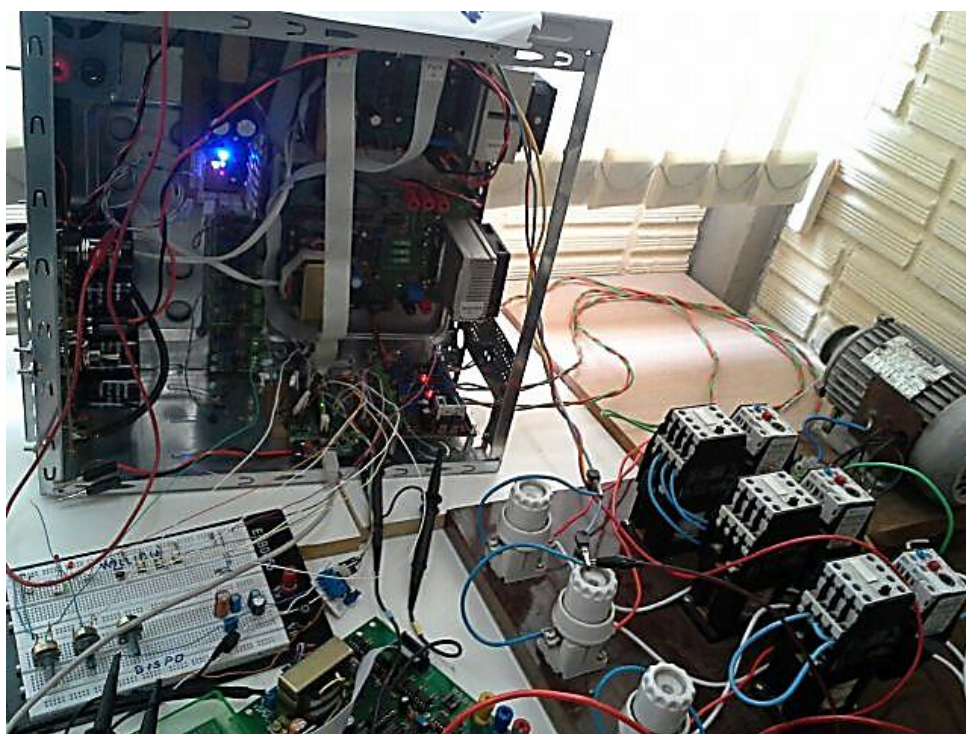


Figura 38: Hardware sob testes em bancada didática.
Fonte: Autor.

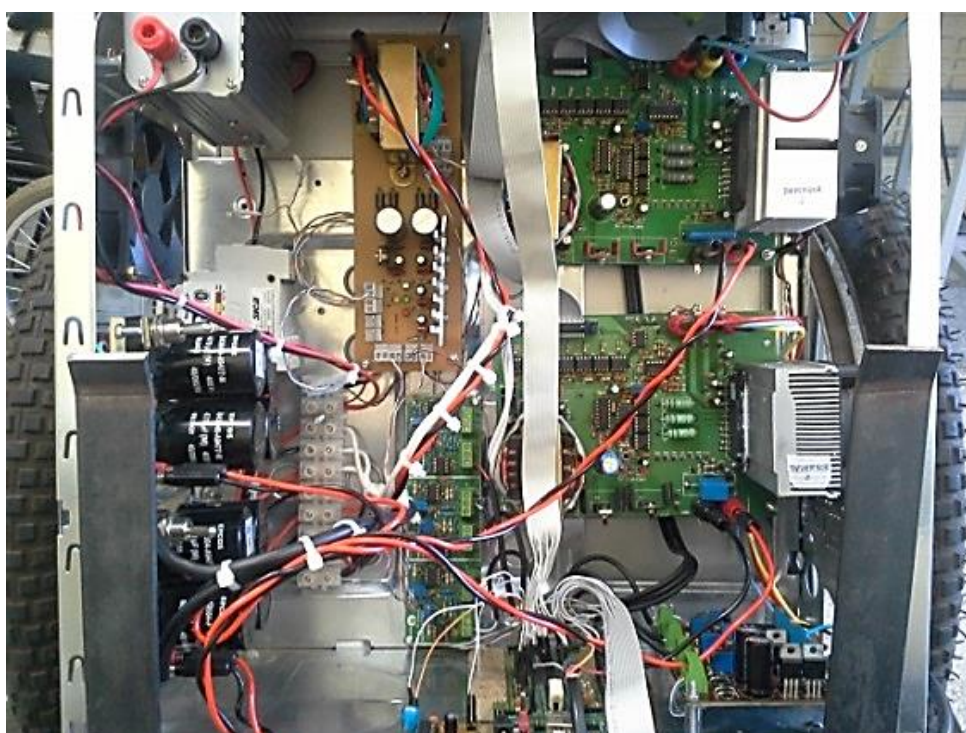
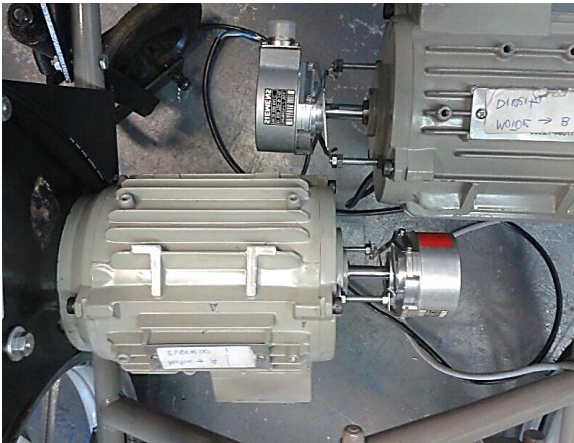


Figura 39: Hardware de acionamento montado em gabinete na cadeira.
Fonte: Autor.



(a) Detalhes dos motores e encoder's.



(b) Vista dos motores sem o assento.



(c) Vista do assento para o usuário



(d) Vista da instalação e joystick



(e) Vista lateral da montagem

Figura 40: Vistas da montagem da cadeira de rodas com joystick e motor de indução.

Fonte: Autor.

5.2. MODELO DE CONTROLE PARA CADEIRA DE RODAS

Em pesquisa realizada com 113 usuários de cadeiras de rodas elétrica sobre os principais problemas encontrados nestas, uma fração substancial dos entrevistados denotam que maior parte dos problemas são atribuídos a operação do sistema de controle, conforme destaca Fehr, Langbein e Skaar (2000). Falhas em componentes foram reportados por 39% dos entrevistados. Os 44 usuários relataram 53 falhas mecânicas, 22 devido ao sistema de controle, 10 do chassi, 7 do drive de acionamento do motor e entre outros fatos diversos.

Tendo em vista o desenvolvimento e incorporação considerável da eletrônica, é surpreendente encontrar pouca investigação especificamente dedicada ao controle das cadeiras de rodas.

No que se refere à perspectiva de controle uma cadeira de rodas pode ser descrita conforme o diagrama de blocos da Figura 41. O sistema de controle dos motores realiza o acionamento destes com uma velocidade provinda do modelo cinemático e sentido de rotação determinado pela direção escolhido pelo usuário. Com a presença da estrutura mecânica bem como a sua respectiva dinâmica e cinemática, os sinais de realimentação do conjunto fornecem os sinais de controle para o acionamento do motor.

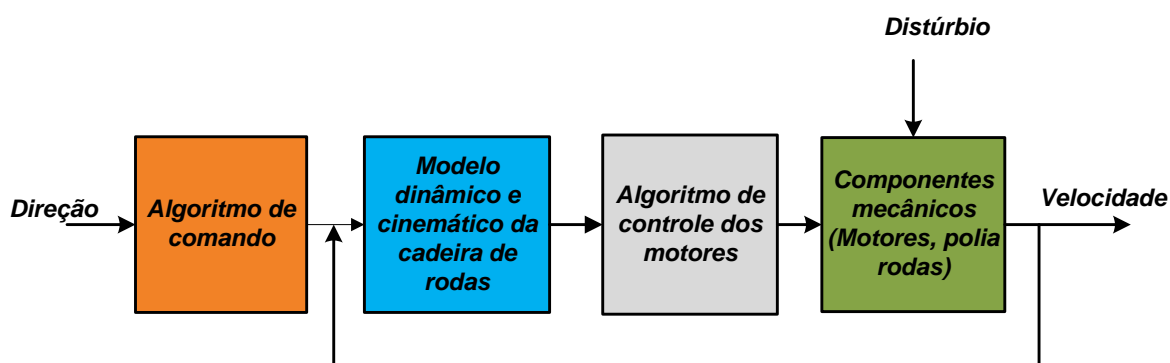


Figura 41: Diagrama em blocos do sistema de controle da cadeira de rodas.

Fonte: Autor.

A variável de controle mais comum em uma cadeira de rodas é a velocidade. Durante a operação normal, o usuário da cadeira de rodas aplica um comando de entrada usando um joystick ou dispositivo similar baseado em sua percepção de velocidade e posição da cadeira de rodas. Um controlador eletrônico então ajusta a tensão sobre os motores, alcançando a velocidade desejada. Todavia, uma pesquisa realizada com 200 médicos indicou que muitos usuários têm dificuldade em controlar cadeiras de rodas (FEHR, LANGBEIN e SKAAR, 2000). Por esta razão este trabalho propõe comando por joystick com

um controle diferenciado, possibilitando um sistema de controle robusto e acionamento dos motores da cadeira de rodas com uma eficiência dinâmica maior dada pelo controle vetorial.

5.3. MODELO CINEMÁTICO DA CADEIRA DE RODAS

Para um controle eficiente é necessário um modelo mecânico da cadeira de rodas. Neste caso, um modelo linear oferece bons resultados (MAZO, RODRIGUEZ, *et al.*, 1995) (GENTILHO JUNIOR, ROSA FILHO, *et al.*, 2013).

Um modelo simplificado da cadeira de rodas é apresentado na Figura 42, permitindo o cálculo das velocidades linear V e angular Ω da cadeira, a partir das velocidades angulares das rodas direita ω_r e esquerda ω_l .

$$\theta = \theta_0 + \frac{R}{D} \int_0^t (\omega_l - \omega_r) dt \quad (102)$$

$$V = \frac{du}{dt} = \frac{R}{2} (\omega_l + \omega_r) \quad (103)$$

onde R é o raio das rodas motorizadas, com valor igual 0,21 m; D a distância entre elas igual a 0,52 m e “ u ” é a posição instantânea da cadeira.

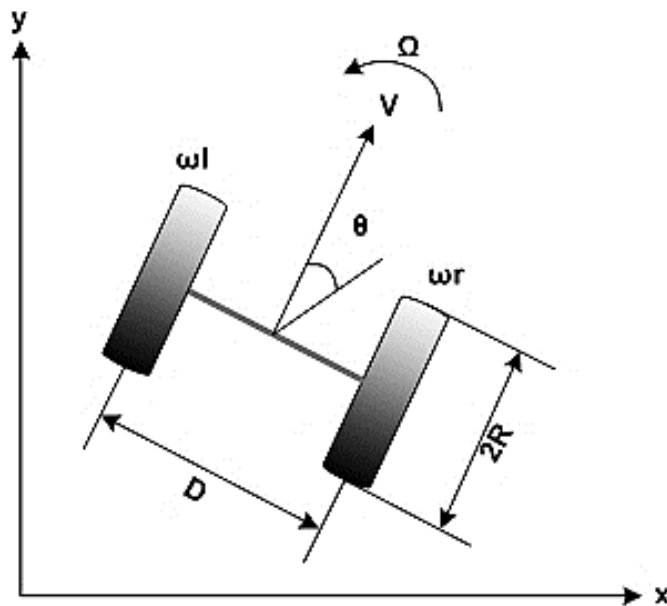


Figura 42: Modelo simplificado da cadeira de rodas.
 Fonte: Adaptado de (MAZO, RODRIGUEZ, *et al.*, 1995).

Mazzo e Rodrigues (1995) propõe um sistema de controle com as variáveis de velocidade linear V e angular Ω da cadeira de rodas, apresentado na Figura 42.

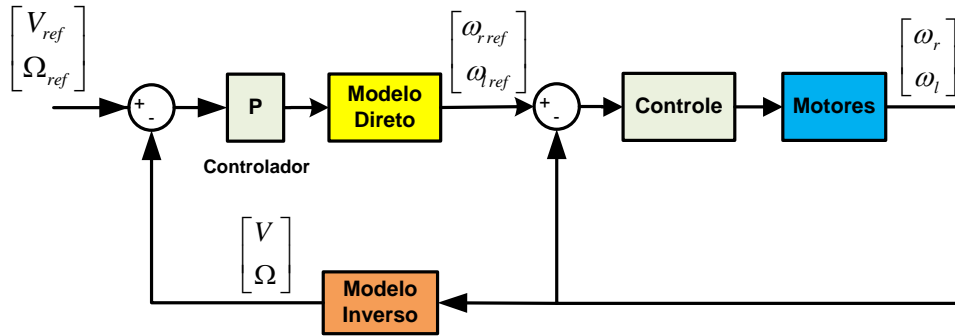


Figura 43: Diagrama em blocos do controle com o modelo direto e inverso da cadeira.
Fonte: Autor.

Neste controle, os modelos inverso e direto da cadeira são respectivamente dados por:

$$\begin{bmatrix} V \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R}{2} & \frac{R}{2} \\ R & -R \\ D & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_l \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (104)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_r \\ \omega_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & \frac{D}{2R} \\ 1 & -D \\ \frac{1}{R} & \frac{2R}{2R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (105)$$

5.4. ALGORITMO DE COMANDO

Com o *joystick* o usuário tem disponível a escolha de quatro direções de movimento para a cadeira, a saber: avanço, retorno, direita e esquerda. O estado de acionamento do *joystick* é responsável em alterar no *software* um índice seletor num multiplexador as velocidades de referência para o controle cinemático da cadeira e os sinais trifásico do motor. Assim aplicam-se os correspondentes sinais de controle e acionamento para cada motor referente a direção escolhida pelo usuário.

A partir do sinal de leitura do sinal do *joystick* determina-se o índice I correspondente para o novo estado desejado pelo usuário da cadeira de rodas, conforme ilustrado na Figura 44.

O estado inicial do sistema é o de repouso com os motores parados. Uma vez determinado um novo estado para a cadeira define-se então o acionamento dos motores para estabelecer uma velocidade linear V e angular Ω , conforme o estado desejado. Para o estado de avanço atribui-se ao comando índice I igual a 1. Neste estado a cadeira de rodas tem velocidade linear positiva e angular nula. Alterando o comando do *joystick* para o estado de

retorno, modifica-se o índice I para 4, consequentemente a velocidade linear torna-se negativa e a angular permanece nula. Com o comando por *joystick* pode-se permanecer no estado escolhido ou modificar para qualquer um dos outros estados para a cadeira.

Com a velocidade linear e angular definidas, a estrutura de controle vetorial encarrega-se de estabilizar o torque, o fluxo e a velocidade dos motores nos valores de referência a partir da realimentação dos sinais de corrente do estator e velocidade do rotor.

O *joystick* está ligado em um conector DB-9 com a pinagem dada pela Figura 106 no Apêndice H – Joystick.

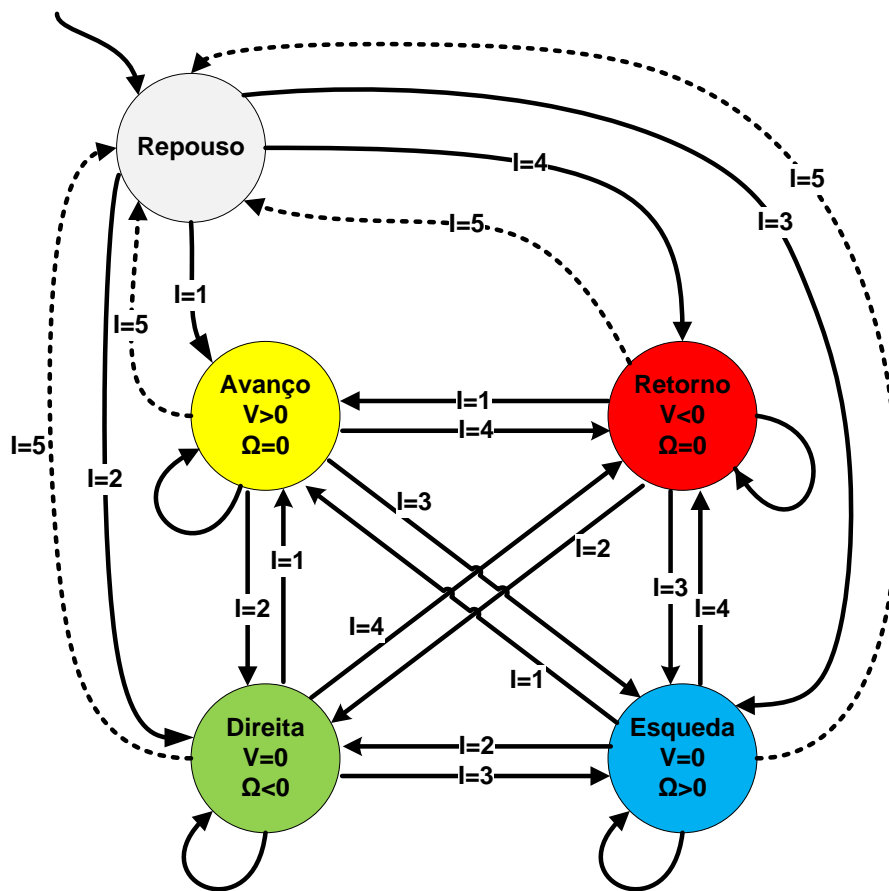


Figura 44: Diagrama de estados da cadeira de rodas por indexação do sinal do joystick.
Fonte: Autor.

5.5. ALGORITMO DE CONTROLE DO MOTOR POR IFOC

Em geral, o controle de uma máquina de indução trifásica não é tão simples como de uma máquina de corrente contínua, porque as interações entre os campos do estator e rotor cuja orientação não estão espacialmente a 90° , mas variam com a condição de operação (LEONHARD, 1996). O campo do enrolamento do rotor de uma máquina de indução pode ser comparado ao enrolamento de uma máquina CC, exceto que ele está sendo induzido e o

campo não é controlável de forma independente (ONG, 1998), (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

Com uma excitação independente, o campo do rotor gira na velocidade síncrona. Se selecionar um sistema de referência girante síncrono $qd0$ cujo eixo d está alinhado com o campo do rotor, logo a componente q do campo do rotor λ'_{qr} seria zero, tal que:

$$\lambda'_{qr} = L_m i'_{qs} + L'_r i'_{qr} = 0 \quad (106)$$

$$i'_{qr} = \frac{L_m}{L'_r} i'_{qs} \quad (107)$$

Com $\lambda'_{qr} = 0$, a equação do torque fica reduzida a:

$$T_{em} = -\frac{3P}{2} \lambda'_{dr} i'_{qr} \quad (108)$$

Substituindo por i'_{qr} usando (107) e (108) pode ser reescrito da seguinte forma:

$$T_{em} = -\frac{3P}{2} \frac{L_m}{L'_r} \lambda'_{dr} i'_{qs} \quad (109)$$

A qual denota que se o fluxo de acoplamento do rotor λ'_{dr} está sem distúrbio, o torque pode ser controlado ajustando a componente q da corrente do estator, i'_{qs} .

Para λ'_{qr} permanecer inalterado em zero, $p\lambda'_{qr}$ deve ser zero, assim a equação de tensão no eixo q do enrolamento do rotor fica reduzida a

$$\underbrace{v'_{qr}}_{=0} = r'_r i'_{qr} + \underbrace{p\lambda'_{qr}}_{=0} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr} \quad (110)$$

Ou seja, a velocidade do escorregamento deve satisfazer:

$$\omega_e - \omega_r = -\frac{r'_r i'_{qr}}{\lambda'_{dr}} \quad (111)$$

E se λ'_{dr} permanecer constante, $p\lambda'_{qr}$ deve ser zero também (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002). Usando esta condição e com λ'_{qr} sendo zero na equação de tensão no eixo d do rotor, obtém-se a condição que i'_{dr} deve ser zero, tal que:

$$\underbrace{v'_{dr}}_{=0} = r'_r i'_{dr} + \underbrace{p\lambda'_{dr}}_{=0} - (\omega_e - \omega_r) \underbrace{\lambda'_{qr}}_{=0} \quad (112)$$

E quando i'_{dr} é zero, $\lambda'_{dr} = L_m i'_{ds}$ (ONG, 1998). Substituindo isto em (111) e usando (107), obtém-se a relação entre a velocidade de escorregamento e a razão das componentes qd de correntes do estator para o eixo d do sistema de referência girante síncrono alinhado com o campo do rotor:

$$\omega_e - \omega_r = -\frac{r'_r i'_{qs}}{L'_r i'_{ds}} \quad (113)$$

Na prática, a magnitude do fluxo do rotor pode ser ajustado pelo controle de i'_{ds} e a orientação do eixo d ao campo do rotor pode ser mantido pela velocidade de escorregamento ou i'_{qs} de acordo com (112). Com a adequada orientação do campo, a dinâmica de λ'_{dr} estará mantido ao eixo d e será determinado pela constante de tempo do circuito do rotor.

$$\lambda'_{dr} = \frac{r'_r L_m}{r'_r + L'_r p} i'_{ds} \quad (114)$$

Através de (108), (112), (113) e (114) consegue-se o desacoplamento das equações de tensão do rotor.

A Figura 45 mostra o esquema de controle detalhado e completo desenvolvido para a cadeira de rodas.

Cada motor é acionado por meio de controle vetorial, o qual é baseado nas projeções que transforma um sistema trifásico de tempo e frequência angular dependentes em sistema de tempo invariante de duas coordenadas d e q . Com esta projeção a estrutura de controle do motor CA torna-se similar ao do motor CC.

Com a aquisição dos sinais de corrente efetua-se então a transformada de Clarke, cuja definição para um sistema trifásico sequência positiva é dada por:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (115)$$

Utilizando a relação vetorial dada por $i_a + i_b + i_c = 0$, (115) fica rearranjada da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ \sqrt{3}/2 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (116)$$

Em diversas literaturas assume-se o valor de $K=\sqrt{2/3}$ para estudos com invariância em potência. Este trabalho adotará o valor de $K=2/3$, obtendo os valores de pico $\alpha\beta$ iguais ao do sistema trifásico. Logo, o bloco da transformação de Clarke das medições é dado por:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (117)$$

Com estas duas componentes em quadratura aplica-se a transformada de Park que resulta em um sinal de duas componentes d e q , dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (118)$$

Tais sinais i_{ds} e i_{qs} correspondem a valores constantes.

Fica evidente na Figura 45 o modelo direto e inverso da cadeira, que por meio do joystick estabelece as referências de velocidade ω_{Rref} e ω_{Lref} referentes aos motores direito e esquerdo, respectivamente. A partir de tais referências compara-se com o sinal de velocidade dos motores provindos dos sinais dos encoder's, gerando um sinal de erro. Através de um controlador obtém-se então o torque eletromagnético T_{em} .

Com (109) provindo do controle por campo orientado determina-se a componente de corrente i_{qsref} .

Mantendo-se o fluxo do rotor λ_{dr}^e constante em toda faixa de operação do motor determina-se através de (114) a componente de corrente i_{dsref} .

Em seguida, as componentes i_{ds} e i_{qs} provindo do motor são comparadas com as referências i_{dsref} (referência de fluxo) e i_{qsref} (referência de torque) gerando um sinal de erro para o controle.

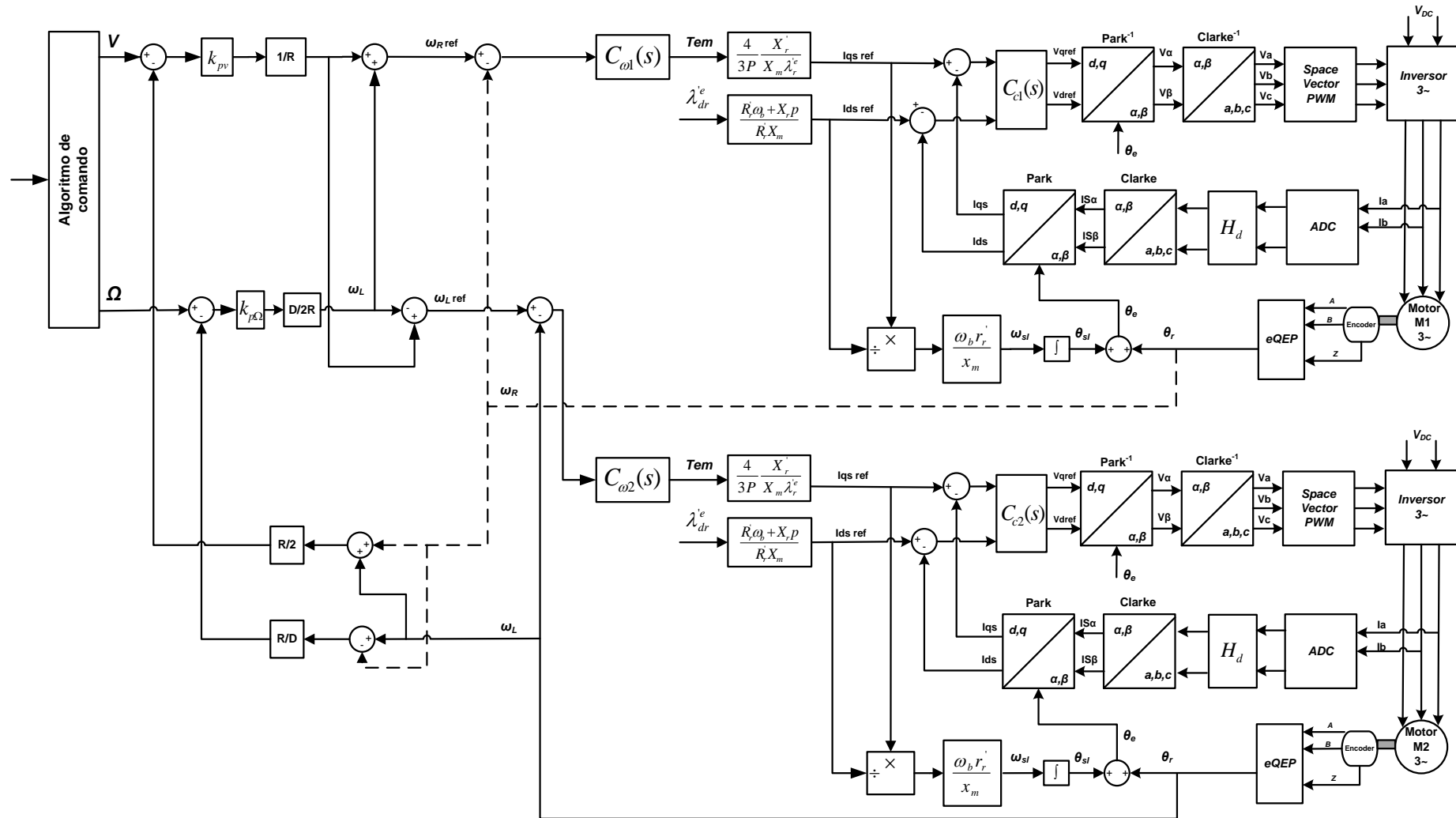


Figura 45: Esquema de controle detalhado da cadeira de rodas.

Fonte: Autor.

Com isto, após um controlador PI de corrente, obtêm-se os sinais de saída v_{dref} e v_{qref} . A partir de tais sinais de saída dos controladores aplica-se a transformada inversa de Park. As saídas desta projeção são $v_{s\alpha}$ e $v_{s\beta}$ que são as componentes do vetor de tensão do estator no sistema de referência estacionária ortogonal $\alpha\beta$, conforme expressões seguintes:

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha ref} \\ v_{s\beta ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sdref} \\ v_{sqref} \end{bmatrix} \quad (119)$$

As quais são entradas para a inversa de Clarke dada por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha ref} \\ v_{s\beta ref} \end{bmatrix} \quad (120)$$

Com os sinais trifásicos v_a , v_b e v_c aplica-se a modulação *PWM Space Vector* gerando os sinais de comando para o inversor.

5.6. COMPONENTES MECÂNICOS

Os motores estão acoplados as rodas da cadeira de rodas por meio de polia fixa e correia. A Figura 46 ilustra o conjunto. A velocidade de rotação da carga ω_2 , acionada pela polia movida é diferente da velocidade de rotação do motor, que é a mesma da polia motora ω_1 . A velocidade linear v_1 é a mesma em qualquer ponto do conjunto.

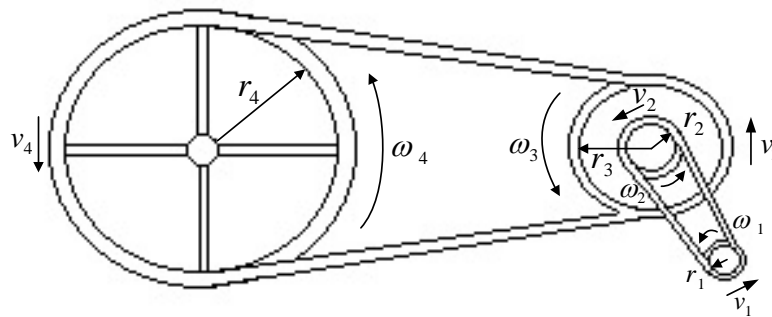


Figura 46: Acoplamento entre roda e motor por polias.

Fonte: Autor.

Assim, no sistema da cadeira de rodas desenvolvido tem-se que $v_1 = v_2$:

$$\omega_2 = \frac{r_1}{r_2} \omega_1 \quad (121)$$

E com $v_3 = v_4$, logo:

$$\omega_4 = \frac{r_3}{r_4} \omega_3 \quad (122)$$

Com o acoplamento direto $\omega_3 = \omega_2$, substituindo (121) em (122) obtém a relação de velocidade entre a polia motora e a roda movida dado por:

$$\omega_4 = \frac{r_3 r_1}{r_4 r_2} \omega_1 \quad (123)$$

onde $r_1=0,025$ m, $r_2=0,115$ m, $r_3=0,06$ m e $r_4=0,42$ m.

Maiores detalhes quanto às especificações mecânicas dos mancais dos motores são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8: Especificação dos mancais dos motores

Rolamento dianteiro LA:	6202 2ZC3
Rolamento traseiro LOA:	6202 2ZC3
Mancal travado:	NÃO
Dreno de lubrificação:	NÃO
Dispositivo para lubrificação:	NÃO
Tipo de lubrificante:	Esso Unirex N3
Intervalo de relubrificação a 40°C:	Permanente (40.000 horas)
Qtde. de graxa para relubrificação:	Não aplicável

5.7. PERIFÉRICOS E CONFIGURAÇÕES DE HARDWARE DO TMS320F28335

Os periféricos utilizados no controlador de sinais digitais TMS320F28335 para este projeto são basicamente: modulador por largura de pulso (PWM), módulo conversor analógico para digital (ADC), módulo codificador de quadratura (eQEP).

A seguir apresentam-se mais detalhadamente cada um destes módulos e as configurações dos registradores realizadas para este trabalho.

5.7.1. Módulo PWM

O TMS320F28335 tem seis módulos de modulação por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation* - PWM) independente e aprimorado. É denominado como PWM melhorado pelo fato de que este pode gerar formas de onda complexas com o mínimo de recursos da CPU (TI, 2009). Cada um módulo ePWM tem dois canais de saída: ePWMxA e ePWMxB pertencente ao módulo ePWMx. Cada módulo ePWM contém sete submódulos, que pode realizar diferentes funções na geração de formas de onda de PWM. Estes submódulos são: a base de tempo (TB), o contador de comparação (CC), o qualificador de ação (AQ), o gerador de tempo morto (DB), o PWM *Chopper* (PC), o de *Trip Zone* (TZ) e o responsável pela interrupções e ações de disparo (ET). A estrutura completa de um único módulo ePWM com cada submódulo e as ligações de sinal entre as suas subsecções incluído é

mostrado na Figura 47. Exceto os submódulos PWM *Chopper* (PC) e o *Trip Zone* (TZ), os demais submódulos serão utilizados neste projeto e discutidos individualmente.

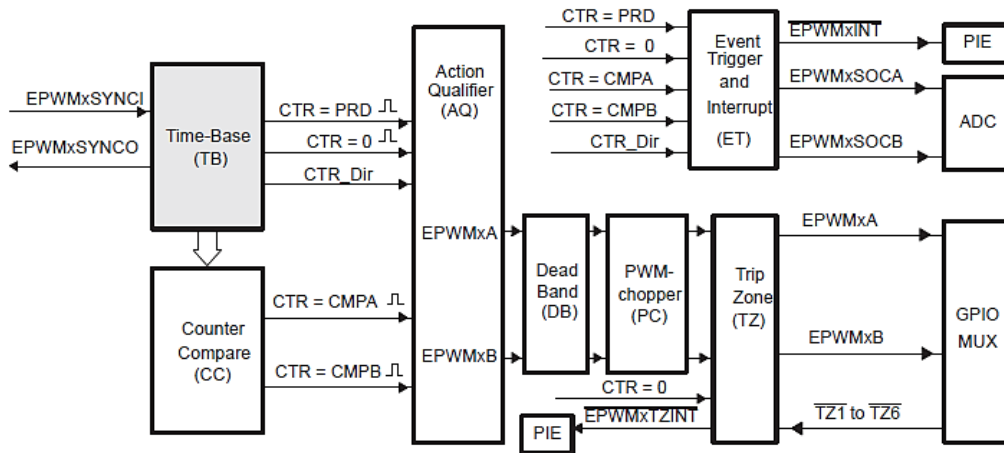


Figura 47: Submódulos internos de cada ePWM e suas respectivas conexões.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

5.7.1.1. Submódulo Base de Tempo (*Time Base*)

Trata-se do submódulo mais básico do ePWM, encarregando-se de temporizar os eventos do módulo ePWM. O diagrama de blocos da estrutura do submódulo da base de tempo contendo registradores principais e os fluxos de sinais são apresentados na Figura 48.

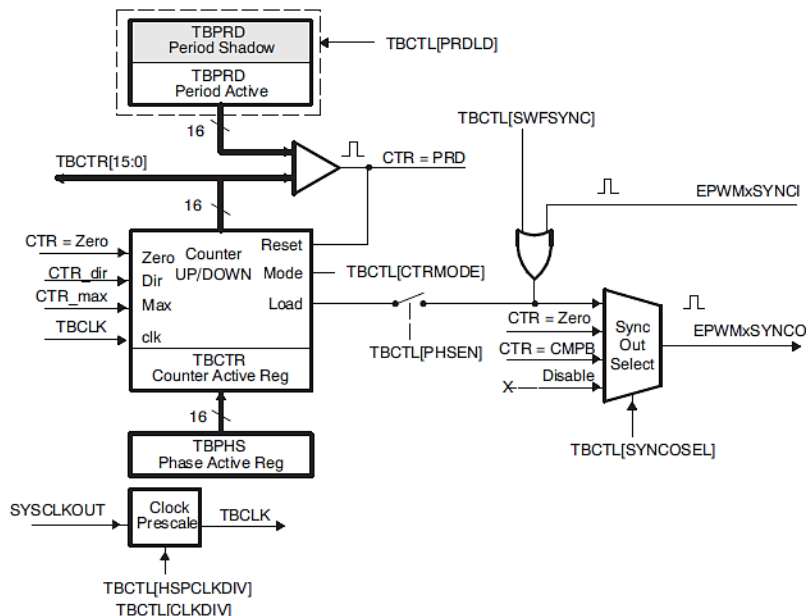


Figura 48: Estrutura do submódulo da base de tempo em cada módulo ePWM.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

Uma das principais tarefas do submódulo de base de tempo é determinar a base de tempo do *clock* do PWM em relação ao *clock* do sistema. A base de tempo do *clock*

do PWM é usada para regular a temporização de todos os eventos no módulo PWM. O período da base de tempo do *clock* T_{TBCLK} para o modulo PWM pode ser escalonado em diversos valores do tempo de *clock* do sistema $T_{SYSCLKOUT}$, de tal modo que:

$$T_{TBCLK} = T_{SYSCLKOUT} * CLKDIV * HSPCLKDIV \quad (124)$$

onde $CLKDIV$ e $HSPCLKDIV$ são os bits no registrador de controle da base de tempo ($TBCTL$), que servem para a estabelecer o valor do divisor *Prescaler*, isto é, o fator de divisão que será aplicado ao *clock* do sistema afim de obter o *clock* do módulo PWM. As escolhas possíveis para divisores do *clock* são valores múltiplos da base binária: 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 e 128. Neste trabalho o valor de *Prescaler* é igual a 1.

O submódulo de base de tempo também pode ser utilizado para especificar o período do contador na base de tempo ($TBCTR$) em função dos seus diferentes modos de operação. Existem três tipos de modos de operação para o submódulo de base de tempo, que pode ser selecionado no registrador de controle da base de tempo ($TBCTL$).

Na Figura 49 é ilustrado os três modos que são: contagem crescente; contagem decrescente e contagem crescente-decrescente.

Durante um período completo de PWM, nos dois primeiros modos o contador de base de tempo ($TBCTR$) apenas incrementa ou decrementa durante todo o tempo gerando uma forma de onda do tipo dente de serra. Enquanto que para o modo de funcionamento crescente-decrescente, os incrementos de $TBCTR$ ocorrem na metade do período PWM e, em seguida, torna a decrementar na segunda parte do período PWM, gerando assim uma forma de onda do tipo triangular.

A maior diferença do modo crescente-decrescente está no fato de que a forma de onda possui um aspecto simétrico, onde o momento correspondente ao tempo de pico da portadora PWM pode ser facilmente encontrado.

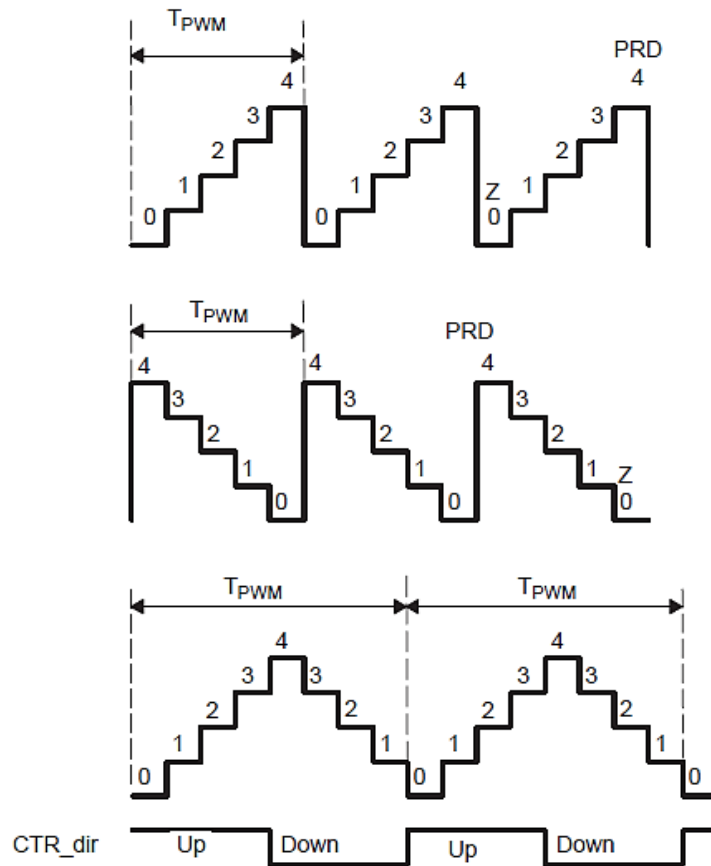


Figura 49: Modo de contagem, período e frequência da base de tempo.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

Neste projeto o modo escolhido é o crescente-decrescente para o módulo PWM. Para obter a frequência PWM desejada, o valor do registrador de base de tempo ($TBPRD$) é suposto ser determinado. Para o modo de contagem crescente-decrescente, a relação entre o período da base de tempo (o valor armazenado no registrador $TBPRD$) e a frequência PWM (f_{PWM}) pode ser escrita como:

$$T_{PWM} = 2 * TBPRD * T_{TBCLK} \quad (125)$$

$$f_{PWM} = 1/T_{PWM} \quad (126)$$

onde T_{PWM} é período PWM e T_{TBCLK} é o período da base de tempo do *clock* que pode ser obtida a partir de (124). Substituindo (124) em (125) com a frequência do clock do sistema sendo $f_{SYSCLKOUT} = 1/T_{SYSCLKOUT}$ o valor no registrador da base de tempo ($TBPRD$) pode ser determinado como sendo:

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{f_{SYSCLKOUT}}{f_{PWM} * CLKDIV * HSPCLKDIV} \quad (127)$$

Através de (127) pode-se configurar o registrador de período da base de tempo ($TBPRD$), conhecendo os valores da frequência de clock do sistema e a frequência

PWM desejada. As especificações determinadas para este trabalho são as seguintes: frequência PWM (f_{PWM}) de 12 kHz; *clock* principal do sistema ($f_{SYSCLKOUT}$) em 150 MHz; $CLKDIV$ e $HSPCLKDIV$ selecionados igual a 1. Com isto o valor configurado no registrador de período da base de tempo ($TBPRD$) pode ser calculado diretamente por meio de (127).

$$TBPRD = \frac{1}{2} \frac{150M}{12k * 1 * 1} = 6250 \quad (128)$$

Além disso, a sincronização entre os diferentes módulos ePWM também pode ser realizada no submódulo da base de tempo.

Neste trabalho, três módulos PWM são utilizados para produzir uma tensão alternada trifásica, logo a sincronização entre o sinal de PWM trifásico acaba sendo muito importante. Cada módulo ePWM tem dois sinais para a sincronização entre diferentes módulos ePWM: uma entrada de sincronização EPWMxSYNCI e uma saída de sincronização EPWMxSYNCO mostrado na Figura 48. O esquema de sincronização do contador da base de tempo para o TMS30F28335 é apresentado na Figura 50. A partir da Figura 50, nota-se que os módulos ePWM estão ligados em série com a saída de sincronização EPWMxSYNCO do módulo anterior introduzido na entrada de sincronização EPWMxSYNCI do módulo posterior. Vale ressaltar que apenas a entrada de sincronização do módulo principal, isto é, no primeiro módulo o sinal provém de um pino externo.

Para cada módulo ePWM, quando um pulso provindo da entrada de sincronização é detectado, o valor no registrador da base de tempo de fase (TBPHS) será carregado no contador na base de tempo (TBCTR), onde o registrador da base de tempo de fase (TBPHS) é usado para armazenar o valor da fase do contador da base de tempo (TBCTR) em relação à base de tempo do sinal de entrada de sincronização.

Neste projeto a saída do inversor são tensões trifásicas que possuem uma defasagem de 120° entre si e os sinais PWM têm a mesma fase em qualquer momento do tempo. Assim, para gerar os sinais trifásicos para o inversor são selecionados os módulos ePWM1, ePWM2 e ePWM3. O registrador de fase na base de tempo (TBPHS) para os três módulos ePWM têm atribuídos o valor 0. Isso significa que não há nenhuma mudança de fase entre o sinal de saída do ePWM1A, ePWM2A e ePWM3A. Para sincronizar os diferentes módulos ePWM, deve ser selecionado o bit de seleção de sincronização (SYNCOSEL) no registrador de controle da base de tempo (TBCTL). Como mostrado na Figura 50, ePWM1 é definido como mestre para gerar um pulso de sincronização em sua saída EPWM1SYNCO, cada vez que seu contador da base de tempo (TBCTR) é igual a zero, e o módulo ePWM2 é

definido como um escravo, cujo sinal de entrada de sincronização EPWM2SYNCI está ativada. Enquanto isso, o sinal de saída EPWM2SYNCO sincronização de ePWM2 é definido igual ao seu sinal EPWM2SYNCI entrada de sincronização para acionar o módulo ePWM3. Exceto o módulo mestre ePWM1, os módulos escravos ePWM2 e ePWM3 têm que carregar o contador da base de tempo (TBCTR) com o registrador de fase da base de tempo (TBPHS) quando uma entrada de sincronização de pulso EPWMxSYNCI ocorre.

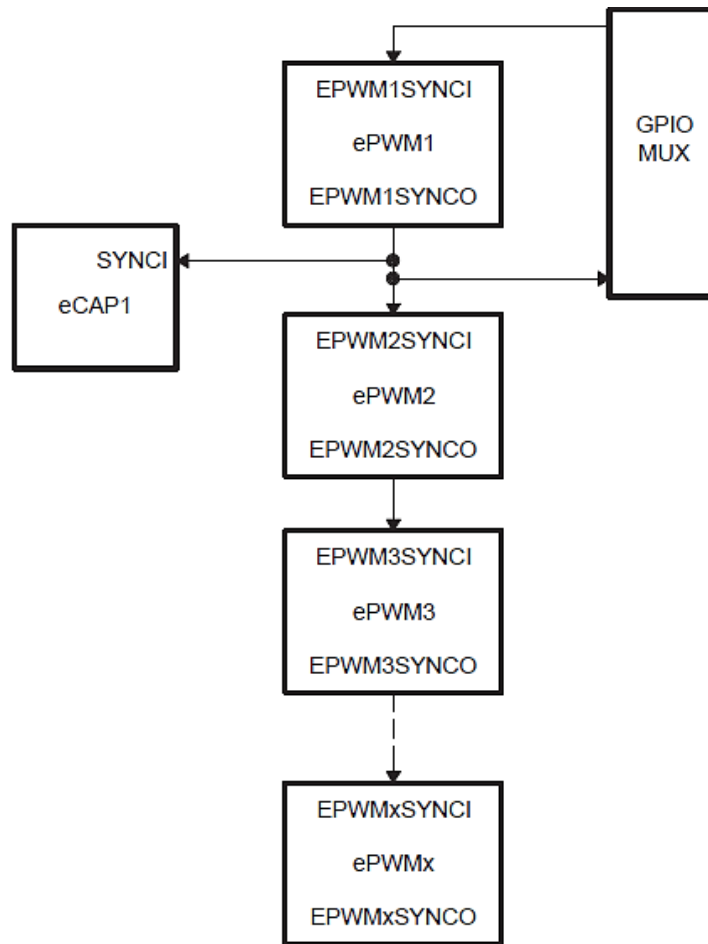


Figura 50: Sincronização do contador da base de tempo do módulo PWM.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

5.7.1.2. Submódulo de comparação do contador (*Counter compare*)

Na aplicação prática, a geração da forma de onda PWM é conseguido através da comparação entre o valor do contador (TBCTR) (onda portadora) e o valor de set-point (onda de referência), que é armazenado em um registrador de comparação do contador. A Figura 51 mostra uma maneira de gerar uma forma de onda PWM. No processo de geração de PWM o submódulo de comparação do contador (CC) é responsável pela geração dos eventos, enquanto o submódulo qualificador de ação assume a tarefa de tomar ações, que serão discutidos no próximo tópico. No submódulo de comparação do contador, existem dois

registradores: um registrador de comparação A (CMPA) e o registrador de comparação B (CMPB) para armazenar os valores que são usados para comparar continuamente com o valor do contador da base de tempo (TBCTR).

O contador da base de tempo (TBCTR) é tratado como entrada enquanto o evento gerado quando $TBCTR = CMPA$ ou $TBCTR = CMPB$ é a saída esperada. O modo de funcionamento mostrado na Figura 51 é exatamente o que é aplicado neste projeto, onde $TBCTR = CMPA$ é escolhido como o caso para geração de evento de comparação do contador. Na Figura 51, cada interseção do valor de TBCTR e CMPA está marcado com a letra A, indicando o instante quando o evento $TBCTR = CMPA$ ocorre.

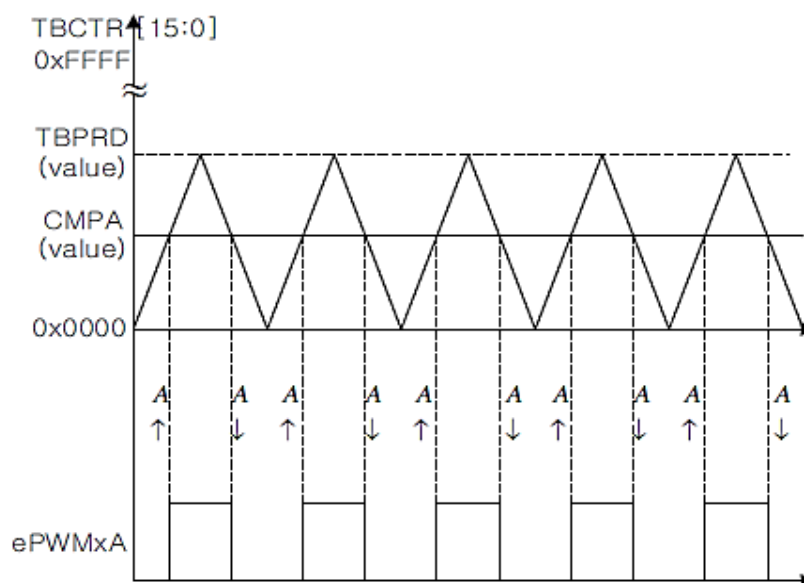


Figura 51: Evento de comparação do contador em modo crescente-decrescente, com modulação sobre ePWMxA.

5.7.1.3. Submódulo qualificador de ação

Após ocorrer os eventos nos submódulos anteriores, o submódulo qualificador de ação é responsável em tomar uma medida de ação correspondente. Há duas fontes de eventos de entrada: o submódulo da base de tempo (TB) e o submódulo de comparação do contador (CC). O TB produz um evento quando $TBCTR = 0$ e $TBCTR = TBPRD$ enquanto o CC gera um evento quando $TBCTR = CMPA$ e $TBCTR = CMPB$. Com o estado do contador da base de tempo (TBCTR) considerado, incrementando ou decrementando, os quatro eventos são expandidos para 8 eventos combinação. Quando um evento específico ocorre há quatro ações possíveis de ocorrer, estabelecer: nível lógico alto, nível lógico baixo, estado de comutação, ou memória, no qual pode-se então determinar a

forma de onda PWM. O registrador qualificador de ação de saída (AQCTLA) é usado para definir as ações que devem ser tomadas se os eventos especificados ocorrem.

Neste trabalho, para obter-se a forma de onda PWM para o funcionamento do inversor no sistema da cadeira de rodas, o registrador qualificador de ação está configurado de tal modo que na ocorrência de TBCTR = CMPA, com TBCTR incrementando, ePWMxA irá para nível baixo; enquanto que na ocorrência de TBCTR = CMPA, com TBCTR decrementando, ePWMxA irá para nível lógico baixo. Tal situação é a oposta ao mostrado na Figura 51, pois trata-se de uma questão prática verificada, de modo que o sinal PWM tenha razão cíclica igual a zero nas chaves superiores do inversor, quando o sistema estiver no estado de repouso.

5.7.1.4. Submódulo de tempo morto (*Deadband*)

Neste projeto, o sinal de acionamento dos IGBTs superior e inferior de um braço do inversor é um par de sinal PWM complementar. Este sinal é implementado utilizando o submódulo de tempo morto, utilizando o ePWMxA como fonte de sinal e, em seguida, para produzir as duas saídas PWM mutuamente complementares: ePWMxA e ePWMxB, devido à estrutura única do módulo de banda morta mostrado na Figura 52. A configuração da unidade de tempo morto é baseada em seis interruptores, S0 a S5. Cada uma das combinações de estado possibilita diferentes modos para os pares de sinais. Embora todas as combinações podem ser realizadas, nem todas são modos de aplicação típicos.

Por consideração prática de segurança, o tempo é inserido na forma de onda de PWM ideal para evitar que as duas IGBTs no mesmo braço da ponte do inversor sejam ligados simultaneamente. Portanto, o modo de operação ativo em nível lógico alto complementar (do inglês, *Active High Complementary* - AHC) está selecionado como o modo de funcionamento desejado para um par de chaves de uma fase do sistema de controle do motor trifásico. Este modo de operação é obtido a partir da seleção dos estados dos interruptores da Figura 52, que pode ser configurado no registrador de controle de tempo morto (DBCTL). Como ilustrado na Figura 52, um *delay* na borda de subida (RED) e um *delay* na borda de descida (FED) podem ser utilizados para inserir um tempo de atraso em relação ao sinal PWM original. Com o interruptor S4 e S5 definido como 0, ePWMxA é escolhido como a fonte de entrada para tanto a saída A e B. Ao definir o interruptor S2=0 e S1=1, um *delay* de borda de subida é inserido no sinal de ePWMxA original; configurando o interruptor S3 e S0 iguais a 1, o sinal ePWMxA é invertido com um *delay* de borda de descida, que é saída como sinal ePWMxB.

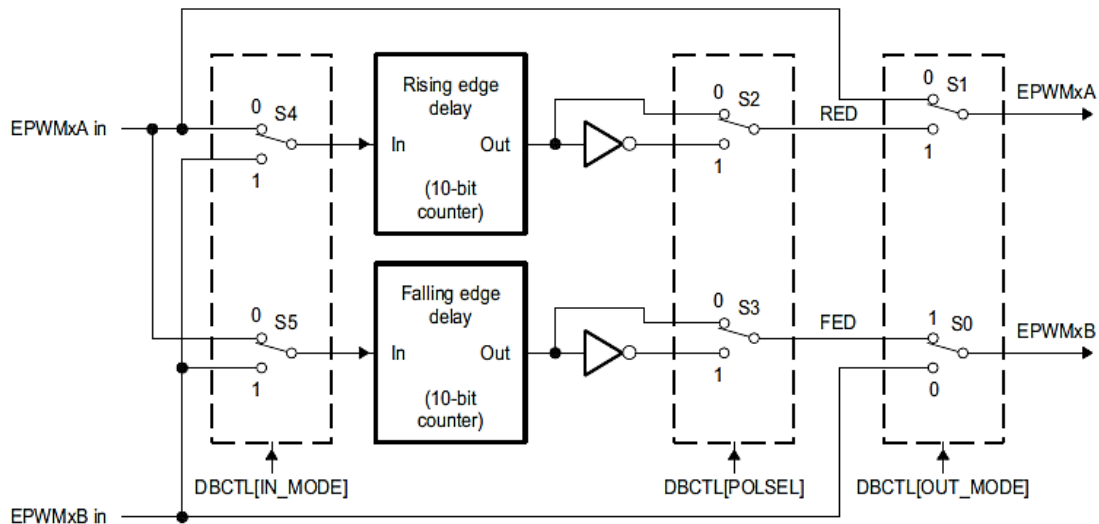


Figura 52: Diagrama em bloco do submódulo de tempo morto.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

O sinal PWM é gerado no modo de AHC de tal modo que passa a existir um período muito curto entre cada um dos períodos de PWM quando ambas as saídas do módulo ePWMx estão em nível lógico baixo, evitando assim o caso em que os sinais PWM mutuamente complementares estejam em nível lógico alto ao mesmo tempo.

5.7.1.5. Submódulo Event Trigger

Durante um período de amostragem, o módulo de conversão analógico para digital (ADC) é executado, com isto os dados amostrados são utilizados na malha de controle e servem então para atualizar a saída PWM. Portanto, os módulos ADC e PWM são configurados para funcionarem sincronizados. O módulo *Event Trigger* do ePWM é responsável pela geração de uma interrupção ou de uma conversão ADC depois de receber um sinal de evento de entrada. A fim de evitar o *aliasing* a partir do *ripple* da corrente, o instante de pico da onda portadora é sempre escolhido como o instante para a amostragem. Ambos $TBCTR = 0$ e $TBCTR = TBPRD$ podem cumprir este requisito para o instante de amostragem. Assim, $TBCTR = 0$ é definido como o evento que desencadeia início da conversão do ADC por um pulso EPWMxSOCA proveniente do módulo PWM.

5.7.2. Módulo Conversor Analógico para Digital (ADC)

O diagrama em blocos do módulo conversor analógico para digital (do inglês, *Analog to Digital Converter* - ADC) do TMS320F28335 está ilustrado na Figura 53. Possui 16 canais de entrada analógica, que estão conectadas em um multiplexador analógico (MUX). Um canal para ser amostrado pode ser selecionado enviando seu correspondente

endereço de 4 bits para o MUX. A relação entre os canais e os endereços de bits estão apresentados na Tabela 9.

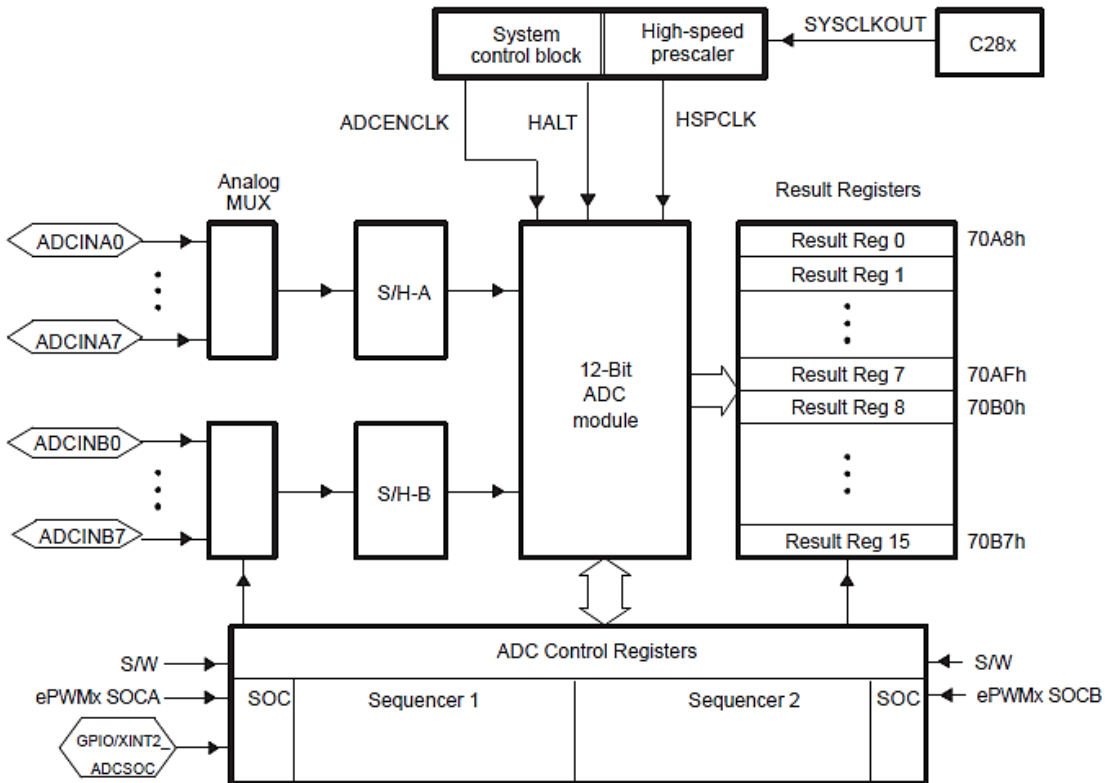


Figura 53: Diagrama em blocos do módulo ADC.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

Tabela 9: Canais de entrada e o correspondente endereçamento

Canal de entrada	Endereço $S_3S_2S_1S_0$	Canal de entrada	Endereço $S_3S_2S_1S_0$
ADCINA0	0000b	ADCINB0	1000b
ADCINA1	0001b	ADCINB1	1001b
ADCINA2	0010b	ADCINB2	1010b
ADCINA3	0011b	ADCINB3	1011b
ADCINA4	0100b	ADCINB4	1100b
ADCINA5	0101b	ADCINB5	1101b
ADCINA6	0110b	ADCINB6	1110b
ADCINA7	0111b	ADCINB7	1111b

O MUX analógico consiste de dois multiplexados de 8 canais, MUX1 e MUX2, como ilustrado na Figura 53.

As saídas dos MUX1 e MUX2 são conectadas em dois circuitos *sample and hold* (S/H), S/H-A e S/H-B, respectivamente. Os dois circuitos S/H permitem a possibilidade

de amostragem de dois canais simultaneamente. Depois do circuito S/H ter feito a amostragem, o conversor analógico para digital inicia o processo de conversão do sinal analógico para um número binário de 12 bits. O funcionamento do módulo ADC é gerenciado pelos registradores de controle do ADC. Como mostrado na Figura 53 temos dois blocos de sequenciador, *Sequencer1* e *Sequencer2*, onde os endereços dos canais a serem amostrados são colocados numa ordem apropriada. Para cada sequenciador, podem ser selecionados o máximo de oito canais. Além disso, o *Sequencer1* e *Sequencer2* podem ser mescladas em um sequenciador em cascata, onde no máximo dezesseis canais podem ser selecionados.

A fim de iniciar uma sequência de conversão do módulo ADC, é necessário um sinal de *start of conversion* (SOC). Para o *Sequencer1*, *Sequencer2* ou o Sequenciador em cascata, o sinal SOC pode ser determinado pelo módulo de PWM ou pelo bit S/W, que pode ser setado ou resetado em *software*. *Sequencer1* e o sequenciador em cascata também podem ser disparados por um sinal externo através de uma entrada ou saída (GPIO) de uso geral. O tempo total de conversão é dependente da frequência de *clock* do ADC. O *clock* do ADC é obtido utilizando um fator de divisão (*prescaler*) do *clock* do sistema. O fator total de divisão é igual ao produto entre os fatores do *prescaler* de alta velocidade, do *prescaler* do *clock* do ADC e o *prescaler* extra.

Os resultados de conversão serão escritos nos registradores de resultados, através de um MUX de seleção do resultado. Para cada sequência, o MUX de seleção do resultado enviará o primeiro resultado da conversão para o registrador *Result Reg0*, o segundo resultado de conversão para *Result Reg1* e assim por diante, até que esta sequência de conversão esteja finalizada.

O módulo ADC pode operar em diferentes configurações. Um modo de funcionamento é sempre uma combinação das três seleções básicas dos seguintes modos: sequenciador, amostragem, ou de partida.

Tabela 10: Modos de operação do ADC

Sequenciador	Amostragem	Partida
Sequenciador em cascata	Amostragem sequencial	Sequência única
Sequenciador duplo	Amostragem simultânea	Contínua

Fonte: Autor.

No modo sequenciador pode-se usar a máquina de estado do ADC 16 estágios em modo cascata ou como um par de duas unidades independentes de 8 estágios, quando selecionado o modo sequenciador duplo.

No modo de operação amostragem, selecionando o tipo simultânea irá converter dois sinais de entrada analógica ao mesmo tempo. Porém se escolher o modo amostragem sequencial, apenas um canal de entrada do multiplexador será convertido em um intervalo de tempo.

Finalmente, selecionando o modo sequência única, o sequenciador automático começa no primeiro sinal de acionamento da entrada e executa o número predefinido de conversões e termina no final desta sequência de conversão, então espera por um segundo disparo. Em modo contínuo, o sequenciador automático começa de novo no final da primeira sequência de conversão sem esperar por outro sinal de entrada de disparo, ou seja, realiza conversões automáticas da sequência.

Neste trabalho todos os sinais analógicos são amostrados no modo de amostragem sequencial, disparo de início de conversão por *software*, frequência de amostragem de 12 kHz. Devido a este fato, uma sequência de conversão para cada malha de controle dos motores é suficiente. Se possível, é desejável que todos os sinais analógicos sejam amostrados no instante em que a onda portadora de PWM atinge o seu pico.

5.7.3. Módulo Encoder (eQEP)

Um encoder incremental contém uma linha de ranhuras na periférica de um disco, como ilustrado na Figura 54. Estas ranhuras criam um padrão alternado de linhas escuras e claras. A contagem é definida como o número de pares de linhas escuras e claras que ocorrem por revolução (linhas por revolução). Como regra geral, uma segunda faixa é adicionada para gerar um sinal que ocorre uma vez por revolução, tal sinal é denominado sinal de índice QEPI (do inglês *index*), que pode ser utilizado para indicar uma posição absoluta. Fabricantes de encoder identificam, o sinal de índice usando diferentes termos tais como marcador, posição zero ou referência zero.

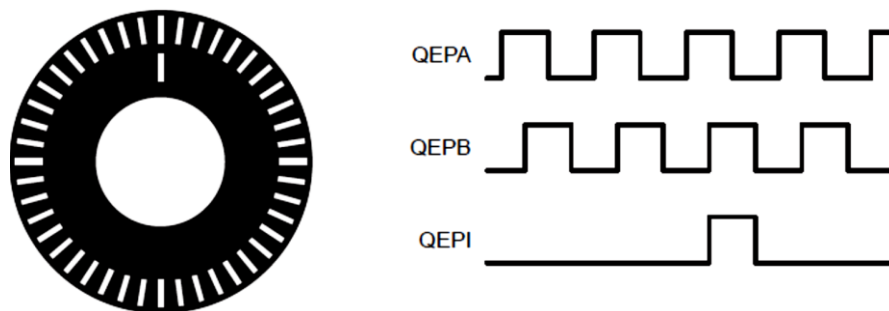


Figura 54: Disco óptico do encoder.
Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

Para obter informação sobre a direção, as linhas do disco são lidas por dois elementos foto sensíveis que detectam o padrão com uma mudança mecânica. Este deslocamento realiza-se com um retículo ou máscara que limita a vista do foto-elemento para a parte desejada das linhas de disco. Com a rotação do disco, os dois elementos foto sensíveis geraram sinais que estão defasados em 90° entre si. Estes sinais são comumente chamados de sinais de quadratura QEPA e QEPB. A direção de deslocamento horária no disco, para a maioria dos codificadores, é definida como sendo o canal QEPA vindo antes do canal QEPB e vice-versa, como se mostra na Figura 55.

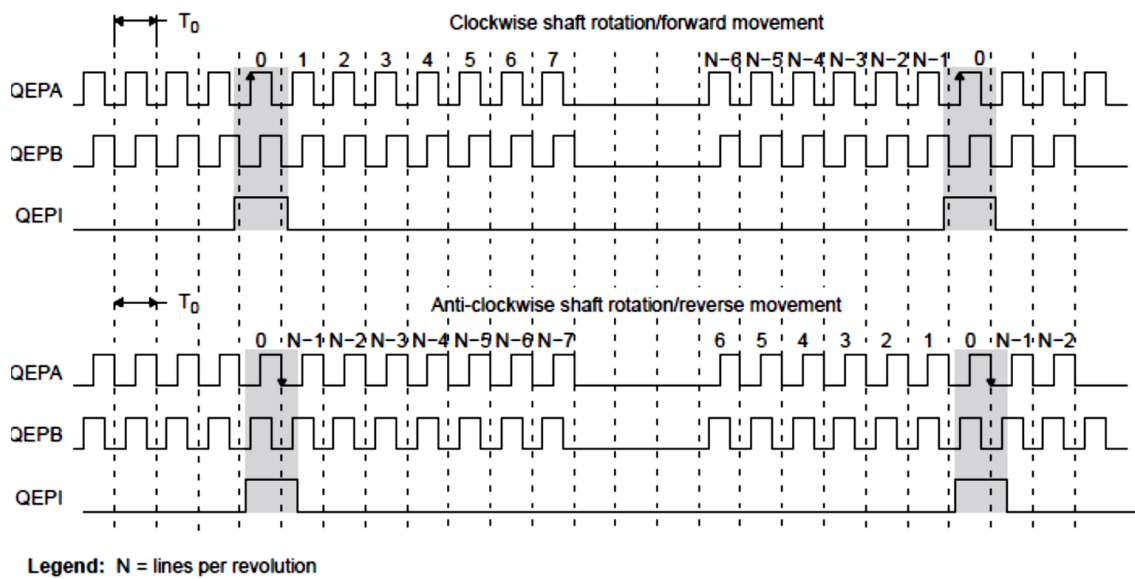


Figura 55: Sinais do módulo encoder QEP para movimentos de avanço e reversão.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

O disco do encoder faz uma revolução por cada revolução do motor ou o disco pode estar em uma relação de engrenagens em relação ao motor. Portanto, a frequência do sinal digital proveniente das saídas QEPA e QEPB varia proporcionalmente com a velocidade do motor. Por exemplo, com um encoder de 2000 linhas diretamente acoplado a um motor rodando a 5000 rotações por minuto (rpm), isto resultará numa frequência de 166,6 kHz, logo efetuando a medida da frequência, seja da saída QEPA ou QEPB, o processador pode determinar a velocidade do motor.

Estimar a velocidade a partir de um sensor de posição digital é uma estratégia eficaz em termos de custos no controle de um motor. Duas diferentes aproximações de primeira ordem para a velocidade podem ser escritas:

$$v(k) \approx \frac{x(k) - x(k - 1)}{T} = \frac{\Delta X}{T} \quad (129)$$

$$v(k) \approx \frac{X}{t(k) - t(k-1)} = \frac{X}{\Delta T} \quad (130)$$

onde: $v(k)$ velocidade no instante de tempo k ; $x(k)$ é a posição no instante de tempo k ; $x(k-1)$ é a posição no instante $k-1$; T é unidade de tempo fixado; ΔX é o movimento incremental de posição em período de tempo; $t(k)$ é o instante de tempo k ; $t(k-1)$ é o instante de tempo $k-1$; X é o valor de posição da unidade; ΔT é o incremento de tempo decorrido para o movimento de uma posição da unidade.

O método convencional de estimativa de velocidade é dada por (129), no qual exige uma base de tempo para fornecer uma unidade de tempo unitário para o cálculo da velocidade.

A contagem do encoder (posição) é lida uma vez durante cada evento unitário de tempo. A quantidade $[x(k) - x(k-1)]$ é formado subtraindo a leitura anterior da leitura atual. Em seguida, a estimativa da velocidade é calculada pela multiplicação da constante conhecida $1/T$, em que T é a constante de tempo entre eventos da unidade de tempo especificado em função do número de pulsos de clock QCLK.

A estimativa baseada em (129) tem um limite de exatidão inerente diretamente relacionada com a resolução do sensor de posição e o período da unidade de tempo T . Por exemplo, considere um encoder de 500 linhas por rotação em quadratura uma com uma taxa de cálculo da velocidade de 400 Hz. Quando utilizado para a posição o encoder de quadratura dá um aumento de quatro vezes na resolução, neste caso, 2000 contagens por revolução. A rotação mínima que pode ser detectada, por conseguinte, 0,0005 revoluções, o que dá uma resolução da velocidade de 12 rpm quando amostrado a 400 Hz. Embora esta resolução pode ser satisfatória a velocidades moderadas ou altas, por exemplo, um erro de 1% a 1200 rpm, seria claramente inadequado a baixas velocidades. Na verdade, para velocidades inferiores abaixo de 12 rpm, a estimativa de velocidade acaba sendo erroneamente zero a maior parte do tempo.

Para operação a baixa velocidade, (130) proporciona maior exatidão. Sendo assim, é necessário ter um sensor de posição que produza um trem de pulsos de intervalo fixo, tal como o encoder de quadratura acima mencionado. A largura de cada pulso é definida pela velocidade do motor para uma determinada resolução do sensor. A equação (130) pode ser usada para calcular a velocidade do motor através da medição do tempo decorrido entre sucessivos pulsos de quadratura. No entanto, este método sofre da limitação oposta citada da

equação (129). Uma combinação de uma alta velocidade do motor e com uma alta resolução do sensor fazendo com que o intervalo de tempo ΔT seja pequeno e, portanto isto pode introduzir um erro considerável em estimativas de alta velocidade com a resolução do temporizador.

Para sistemas que operam com diferentes níveis de velocidade (desde baixas até altas rotações) a estimativa de velocidade para baixas rotações deve ser por meio de (130), enquanto que para altas rotações é através da (129).

O controlador de sinais digitais TMS320F28335 possui dois módulos de posicionamento e codificador em quadratura (do inglês, *Quadrature Encoder Positioning-QEP*). Este módulo é utilizado como uma unidade de suporte em *hardware* para encoder incrementais.

O módulo eQEP é capaz de ser executado em dois modos de funcionamento diferentes. No modo de quadratura do *clock*, o módulo eQEP recebe dois sinais de onda em quadratura provindo do encoder.

No modo de contagem de direção, um sinal de onda quadrada e um sinal de direção são enviados para o módulo eQEP. O contador do módulo irá aumentar ou diminuir dependendo da direção. Em ambos os modos, um sinal de pulso *index* é usado para determinar a posição absoluta do encoder.

O modo de operação do módulo eQEP é decidido pelo tipo de encoder utilizado. Neste trabalho utiliza-se o encoder incremental, o qual gera os sinais A e B em quadratura e o *index*.

A Figura 56 mostra o diagrama em blocos do módulo eQEP, o qual contém as seguintes unidades:

- Entrada programável para cada pino de entrada (GPIO MUX);
- Unidade decodificadora de quadratura (QDU);
- Contador de posição e unidade de controle para medida de posição (PCCU);
- Unidade de captura de quadratura para medição de baixas rotações (QCAP);
- Unidade de base de tempo para medição de velocidade/frequência (UTIME);
- Temporizador *Watchdog*;

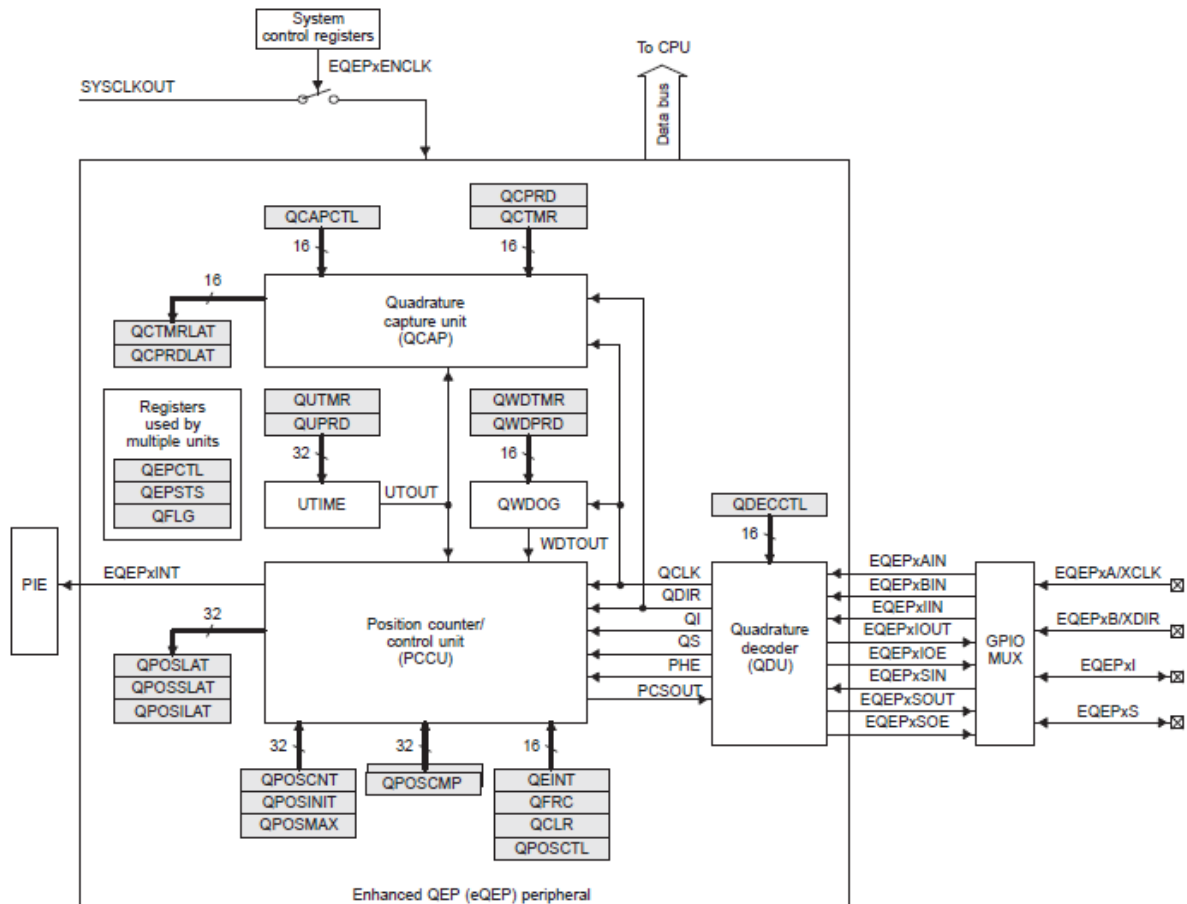


Figura 56: Diagrama em blocos do periférico eQEP.

Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

5.7.3.1. Unidade de captura de quadratura (QCAP)

O periférico eQEP inclui uma unidade de captura integrada para medir o tempo decorrido entre os eventos de uma posição da unidade, como mostrado na Figura 57. Esta característica é geralmente utilizada para a medição de baixa velocidade, conforme a seguinte expressão:

$$v(k) = \frac{X}{t(k) - t(k - 1)} = \frac{X}{\Delta T} \quad (131)$$

onde, X é a posição da unidade, definida pelo número inteiro múltiplo de bordas de quadratura, ilustrado na Figura 58. ΔT é o tempo decorrido entre eventos da unidade de posição. $v(k)$ é a velocidade no instante de tempo k .

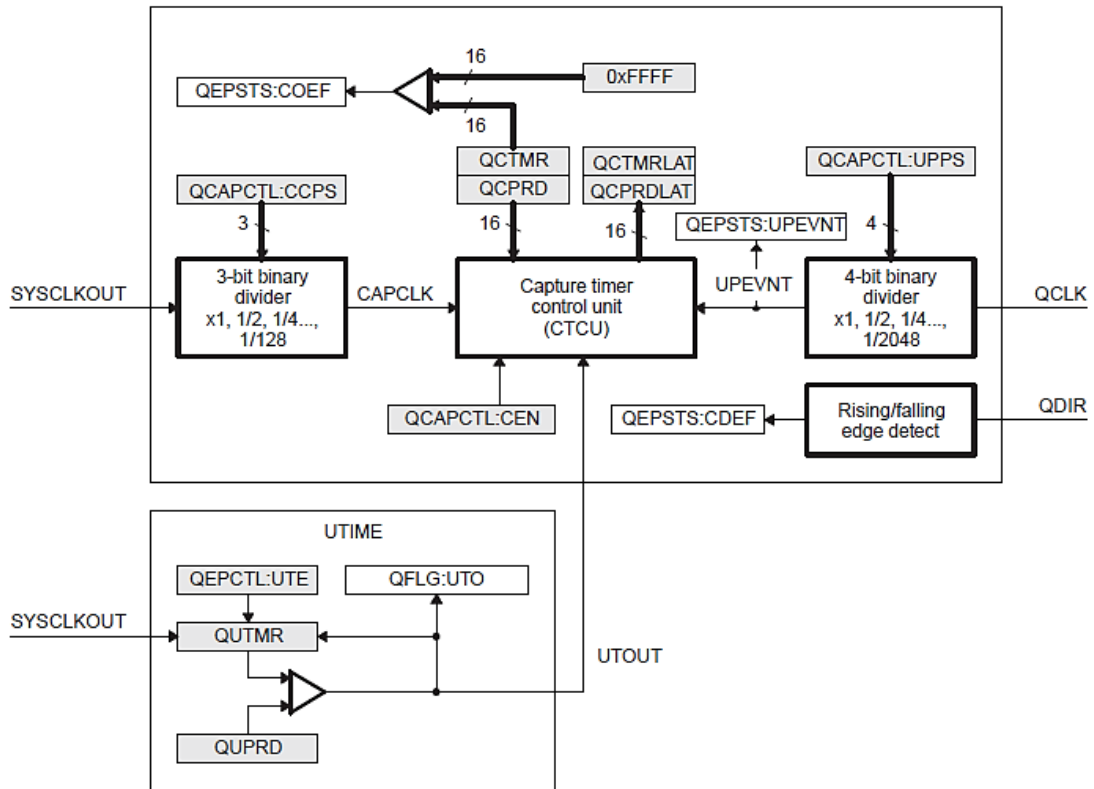


Figura 57: Detalhes dos registradores da unidade de captura.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

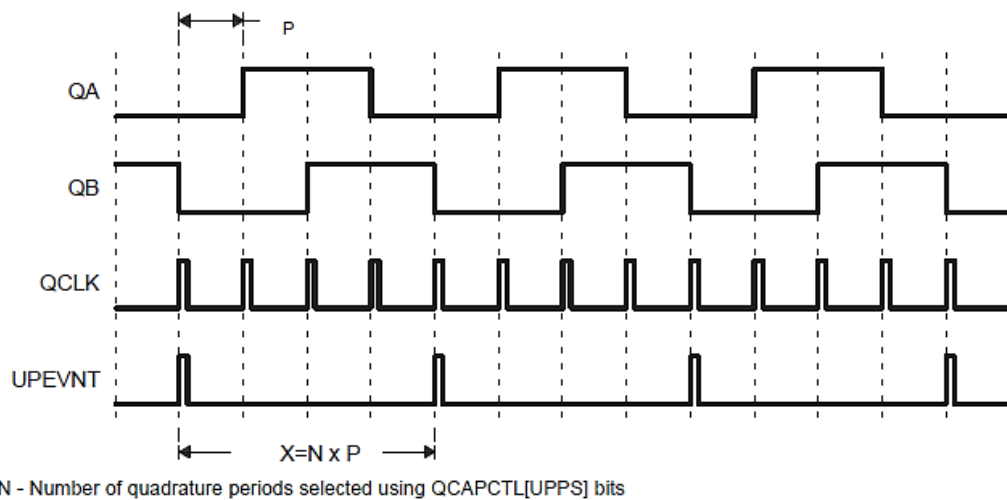


Figura 58: Evento da unidade de posição para medição de baixas rotações
QCAPCTL[UPPS] = 0010.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

O temporizador de captura eQEP (QCTMR) provem de um pré-escalamento de SYSCLKOUT programado nos bits de QCAPCTL [CCPS]. O valor do temporizador de captura (QCTMR) é memorizada no registrador de captura de período (QCPRD) em cada evento unidade de posição e, em seguida, o temporizador de captura é resetado e uma *flag* é setada em QPSTS:UPEVNT para indicar que um novo valor está

armazenado no registrador QCPRD. Via *software* pode-se verificar este sinalizador de status antes de ler o registrador de período para medição de velocidade baixa e limpar o sinalizador.

A medição do tempo (ΔT) entre os eventos de uma posição da unidade estará correto caso não haja nenhuma mudança de sentido entre os eventos da posição da unidade e se não ocorrer mais do que 65535 contagens entre os eventos de posição da unidade.

A unidade de captura define o sinalizador de erro *overflow* do eQEP (QEPSTS [COEF]) em caso de ocorrer um *overflow* do temporizador de captura entre os eventos de posição da unidade. Se uma mudança de direção ocorre entre os eventos de posição da unidade, então um sinalizador de erro é setado no registrador de status (QEPSTS [CDEF]).

Os registradores de captura do timer (QCTMR) e do período de captura (QCPRD) podem ser configurados para memorizar sobre os seguintes eventos: leitura da CPU do registrador QPOSCNT e o evento de estouro de tempo (*time out*) da unidade.

Se o bit QEPCTL [QCLM] estiver em nível lógico baixo, então os valores de captura do temporizador e o período de captura serão memorizados nos registradores QCTMRLAT e QCPRDLAT, respectivamente, quando a CPU lê o contador de posição (QPOSCNT).

Se o bit QEPCTL [QCLM] estiver em nível lógico alto, então os valores do contador de posição, temporizador de capturar e período de captura estarão memorizados nos registradores QPOSLAT, QCTMRLAT e QCPRDLAT, respectivamente, na unidade de tempo fora.

A Figura 59 mostra a operação da unidade de captura juntamente com o contador de posição.

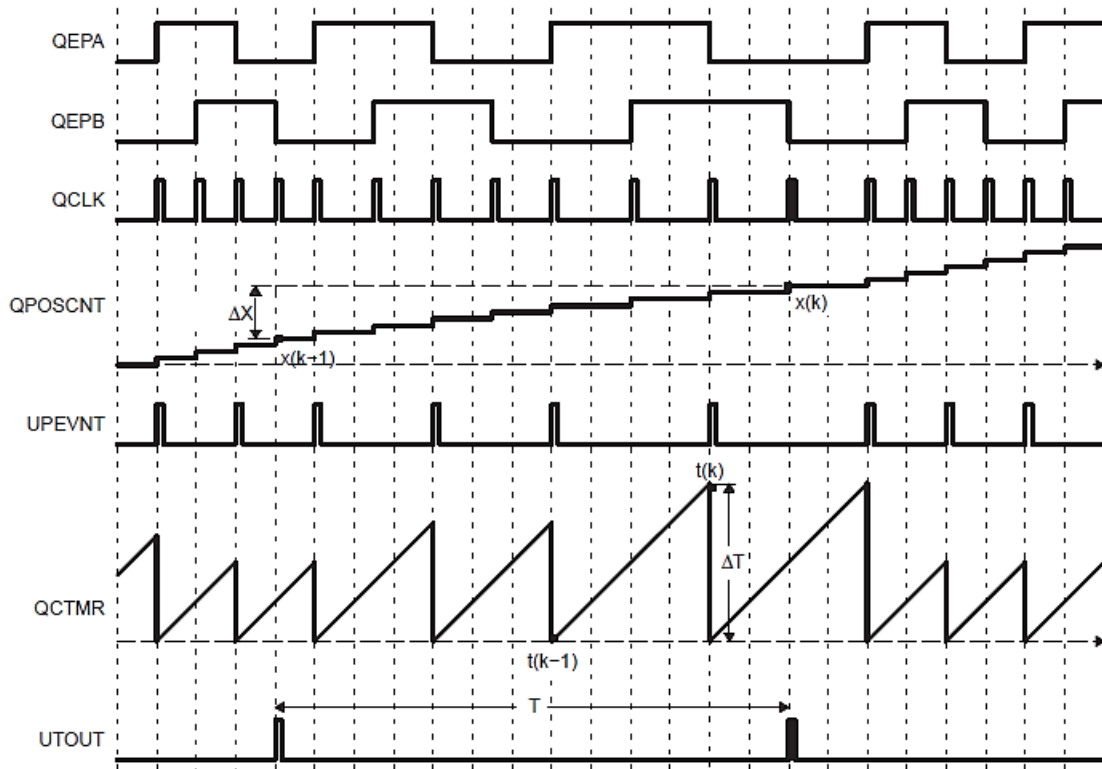


Figura 59: Detalhes de funcionamento e temporização da unidade de Captura.
 Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2009).

A unidade de tempo (T) e período da unidade (X) são configurados usando os registradores QUPRD e QCAPCTL [UPPS]. Saída de posição incremental e saída de tempo incremental está disponível nos registradores QPOSLAT e QCPRDLAT.

A posição incremental (ΔX) é a diferença entre QPOSLAT(k) e QPOSLAT(k-1). E (ΔT) é a memória do período de captura.

Neste trabalho, o registrador QCAPCTL [CCPS] foi configurado de modo que:

$$CAPCLK = \frac{SYSCLKOUT}{128} = 1171,875 \text{ kHz} \quad (132)$$

E o registrador QCAPCTL [UPPS]:

$$UpEvent = \frac{QCLK}{2} = \frac{(400 \text{ rpm}/60) * 4096}{2} = 13653 \text{ Hz} \quad (133)$$

5.8. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou os detalhes a respeito do trabalho desenvolvido no que concerne ao *hardware* implementado para o acionamento dos motores trifásicos de indução na cadeira de rodas.

Abordou-se também a respeito da técnica de controle por campo orientado indireto para os motores. Por meio do algoritmo de comando pelo joystick determina-se o estado de deslocamento pelo usuário. Com o estado definido, determina-se as referências de velocidade angular e linear a serem desenvolvidas pela cadeira. E por meio do modelo cinemático da cadeira de rodas obtém-se as velocidades angulares de referência para o controle de campo orientado dos motores.

Por fim, detalhou-se os periféricos de *hardware* do TMS320F28335 utilizados para o desenvolvimento do *software* contendo os módulos ADC, PWM e eQEP, os quais são fundamentais para o funcionamento adequado dos controladores de corrente, de velocidade, da cinemática direta e inversa da cadeira.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos para a sintonia dos controladores de corrente e de velocidade utilizados neste trabalho.

6. PROJETO E SINTONIA DOS CONTROLADORES

6.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os resultados de sintonia dos controladores utilizados para os motores da cadeira de rodas.

O projeto e a sintonia dos controladores de corrente e velocidade para os motores do sistema utiliza a modelagem dinâmica do motor em Γ inverso (CHENG e YUAN, 2011). Os parâmetros já obtidos por ensaios no modelo T são recalculados para o modelo Γ inverso. A partir de tal modelagem obtém-se o equacionamento em coordenadas síncronas, no qual as variáveis de controle são constantes e possibilita determinar os parâmetros dos controladores PI da malha de corrente.

Inicia-se com o projeto de sintonia do controlador para a malha de corrente. Alguns pontos de consideração da dinâmica do motor sobre o controlador são analisados tais como o acoplamento entre tensão e corrente, o efeito da força contra eletromotriz (FCEM) do rotor.

A implementação do controlador PI síncrono na malha de corrente, considerando os efeitos citados anteriormente, torna-se possível com a aplicação do método de controle de modelo interno IMC (do inglês, *Internal Model Control*) proposto inicialmente por THOMAS e BOIDIN (1991), aprimorado por HARNEFORS e NEE (1998) e aplicado na técnica de controle por campo orientado indireto por CHENG e YUAN (2011).

Acrescentando-se o controle *feedforward* na malha de corrente os efeitos da FCEM e de acoplamento são minimizados. Além disto, acrescenta-se um controle de amortecimento ativo para suprimir os efeitos de distúrbios de carga e uma etapa de anti-*windup*, evitando uma possível saturação do integrador do controlador.

Em razão da aplicação dos motores de indução em uma cadeira de rodas, é necessário realizar também o controle de velocidade dos motores. Com isto o esquema a ser utilizado será uma estrutura de controladores realimentados em cascata, conforme ilustrado na Figura 60.

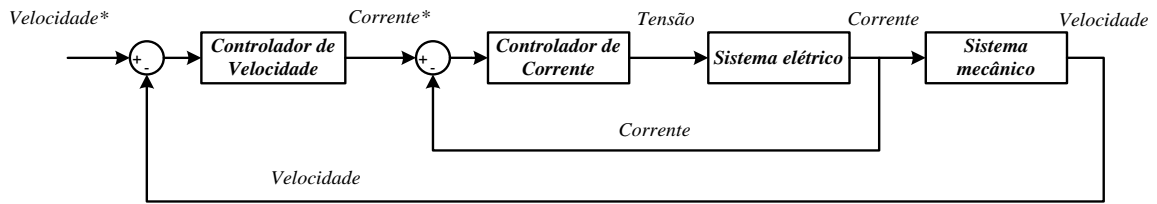


Figura 60: Controle em cascata do acionamento de um motor de indução para cadeira de rodas.

Fonte: Autor.

Após realizar o projeto e sintonia do controlador de corrente, realiza-se o projeto e sintonia do controlador da malha de velocidade. Para tal é necessário a análise do equacionamento da dinâmica mecânica do motor de indução e algumas considerações na resposta em frequência deste controlador. Com isto determina-se os ganhos do controlador PI baseado nos parâmetros do sistema. De maneira análoga ao controlador de corrente, é importante incluir-se um controle ativo do coeficiente de atrito. Vale ressaltar que a referência de velocidade do controlador provém do modelo cinemático da cadeira de rodas.

6.2. MODELO Γ INVERSO

Do modelo T nota-se que as correntes \vec{i}_m^s , \vec{i}_s^s e \vec{i}_r^s não são linearmente independentes, pois $\vec{i}_m^s = \vec{i}_s^s + \vec{i}_r^s$. Além disto, vale ressaltar que apenas uma indutância de dispersão é suficiente para modelar o comportamento do motor de indução do estator até o eixo. Devido ao fato do modelo T ter excesso de parâmetros, tal como as indutâncias de dispersão no ramo do estator e no rotor, este modelo não é adequado para a análise dinâmica ou projeto do controlador (HARNEFORS, 2002). O circuito equivalente desejado do modelo dinâmico do motor de indução é mostrada na Figura 61, em que a indutância de dispersão do rotor é removida.

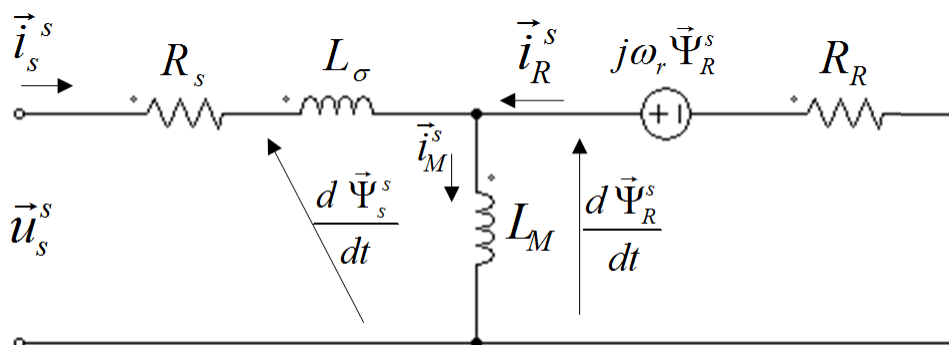


Figura 61: Circuito equivalente Γ

Fonte: Autor.

Para remover a indutância do rotor do modelo T, uma constante de transformação b é introduzida e duas novas variáveis são definidas como:

$$\vec{\Psi}_R^s = b\vec{\Psi}_r^s \quad (134)$$

$$\vec{i}_R^s = \frac{\vec{i}_r^s}{b} \quad (135)$$

Combinando as equações do modelo T, o $\vec{\Psi}_R^s$ pode ser expresso como:

$$\vec{\Psi}_R^s = b\vec{\Psi}_r^s = b(L_r b\vec{i}_R^s + L_m \vec{i}_s^s) = b^2 L_r \vec{i}_R^s + b L_m \vec{i}_s^s \quad (136)$$

Da Figura 24, temos a relação dada por $\vec{\Psi}_R^s = L_M(\vec{i}_s^s + \vec{i}_R^s)$, onde que \vec{i}_s^s e \vec{i}_R^s devem ter os mesmos coeficientes da equação (136). Logo:

$$b^2 L_r = b L_m \Rightarrow b = \frac{L_m}{L_r} \quad (137)$$

$$\vec{\Psi}_R^s = \frac{L_m^2}{L_r} (\vec{i}_s^s + \vec{i}_R^s) = L_M (\vec{i}_s^s + \vec{i}_R^s) \Rightarrow L_M = \frac{L_m^2}{L_r} \quad (138)$$

Substituindo b , \vec{i}_R^s e L_M na equação do fluxo do estator do modelo T, obtém-se então a indutância de dispersão L_σ no modelo Γ como:

$$\vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s = L_s \vec{i}_s^s + b L_m \vec{i}_r^s = L_s \vec{i}_s^s + \frac{L_m^2}{L_r} \vec{i}_r^s = L_s \vec{i}_s^s + L_M \vec{i}_r^s \quad (139)$$

$$\vec{\Psi}_s^s = (L_\sigma + L_M) \vec{i}_s^s + L_M \vec{i}_R^s \Rightarrow L_\sigma = L_s - L_M \quad (140)$$

Para obter a expressão de R_R , deve-se substituir (134) e (135) na equação do fluxo do rotor do modelo T, logo obtém-se:

$$0 = \vec{u}_r^s = b R_r \vec{i}_R^s + \frac{1}{b} \frac{d\vec{\Psi}_R^s}{dt} - j \frac{1}{b} \omega_r \vec{\Psi}_R^s = b^2 R_r \vec{i}_R^s + \frac{d\vec{\Psi}_R^s}{dt} - j \omega_r \vec{\Psi}_R^s \quad (141)$$

$$0 = R_R \vec{i}_R^s + \frac{d\vec{\Psi}_R^s}{dt} - j \omega_r \vec{\Psi}_R^s \Rightarrow R_R = b^2 R_r \quad (142)$$

Os valores determinados para o modelo Γ são apresentados na Tabela 11, obtidos a partir dos dados do modelo T.

Tabela 11: Parâmetros dos motores no modelo Γ .

Parâmetro	Motor Direito (M1)	Motor Esquerdo (M2)
R_s [Ω]	3.18	3.2
L_σ [H]	0.139	0.132
L_M [H]	0.8054	0.7971
R_R [Ω]	57.54	54.417

Baseado nas novas variáveis e parâmetros definidos para o modelo Γ inverso, as equações dinâmicas e de fluxo de acoplamento são dadas por:

$$\vec{u}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \quad (143)$$

$$0 = R_R \vec{i}_R^s + \frac{d\vec{\Psi}_R^s}{dt} - j\omega_r \vec{\Psi}_R^s \quad (144)$$

$$\vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_M \vec{i}_R^s = (L_M + L_\sigma) \vec{i}_s^s + L_M \vec{i}_R^s \quad (145)$$

$$\vec{\Psi}_R^s = L_M \vec{i}_s^s + L_M \vec{i}_R^s \quad (146)$$

No sistema de controle vetorial, a corrente do estator \vec{i}_s^s e o fluxo do rotor $\vec{\Psi}_R^s$ são as variáveis a serem controladas. Logo, as variáveis do fluxo do estator $\vec{\Psi}_s^s$ e a corrente do rotor \vec{i}_R^s não são esperadas aparecerem nas equações da dinâmica do motor.

A partir de (145) e (146), pode-se reescrever o $\vec{\Psi}_s^s$ e \vec{i}_R^s usando \vec{i}_s^s e o fluxo do rotor $\vec{\Psi}_R^s$ como variáveis de estado tal como:

$$L_\sigma \frac{d\vec{i}_s^s}{dt} = \vec{u}_s^s - (R_s - R_R) \vec{i}_s^s - \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M} \right) \vec{\Psi}_R^s \quad (147)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_R^s}{dt} = R_R \vec{i}_s^s - \left(\frac{R_R}{L_M} + j\omega_r \right) \vec{\Psi}_R^s \quad (148)$$

Note que o circuito equivalente do modelo Γ inverso do motor de indução está referenciado no sistema de coordenadas estacionária. Para obter o modelo em coordenadas síncronas é necessário realizar uma transformação de coordenada de (147) e (148).

Atribuindo ao sistema síncrono girante a mesma velocidade de rotação do fluxo do rotor, obtêm o eixo d como sendo a direção em que o fluxo do rotor está orientado. Se o ângulo entre as coordenadas do sistema síncrono e as coordenadas do sistema estacionário é θ_l e a velocidade de rotação do sistema de coordenadas síncrono girante é ω_l , temos que as equações da dinâmica do motor de indução no sistema de referência síncrono girante são expressas por:

$$L_\sigma \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \vec{u}_s - (R_s - R_R + j\omega_l L_\sigma) \vec{i}_s - \left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M} \right) \vec{\Psi}_R \quad (149)$$

$$\frac{d\vec{\Psi}_R}{dt} = R_R \vec{i}_s - \left(\frac{R_R}{L_M} + j(\omega_r - \omega_l) \right) \vec{\Psi}_R \quad (150)$$

Onde \vec{i}_s e $\vec{\Psi}_R$ são obtidos a partir da transformação $e^{j\theta_1}$.

As equações (149) e (150) são importantes para o projeto do regulador de corrente e estimação do fluxo, respectivamente.

6.3. CONTROLADOR DE CORRENTE

O controlador de corrente é composto de um controlador PI, *feedforward* e *active damping*. A estrutura completa do controlador de corrente está ilustrada na Figura 62.

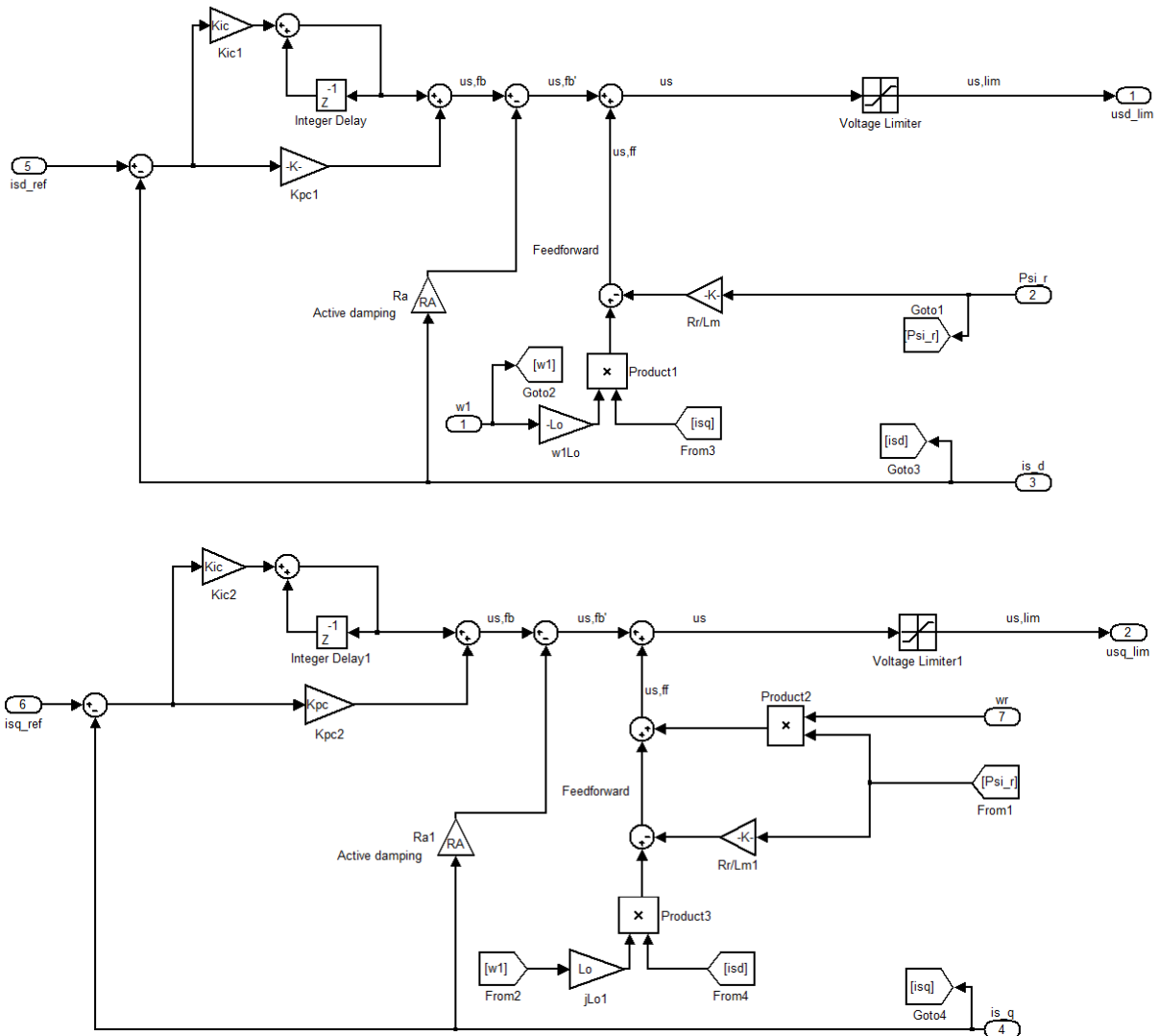


Figura 62: Controlador de corrente.

Fonte: Autor.

Para o controlador de corrente, os sinais de entrada são:

- $\vec{i}_{s,ref}$, que é calculada baseada no valor de referência do torque e no fluxo do rotor.

- \vec{i}_s , corrente do estator em coordenadas síncronas, obtida a partir da transformação de Clarke e Park das correntes mensuradas do motor.
- ω_r , velocidade angular elétrica do rotor, obtida através da multiplicação do número de pares de pólos ($Np=P/2$) com a velocidade angular mecânica do rotor Ω_r , medida pelo encoder.
- $\hat{\omega}_1$ e $\hat{\Psi}_r$, velocidade angular e magnitude do fluxo do rotor $\hat{\Psi}_r$, obtidos a partir do equacionamento dinâmico da máquina.

O sinal de saída do controlador é:

- $\vec{u}_{s,lim}$, tensão de saída estator saturada por um limitador de tensão. Vale ressaltar que $\vec{u}_{s,lim}$ é o sinal a ser aplicado diretamente na máquina, após transformadas inversas de Clarke e Park.

6.3.1. Determinação da referência de corrente

Considerando o modelo Γ inverso, a expressão do torque em coordenadas síncronas pode ser obtida a partir do equacionamento do torque já realizado para o modelo T em coordenadas estacionárias. Sendo assim, tem-se que:

$$T_e = \frac{3Np}{2} \text{Im}\{\vec{\Psi}_s^{s*} \vec{i}_s^s\} = \frac{3Np}{2} \text{Im}\{(L_\sigma \vec{i}_s^s + \vec{\Psi}_R^s)^* \vec{i}_s^s\} \quad (151)$$

$$= \frac{3Np}{2} \text{Im}\{L_\sigma \vec{i}_s^{s*} \vec{i}_s^s + \vec{\Psi}_R^{s*} \vec{i}_s^s\} = \frac{3Np}{2} \text{Im}\{\vec{\Psi}_R^{s*} \vec{i}_s^s\} \quad (152)$$

$$= \frac{3Np}{2} \text{Im}\{(\vec{\Psi}_R^s e^{j\theta_1})^* \vec{i}_s^s e^{j\theta_1}\} = \frac{3Np}{2} \text{Im}\{\vec{\Psi}_R^{s*} e^{-j\theta_1} \vec{i}_s^s e^{j\theta_1}\} \quad (153)$$

$$= \frac{3Np}{2} \text{Im}\{\vec{\Psi}_R^{s*} \vec{i}_s^s\} = \frac{3Np}{2} (\Psi_{Rd} i_{sq} - \Psi_{Rq} i_{sd}) \quad (154)$$

O eixo d é definido para ter a mesma orientação do fluxo do rotor $\vec{\Psi}_R$, o que significa que Ψ_{Rq} é sempre 0 e a magnitude de $\vec{\Psi}_R$ é igual a Ψ_{Rd} . A equação do torque pode ser simplificada como:

$$T_e = \frac{3Np}{2} \Psi_{Rd} i_{sq} \quad (155)$$

O valor de referência $i_{sq,ref}$ de i_{sq} pode ser obtida a partir da expressão (22) com o torque desejado $T_{e,ref}$:

$$i_{sq,ref} = \frac{2}{3Np\Psi_R} T_{e,ref} \quad (156)$$

Em regime permanente, a parte real da equação (17) pode ser reescrita como:

$$0 = R_R i_{sd} - \frac{R_R}{L_M} \Psi_{Rd} + (\omega_r - \omega_1) \Psi_{Rq} \quad (157)$$

Como $\Psi_{Rq} = 0$, o valor de referência de i_{sd} pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$i_{sd,ref} = \frac{1}{L_M} \Psi_{Rd,ref} \quad (158)$$

A estrutura de determinação da referência da corrente é inserida na malha de controle de velocidade.

6.3.2. Feedforward

A equação dinâmica da corrente do estator \vec{i}_s do modelo Γ inverso em coordenadas d e q é expressa em (149).

Nota-se que o termo $\left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right) \vec{\Psi}_R$ corresponde a uma não linearidade, resultante da ação da FCEM do rotor sobre o estator e tal expressão precisa ser removida a fim de obter uma relação linear entre \vec{i}_s e \vec{u}_s . Além disso, há o termo $j\omega_1 L_\sigma$ que introduz um acoplamento cruzado entre as componentes d e q .

O efeito do acoplamento cruzado e da FCEM não é desejado para o projeto do controlador de corrente. Assim deve-se aplicar uma malha *feedforward* para eliminar os dois efeitos citados. O sinal *feedforward* $\vec{u}_{s,ff}$ necessário a ser incluído é dado por:

$$\vec{u}_{s,ff} = \underbrace{j\omega_1 L_\sigma \vec{i}_s}_{\text{Desacoplamento}} + \underbrace{\left(j\omega_r - \frac{R_R}{L_M}\right) \vec{\Psi}_R}_{\text{Eliminação FCEM}} \quad (159)$$

Além do sinal de *feedforward* $\vec{u}_{s,ff}$, o sinal de acionamento \vec{u}_s conterá também o sinal $\vec{u}_{s,fb}$ proveniente da ação do controlador PI sobre o sinal de corrente realimentada, que é ilustrada na Figura 62.

$$\vec{u}_s = \vec{u}'_{s,ff} + \vec{u}_{s,fb} \quad (160)$$

Inserindo (159), (160) em (149) e assumindo que os parâmetros do motor são perfeitamente estimados, o sinal de *feedforward* eliminará os termos correspondente ao acoplamento cruzado entre eixos e o efeito da FCEM do rotor. Portanto, a expressão (149) pode ser reduzida a:

$$L_\sigma \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \vec{u}'_{s,fb} - (R_s - R_R)\vec{i}_s \quad (161)$$

6.3.3. Controle ativo do amortecimento

Aplicando a transformada de Laplace na expressão (161):

$$sL_\sigma \vec{i}_s(s) = \vec{u}'_{s,fb}(s) - (R_s - R_R)\vec{i}_s(s) \quad (162)$$

$$G_p(s) = \frac{\vec{i}_s(s)}{\vec{u}'_{s,fb}(s)} = \frac{1}{sL_\sigma + R_s + R_R} \quad (163)$$

A expressão (163) trata-se de uma equação de primeira ordem e refere-se a função de transferência do motor, obtida a partir do modelo Γ inverso.

Ao acrescentar uma resistência maior na função de transferência $G_p(s)$ é possível obter uma melhor supressão de perturbação de carga (LUNDBERG e YUAN, 2010). No entanto, é difícil mudar a estrutura da máquina para aumentar a resistência, deste modo um coeficiente de resistência fictícia R_a é introduzida na equação (161) de modo que:

$$\left. \begin{array}{l} L_\sigma \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \vec{u}'_{s,fb} - (R_s - R_R)\vec{i}_s \\ \vec{u}'_{s,fb} = \vec{u}_{s,fb} - R_a \vec{i}_s \end{array} \right\} \Rightarrow L_\sigma \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \vec{u}_{s,fb} - (R_s - R_R - R_a)\vec{i}_s \quad (164)$$

Onde $\vec{u}_{s,fb}$ é a saída do controlador PI como ilustrado na Figura 62. O diagrama em bloco da inserção do controle ativo do amortecimento é mostrado na Figura 63. A nova função de transferência de $G'_p(s)$ é:

$$G'_p(s) = \frac{\vec{i}_s(s)}{\vec{u}_{s,fb}(s)} = \frac{1}{sL_\sigma + R_s + R_R + R_a} \quad (165)$$

O valor apropriado de R_a será apresentado na próxima seção.

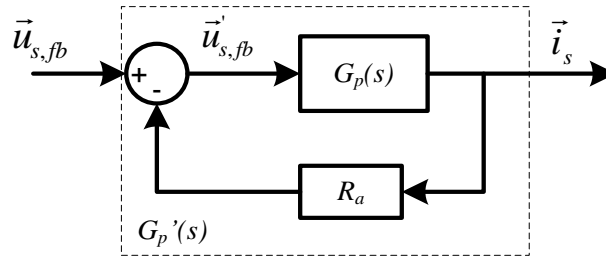


Figura 63: Controle ativo do amortecimento.
Fonte: Autor.

6.3.4. Controle por modelo interno

Com o controle ativo de amortecimento e *feedforward*, a malha de controle atual torna-se um circuito fechado com realimentação unitária, conforme ilustrado na Figura 64.

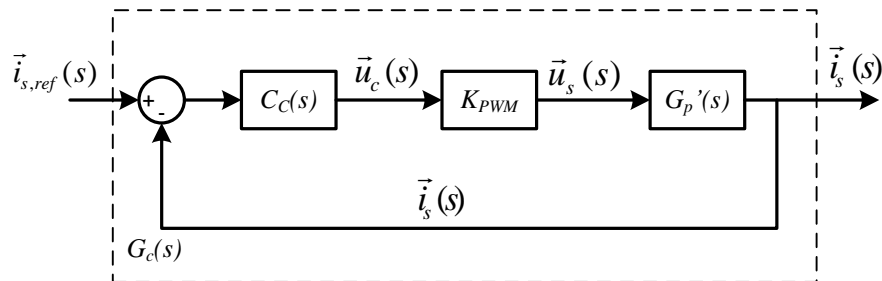


Figura 64: Diagrama em blocos da malha de corrente.
Fonte: Autor.

O controlador de corrente $C_c(s)$ é um amplificador de erro proporcional integral (PI) com ganho proporcional e integral. Sua função de transferência é dada por:

$$C_c(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \quad (166)$$

O subscrito “c” refere-se à malha de corrente.

Um conversor chaveado realiza a alimentação \vec{u}_s para o motor, a qual é resultante da tensão de controle \vec{u}_c resultante do sinal de saída da malha de controle.

$$K_{PWM} = \frac{\vec{u}_s}{\vec{u}_c} \quad (167)$$

A função de transferência de malha aberta $G_{c,OL}(s)$ da malha de corrente é dada por:

$$G_{c,OL}(s) = C_c(s) K_{PWM} G_p'(s) \quad (168)$$

$$G_{c,OL}(s) = \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) K_{PWM} \left(\frac{1}{sL_\sigma + R_s + R_R + R_a} \right) \quad (169)$$

A expressão anterior pode ser reescrita da seguinte forma, de modo a evidenciar o zero e o polo do controlador PI:

$$G_{c,OL}(s) = \frac{K_{ic}}{s} \left[\frac{(K_{ic}/K_{pc}) + s}{(K_{ic}/K_{pc})} \right] K_{PWM} \left(\frac{1/L_\sigma}{s + \tau_e} \right) \quad (170)$$

$$\text{Onde a constante elétrica } \tau_e = \frac{R_s + R_R + R_a}{L_\sigma}.$$

Os ganhos do controlador de corrente $C_c(s)$ são obtidos atentando-se à questão de localização do zero do controlador para cancelar o polo do motor. Sob estas condições determina-se que:

$$\frac{K_{ic}}{K_{pc}} = \tau_e \quad (171)$$

$$K_{pc} = K_{ic} \left(\frac{L_\sigma}{R_s + R_R + R_a} \right) \quad (172)$$

Com o cancelamento do polo, a função de transferência da malha de corrente fica da seguinte forma:

$$G_{c,OL}(s) = \frac{K_{c,OL}}{s} \quad (173)$$

$$K_{c,OL} = \left(\frac{K_{ic} K_{PWM}}{L_\sigma} \right) \quad (174)$$

A frequência de ganho unitário da função de transferência de malha aberta (173) é $\omega_c = K_{c,OL}$. Como trata-se de um sistema chaveado aplicado ao motor, deve-se selecionar a frequência de ganho unitário f_c da malha de corrente para ser aproximadamente de uma a duas ordens de magnitude menor que a frequência de chaveamento do inversor, com o objetivo de evitar interferência na malha de controle por ruído na frequência de chaveamento. Portanto, na frequência selecionada de ganho unitário, o ganho integral do controlador é:

$$K_{ic} = \frac{\omega_c L_\sigma}{K_{PWM}} \quad (175)$$

Para tornar o processo $G_p'(s)$ com a mesma largura de banda que do sistema de controle de corrente em malha fechada $G_{c,CL}(s)$ é expressa por:

$$G_{c,CL}(s) = \frac{K_{c,OL}}{s + K_{c,OL}} \quad (176)$$

A constante R_a do controle ativo de amortecimento deve ser escolhida de modo a satisfazer a seguinte relação:

$$\frac{R_s + R_R + R_a}{L_\sigma} = \frac{K_{ic}K_{PWM}}{L_\sigma} \Rightarrow R_a = K_{ic}K_{PWM} - R_s - R_R \quad (177)$$

Substituindo (172) em (174) obtém-se então:

$$R_a = \omega_c L_\sigma - R_s - R_R \quad (178)$$

Com isto completa-se o projeto e sintonia do controlador da malha de corrente, determinando os ganhos K_{pc} e K_{ic} através das expressões (172), (175) e (178).

A Tabela 12 resume os dados obtidos e parâmetros de sintonia dos controladores para as duas malhas de corrente do sistema.

Tabela 12: Parâmetros de sintonia das malhas de corrente.

	Motor Direito (M1)	Motor Esquerdo (M2)
f_c	1 kHz	1 kHz
K_{pc}	7314	6946
K_{ic}	11.6414	11.0600
K_{PWM}	75	75
R_a	812.38	772.27

Portanto, com a substituição dos parâmetros dos motores, obtém-se as respectivas funções de transferências. Assim, a função do motor direito (M1) é dada por:

$$G'_{p1}(s) = \frac{7.196}{s + 6283} \quad (179)$$

A partir das especificações citadas anteriormente o controlador de corrente para o motor direito (M1) é expresso por:

$$C_{c1}(s) = \frac{7314 s + 11.6414}{s} \quad (180)$$

Uma análise da resposta em frequência da malha de corrente não compensada e com o compensado é ilustrada na Figura 65.

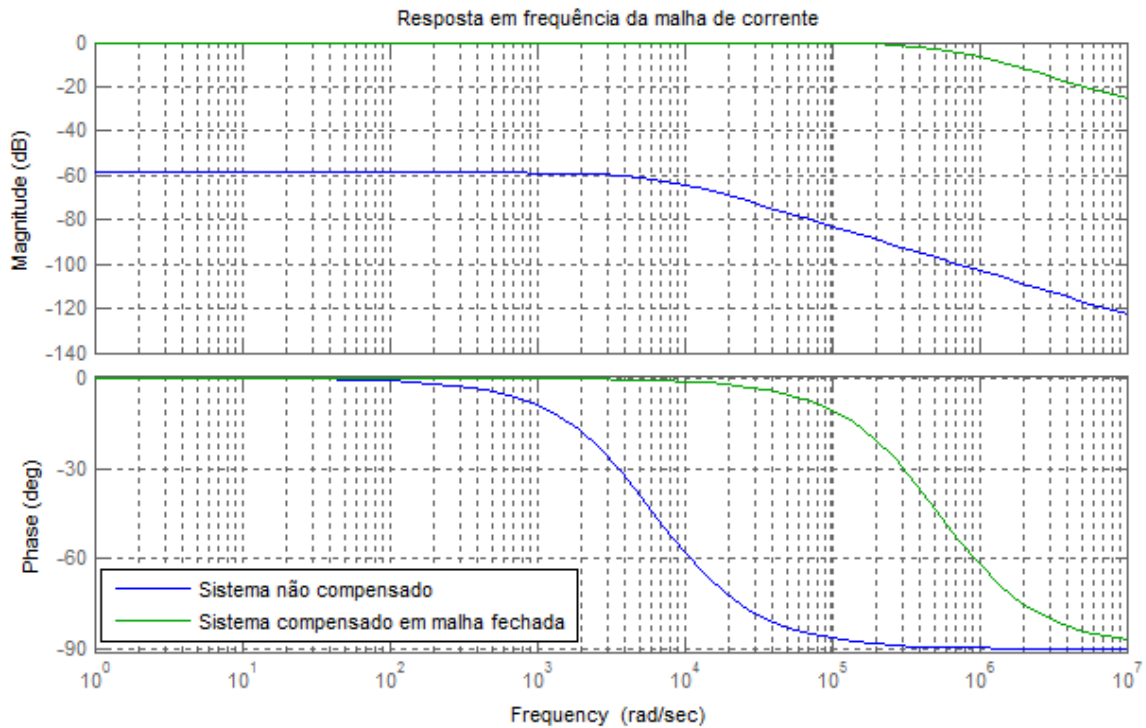


Figura 65: Resposta em Frequência da malha de corrente do motor direito (M1).

Fonte: Autor.

Conseqüentemente, para o motor esquerdo (M2) tem-se as seguintes expressões:

$$G'_{p2}(s) = \frac{7.578}{s + 6283} \quad (181)$$

Com a função do controlador de corrente sendo dada por:

$$C_{c2}(s) = \frac{6946 s + 11.0600}{s} \quad (182)$$

A análise da resposta em frequência da malha de corrente não compensada e com o compensado é ilustrada na Figura 66.

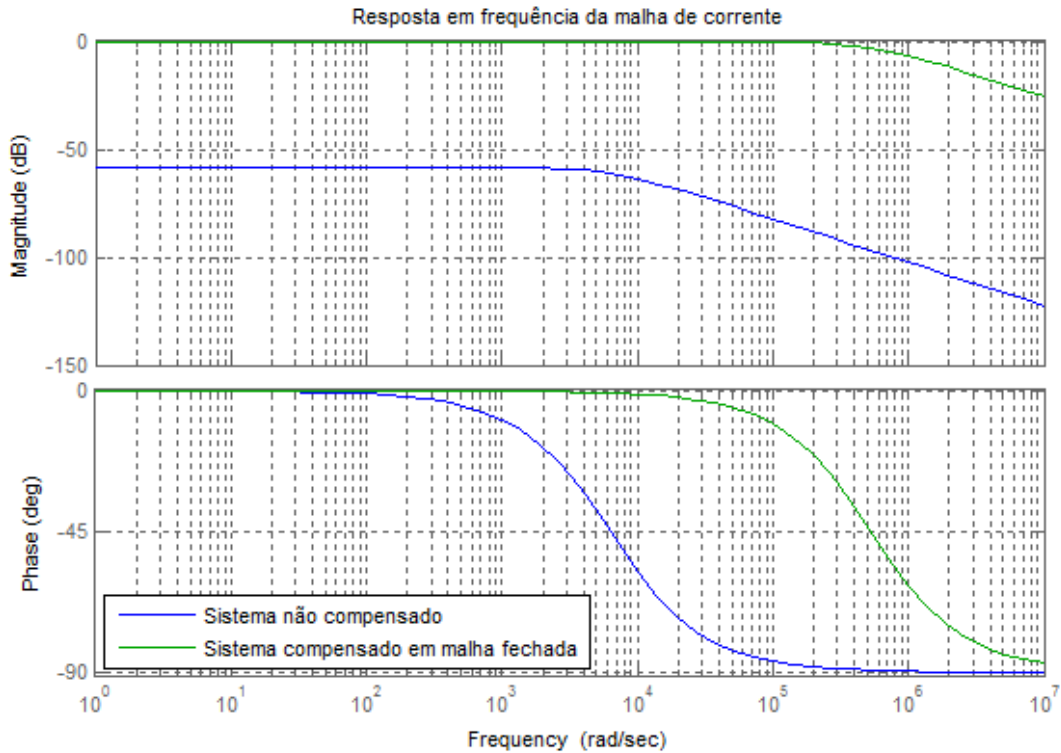


Figura 66: Resposta em Frequência da malha de corrente do motor esquerdo (M2).
 Fonte: Autor.

6.3.5. Limitador de tensão

Com base nos princípios de trabalho do PWM de três fases e o inversor utilizado, sabe-se que a amplitude da tensão senoidal aplicada equivalente ao estator da máquina é limitada a metade da tensão CC. Este fato pode ser modelado como um limitador de tensão como mostrado na Figura 62. Além do mais, a amplitude da tensão de modulação deve ser menor do que a metade da tensão CC, caso contrário obtém-se uma tensão de modulação maior que a metade da tensão CC do barramento e conseqüentemente a saída do inversor apresentaria uma tensão CC.

Para uma grande mudança na referência ou grande distúrbio, o sistema pode alcançar esse limite. Isso torna o sistema não linear e introduz adicional atraso na malha quando os limites são alcançados. Por exemplo, uma alta corrente pode ser requerida de um controlador, devido a um aumento súbito no torque da carga, mas o limite da corrente fará a malha de corrente a esse requisito de aumento mais lentamente do que teria sido projetado previamente (MOHAN, 2015).

6.3.6. Discretização do controlador de corrente para o DSC

A função de transferência para o controlador proporcional (PI) obtidas anteriormente são discretizadas para a implementação no DSC. O processo de discretização

escolhido é o método de conversão *Backward Euler*, no qual a função de controlador PI é expressa por:

$$Cc(z) = k_1 + k_2 \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (183)$$

onde k_1 e k_2 são os ganhos do controlador discreto e T_s o período da frequência de amostragem f_s de 2 kHz.

Com isto a função discreta do controlador PI de corrente do motor direito (M1) é dado por:

$$Cc_1(z) = 7314 + 0.0058204679 \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (184)$$

E o controlador PI discreto do motor esquerdo (M2) é:

$$Cc_2(z) = 6946 + 0.0055299906 \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (185)$$

6.4. EQUACIONAMENTO DO FLUXO E DO ESCORREGAMENTO

Existem basicamente dois métodos para determinação do valor de fluxo e escorregamento, que são: o modelo de corrente e o modelo de tensão. Em comparação com o modelo de tensão, o modelo de corrente é mais apropriado para aplicação de baixa velocidade, apesar da sensibilidade a variações dos parâmetros (CHENG e YUAN, 2011). Como resultado, a determinação do fluxo utilizado neste trabalho é o modelo em corrente implementado na orientação de campo indireta (IFOC), que indica que as quantidades utilizadas para a estimativa de fluxo são correntes adquiridos do motor referenciadas no sistema de coordenadas síncronas d e q .

Com a aquisição da corrente do estator \vec{i}_s no sistema $d-q$ e da velocidade angular elétrica do rotor, as equações para determinar o fluxo são obtidas a partir da expressão (150).

Reescrevendo (150) como um número complexo e assumindo que $\vec{\Psi}_R = \Psi_{Rd} + j0$; uma vez que esta é a orientação desejada para o sistema de coordenadas síncronas d e q , a equação de fluxo do rotor pode ser expressa como:

$$\frac{d\hat{\Psi}_R}{dt} = R_R \hat{i}_{sd} - \frac{R_R}{L_M} \hat{\Psi}_R \quad (186)$$

$$0 = R_R \hat{i}_{sq} - (\hat{\omega}_1 - \omega_r) \hat{\Psi}_R \quad (187)$$

Reescrevendo (186) e (187) na forma integral, as saídas estimadas de amplitude, velocidade e posição do fluxo podem ser determinadas pelas seguintes expressões:

$$\hat{\Psi}_R = \int_0^t \left(R_R \hat{i}_{sd} - \frac{R_R}{L_M} \hat{\Psi}_R \right) dt \quad (188)$$

$$\hat{\omega}_1 = \omega_r + \hat{\omega}_2 = \omega_r + \frac{R_R}{\hat{\Psi}_R} \hat{i}_{sq} \quad (189)$$

$$\hat{\theta}_1 = \int_0^t \hat{\omega}_1 dt \quad (190)$$

Onde $\hat{\omega}_2 = \hat{\omega}_1 - \omega_r$ é o escorregamento, isto é, diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade elétrica do rotor.

6.4.1. Discretização do processo de determinação do fluxo e escorregamento

Com as expressões (188), (189) e (190) a estrutura de determinação do fluxo, escorregamento e velocidade síncrona é ilustrado na Figura 67 para o modo discreto.

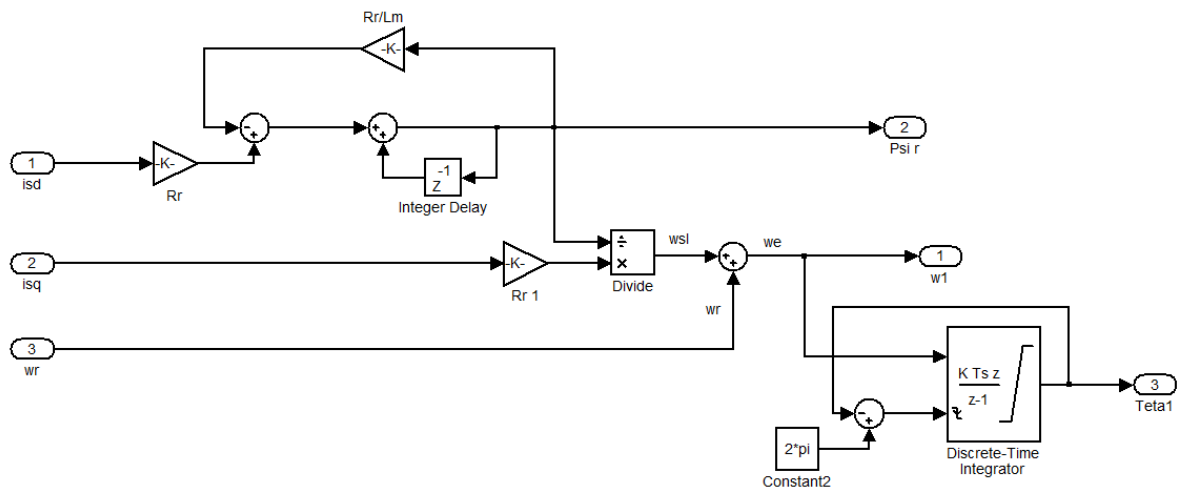


Figura 67: Estrutura para determinar o fluxo, escorregamento e velocidade síncrona.

Fonte: Autor.

6.5. CONTROLADOR DE VELOCIDADE

A equação dinâmica da parte mecânica do motor de indução pode ser expressa como:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{T_e - T_L}{J} \quad (191)$$

Onde ω_r é a velocidade angular mecânica do motor, T_e é o torque eletrodinâmico, T_L é o torque da carga, J o momento de inércia, B coeficiente de atrito.

Reescrevendo na forma de função de transferência, $G_T(s)$ tem-se:

$$G_T(s) = \frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{Js + B} \quad (192)$$

Para uma supressão maior de perturbação de carga, um coeficiente B_a de modo a deslocar o polo no semiplano esquerdo, distanciando-o da origem do lugar geométrico das raízes. Assim, obtém-se:

$$G_T'(s) = \frac{1}{Js + (B + B_a)} \quad (193)$$

A largura de banda da malha de velocidade $\omega_{c\Omega}$ é selecionada para que seja de uma ordem de magnitude menor que da malha de corrente (MOHAN, 2015). Portanto, a malha de corrente pode ser considerada ideal para propósitos de projeto e representada por um valor unitário na banda de frequência da malha de velocidade, conforme ilustrado na Figura 68.

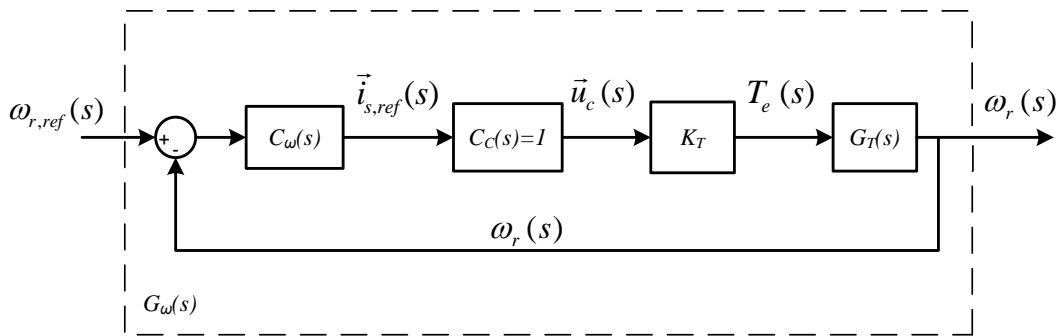


Figura 68: Diagrama de blocos da malha de velocidade.

Fonte: Autor.

O controlador de velocidade $C_\omega(s)$ é do tipo proporcional integral (PI). A função de transferência de malha aberta $G_{\omega,OL}(s)$ descreve a malha de velocidade mostrada na Figura 68, onde o subscrito “ ω ” se refere à velocidade.

$$G_{\omega,OL}(s) = C_\omega(s) C_c(s) K_t G_T(s) \quad (194)$$

$$G_{\omega,OL}(s) = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) K_t \left(\frac{1}{Js + (B + B_a)} \right)$$

A qual pode ser rearranjada, ficando da seguinte forma:

$$G_{\omega,OL}(s) = \frac{K_{i\omega}}{s} \left[\frac{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) + s}{(K_{i\omega}/K_{p\omega})} \right] K_t \left(\frac{1/J}{s + (B + B_a)/J} \right) \quad (195)$$

Os ganhos do controlador de corrente $C_\omega(s)$ são obtidos atentando-se à questão de localização do zero do controlador para cancelar o polo da dinâmica do torque. Sob estas condições determina-se que:

$$\frac{K_{i\omega}}{K_{p\omega}} = \frac{(B + B_a)}{J} \quad (196)$$

$$K_{i\omega} = K_{p\omega} \frac{(B + B_a)}{J} \quad (197)$$

Com o cancelamento do polo, a função de transferência da malha de velocidade fica reduzida para:

$$G_{\omega,OL}(s) = \frac{K_{\omega,OL}}{s} \quad (198)$$

$$K_{\omega,OL} = \left(\frac{K_{p\omega} K_T}{J} \right) \quad (199)$$

Na função de transferência a frequência de ganho unitário é $\omega_{c\Omega} = K_{\omega,OL}$. Selecionando a frequência de ganho unitário $f_{c\Omega}$ da malha de velocidade para ser aproximadamente uma ordem menor que da malha de corrente. Portanto, na frequência selecionada de ganho unitário, tem-se que o ganho proporcional do controlador é dado por:

$$K_{p\omega} = \frac{\omega_{c,\Omega} J}{K_T} \quad (200)$$

Vale ressaltar que em malha fechada a função de transferência da malha de velocidade é dada por:

$$G_{\omega,cl}(s) = \frac{K_{\omega,OL}}{s + K_{\omega,OL}} \quad (201)$$

Tal equação é similar a função de transferência em malha fechada do projeto do controlador de corrente. Logo, a estrutura do controlador de velocidade será análoga ao de corrente, isto é, incluindo um controle por modelo interno e controle ativo de amortecimento.

A constante B_a do controle ativo de amortecimento deve ser escolhido de modo a satisfazer a seguinte relação:

$$\frac{B + B_a}{J} = \left(\frac{K_{p\omega} K_T}{J} \right) \quad (202)$$

$$B_a = K_{p\omega} K_T - B \quad (203)$$

Com esta abordagem proposta, completa-se o projeto e sintonia do controlador da malha de velocidade, determinando os ganhos $K_{p\omega}$ e $K_{i\omega}$ através da expressões

(197) e (200). A Figura 69 mostra a implementação do controlador de velocidade com o controlador PI, amortecimento ativo, saturador e com determinação da referência da corrente provindo de (156) e (158).

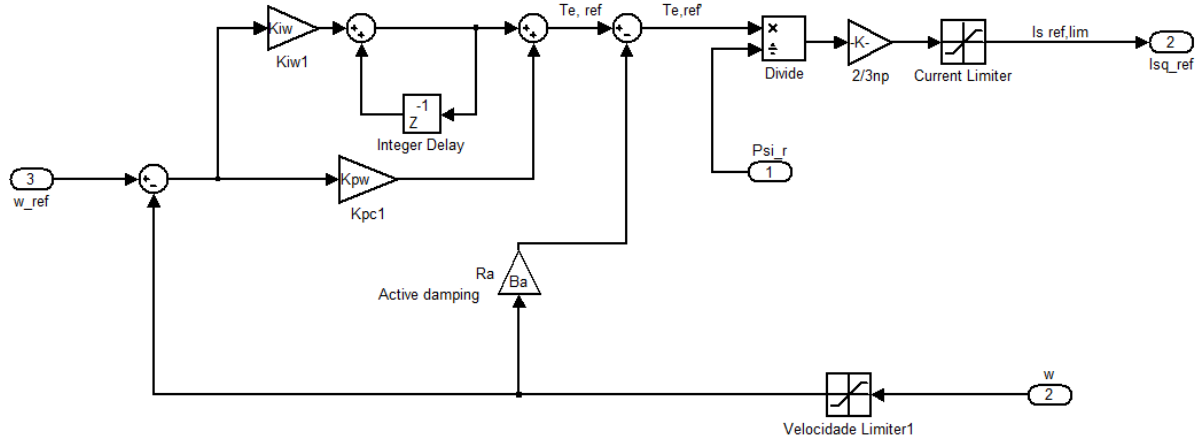


Figura 69: Controlador de velocidade.
Fonte: Autor.

Outra alternativa proposta por MOHAN (2015), onde minimiza os efeitos do coeficiente de atrito, a equação da função de transferência passa a ser:

$$G_{\omega,OL}(s) = \frac{K_{i\omega}K_t}{J} \left(\frac{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) + s}{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) s^2} \right) \quad (204)$$

Da expressão (204) tem-se que a função de transferência consiste em um polo duplo na origem. No diagrama de Bode em baixas frequências, esse polo duplo na origem causa uma queda da magnitude na razão de -40 dB/dec, enquanto o ângulo de fase está em -180°. Seleciona-se a frequência de ganho unitário $\omega_{c,\Omega}$ para ser de uma ordem de magnitude menor em relação a malha de corrente e com um valor de margem de fase razoável.

Com isto os ganhos do controlador PI podem ser obtidos, de modo a atender os requisitos de estabilidade da malha conforme as equações de módulo:

$$\left| \frac{K_{i\omega}K_t}{J} \left(\frac{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) + s}{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) s^2} \right) \right|_{s=j\omega_{c,\Omega}} = 1 \quad (205)$$

$$K_{i\omega} = \omega_{c,\Omega} \sqrt{\frac{J^2 - K_{p\omega}^2}{K_T}} \quad (206)$$

E de fase da malha:

$$\left\langle \left[\frac{K_{i\omega} K_t}{J} \left(\frac{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) + s}{(K_{i\omega}/K_{p\omega}) s^2} \right) \right] \right\rangle_{s=j\omega_{c,\Omega}} = 180^\circ - \phi_{PM,\Omega} \quad (207)$$

$$K_{p\omega} = \omega_{c,\Omega} \operatorname{tg}(180^\circ - \phi_{PM,\Omega}) \quad (208)$$

A Tabela 13 resume os dados obtidos e parâmetros de sintonia dos controladores para as duas malhas de velocidade do sistema.

Tabela 13: Parâmetros de sintonia das malhas de velocidade.

	Motor Direito (M1)	Motor Esquerdo (M2)
f_c	200 Hz	200 Hz
K_{pw}	0.5747000	0.5747000
K_{iw}	361.0831	361.0831
B_a	0.5655	0.5655
K_T	0.984	0.984

Com a substituição dos parâmetros desejados e de ensaios do motor, obteve-se as funções de transferências da malha de velocidade. Assim, a função de transferência correspondente a dinâmica da carga para o motor direito (M1) é dada por:

$$G_{T1}'(s) = \frac{1111}{s + 628.3} \quad (209)$$

A partir das especificações citadas anteriormente o controlador de velocidade para o motor direito (M1) é expresso por:

$$C_{\omega,1}(s) = \frac{0.5747000 s + 361.1}{s} \quad (210)$$

De igual modo, a função de transferência da dinâmica da carga para o motor esquerdo (M2) é igual ao do motor M1, uma vez que os parâmetros de momento de inércia e atrito são iguais. Logo, a expressão da função de transferência é dada por:

$$G_{T2}'(s) = \frac{1111}{s + 628.3} \quad (211)$$

E o controlador de velocidade para o motor esquerdo (M2) é expresso por:

$$C_{\omega,2}(s) = \frac{0.5747000 s + 361.1}{s} \quad (212)$$

Logo, uma análise da resposta em frequência da malha de velocidade não compensada e com o sistema compensado é ilustrada na Figura 70, denotando a estabilidade do projeto dos controladores.

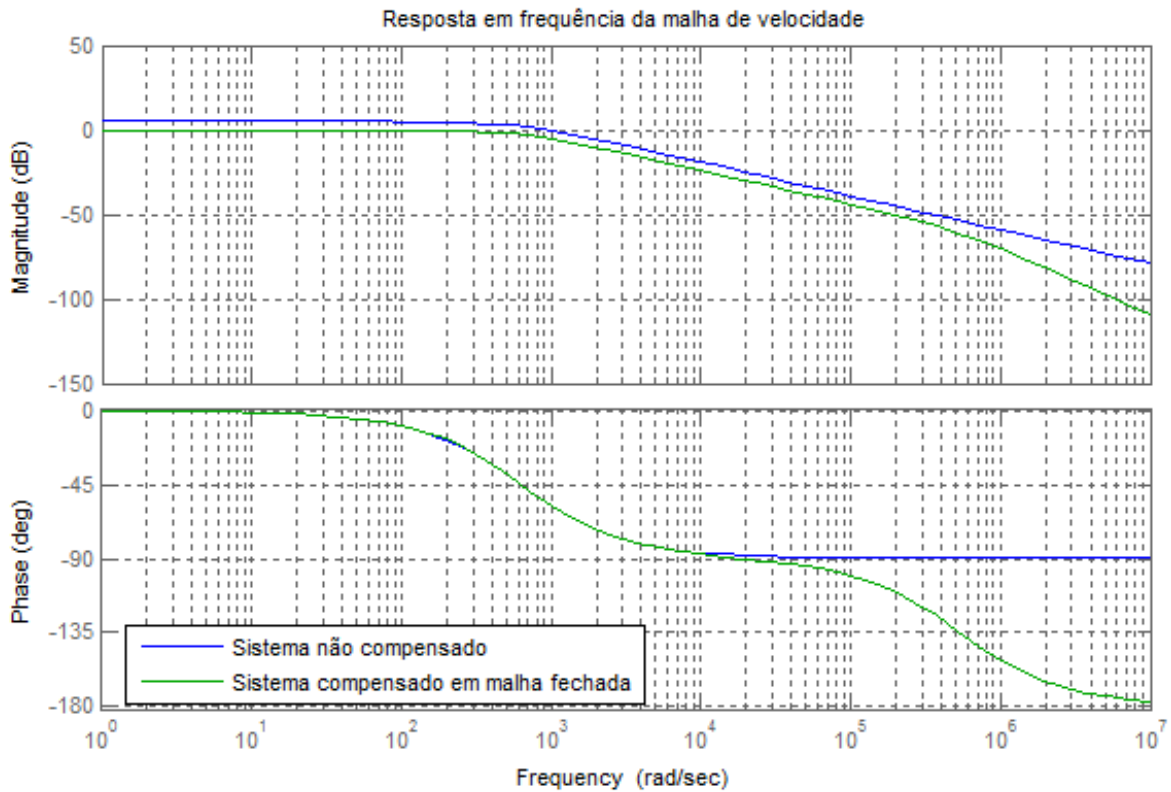


Figura 70: Resposta em frequência da malha de velocidade para os motores do sistema.
 Fonte: Autor.

6.5.1. Discretização do controlador de velocidade para o DSC

O método de conversão de *Backward Euler* foi utilizado para obter a função de transferência do controlador discreto da malha de velocidade.

A função do controlador da malha de velocidade discretizada para implementação no DSC é dada por:

$$C_{\omega}(z) = 0.5747 + 1.7959375 \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (213)$$

6.6. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou os detalhes do projeto de sintonia dos controladores de corrente e velocidade para os dois motores de indução utilizados no sistema.

Para tal, utilizou-se o modelo Γ do motor de indução e com considerações provindas da técnica de campo orientado indireto (IFOC) para máquinas assíncronas.

Detalhou-se todo o equacionamento envolvido para o projeto e sintonia dos controladores de corrente e velocidade do sistema, utilizando os dados obtidos de ensaios.

Após a sintonia dos controladores em espaço contínuo (s), mostrou-se o processo de discretização para a implementação no TMS320F28335. Vale ressaltar que os controladores obtidos em espaço contínuo são estáveis, portanto, por meio de uma transformação adequada o processo de mapeando de um sistema estável em s permite obter um sistema estável em z .

No próximo capítulo serão apresentados os resultados obtidos por meio de simulações do controle por campo orientado indireto dos motores e diversos sinais adquiridos em *hardware* nos testes realizados com o protótipo.

7. RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados gráficos do modelo cinemático da cadeira de rodas e do campo orientado indireto dos motores. Além de testes realizados com o *hardware* do protótipo a fim de comprovar o funcionamento do sistema.

7.1. SIMULAÇÕES

Com o modelo cinemático da cadeira de rodas inserido aos controladores, obtêm-se os resultados de velocidade de referência para os motores, resultante dos valores da velocidade angular e linear para o deslocamento da cadeira de rodas. As Figuras 71 e 72 apresentam as velocidades de referência para os motores direito e esquerdo nas situações de deslocamento angular Ω e linear V . A velocidade base considerada é de 400 rpm.

A Figura 71 mostra o comportamento das velocidades de referência para os motores nas situações em que a velocidade angular assumirá valores positivo ou negativo e com a velocidade linear nula, isto é, deslocamento em sentido para esquerda ou direita. Note que as velocidades dos motores direito e esquerdo possuem um regime transitório semelhante até atingir o regime permanente com estabilidade.

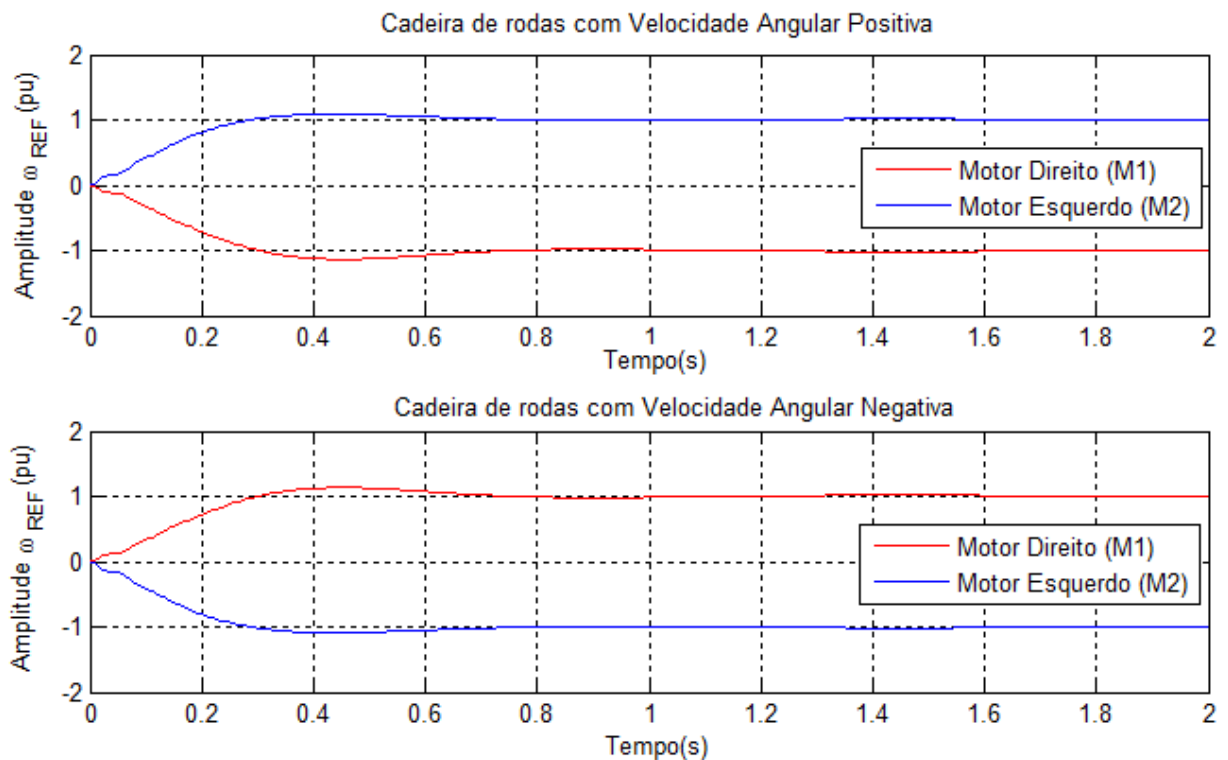


Figura 71: Velocidade angular Ω .

Fonte: Autor.

A Figura 72 apresenta o comportamento das velocidades de referência dos motores da cadeira de rodas para as situações em que a velocidade linear assume valores positivo ou negativo e com a velocidade angular nula, isto é, deslocamento em sentido de avanço ou retorno com a cadeira de rodas. Note que o propósito de atingir a estabilidade em regime permanente é alcançado por ambos os motores do sistema da cadeira de rodas nas duas situações analisadas.

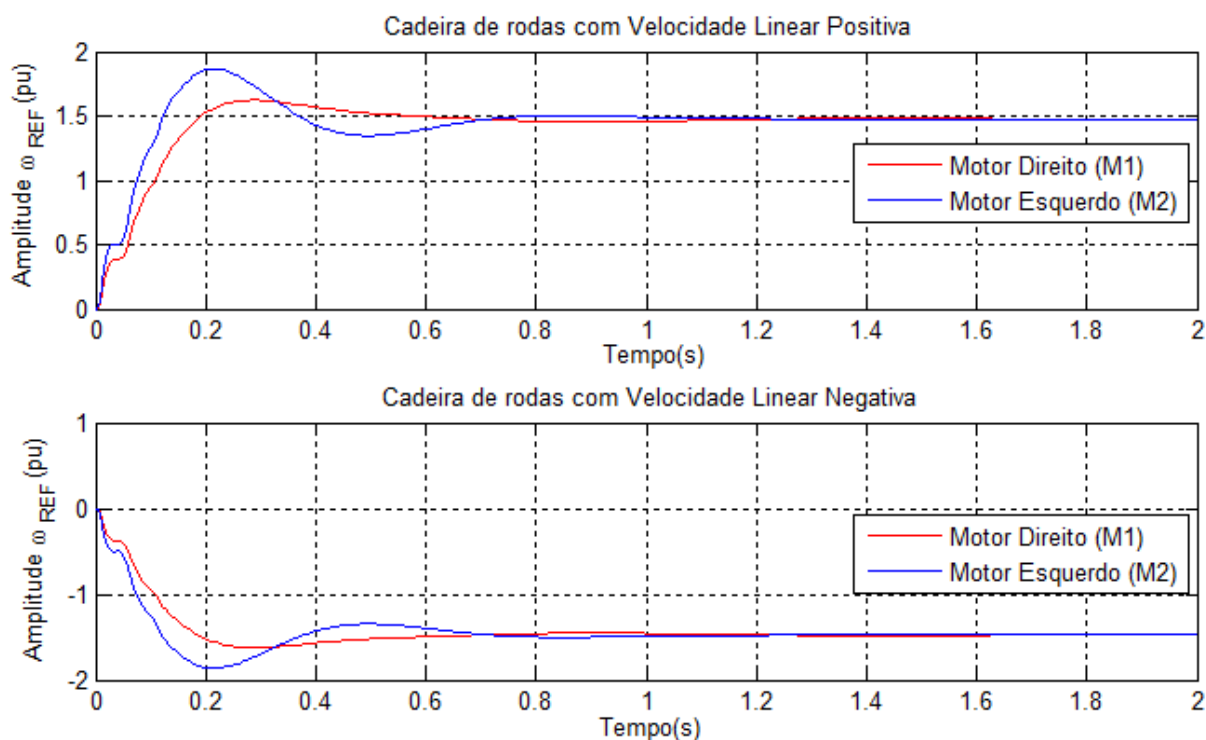


Figura 72: Velocidade linear V.

Fonte: Autor.

As curvas características dos motores em regime permanente, tais como torque, potência desenvolvida, corrente do estator e eficiência energética são apresentadas na Figura 73.

O ponto de máximo torque e máxima eficiência são obtidos próximo da velocidade nominal do motor, que na Figura 73 correspondem aproximadamente ao valor de 125 rad/s.

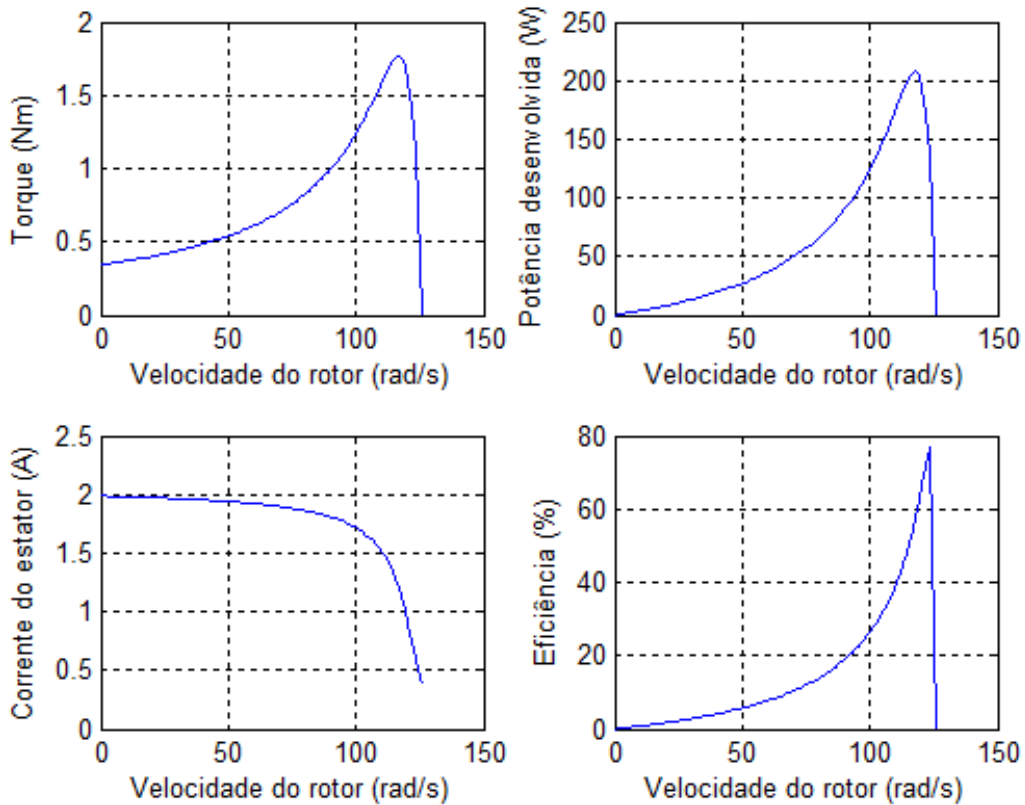


Figura 73: Características dos motores operando em regime permanente.
 Fonte: Autor.

A Figura 74 mostra resultados provindo do acionamento dos motores por campo orientado indireto submetido a diferentes níveis de torque. No qual tem-se a referência de velocidade w_{bm}^* , a velocidade mecânica do rotor w_{bm} , a tensão na fase A do estator V_a , a corrente de fase A do estator I_a , o torque eletromagnético T_{em} e a magnitude do fluxo do rotor, $\sqrt{\psi_{qr}^2 + \psi_{dr}^2}$.

O motor parte a vazio e tem sua velocidade aumentada até atingir a velocidade de referência, posteriormente é submetido a uma sequência de degraus no torque mecânico. Durante o intervalo de 0,75 s até 1,0 s é aplicado torque nominal, em seguida impõe-se 50% do torque nominal até o instante de tempo 1,25 s, retornando com o torque nominal até o intervalo de tempo de 1,5 s, finalizando a operação do motor à vazio.

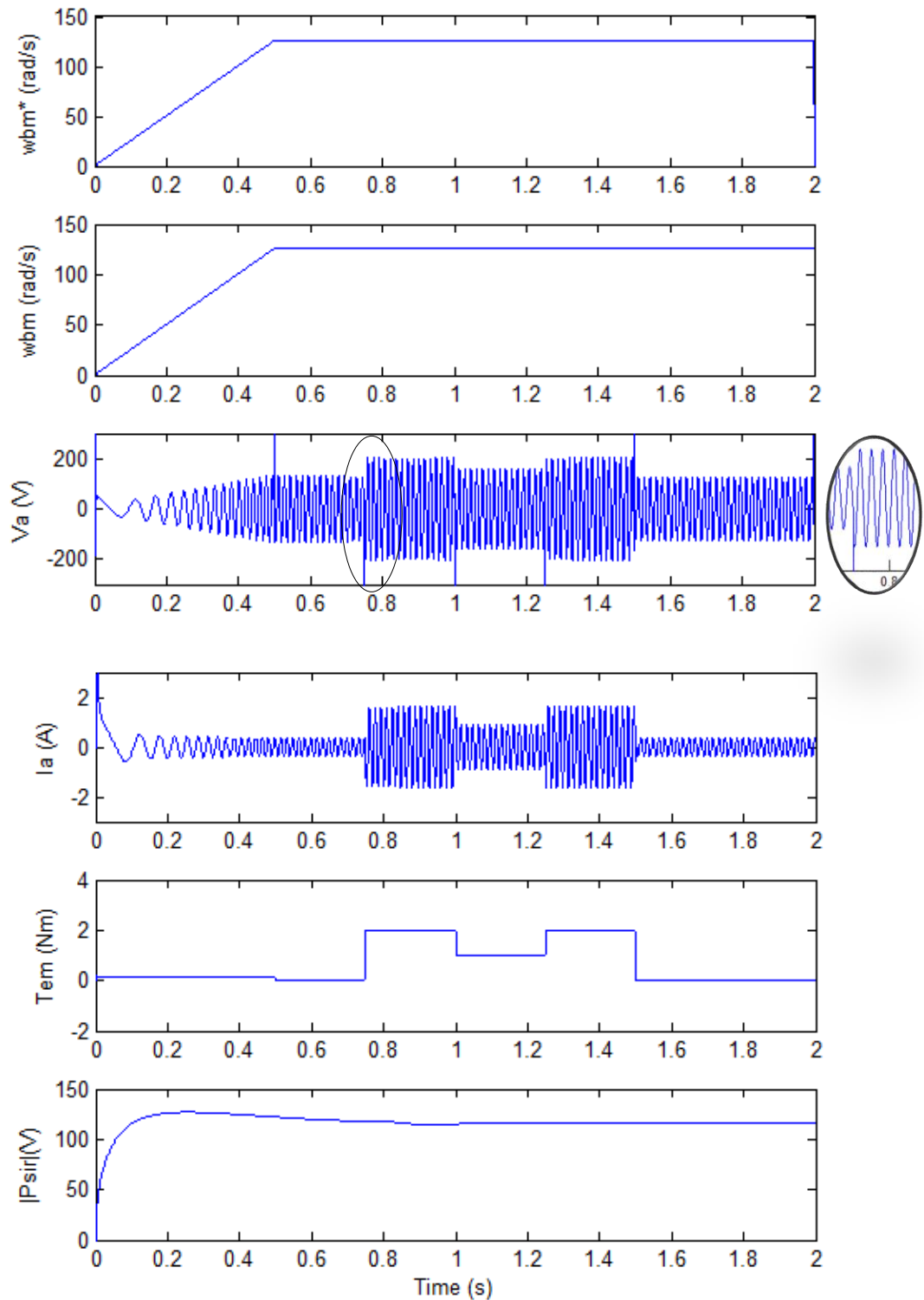


Figura 74: Controle por campo orientado sob transiente de torque.

Fonte: Autor.

Observe que a velocidade do motor é incrementada suavemente até atingir a velocidade de referência programada com o controle orientado pelo campo. Note também quão bem o controle de campo orientado mantém praticamente constante a magnitude do fluxo do rotor sobre as condições simulada.

Uma análise do comportamento do controle por campo orientado sob mudança no valor da velocidade de referência w_{bm}^* é mostrada na Figura 75.

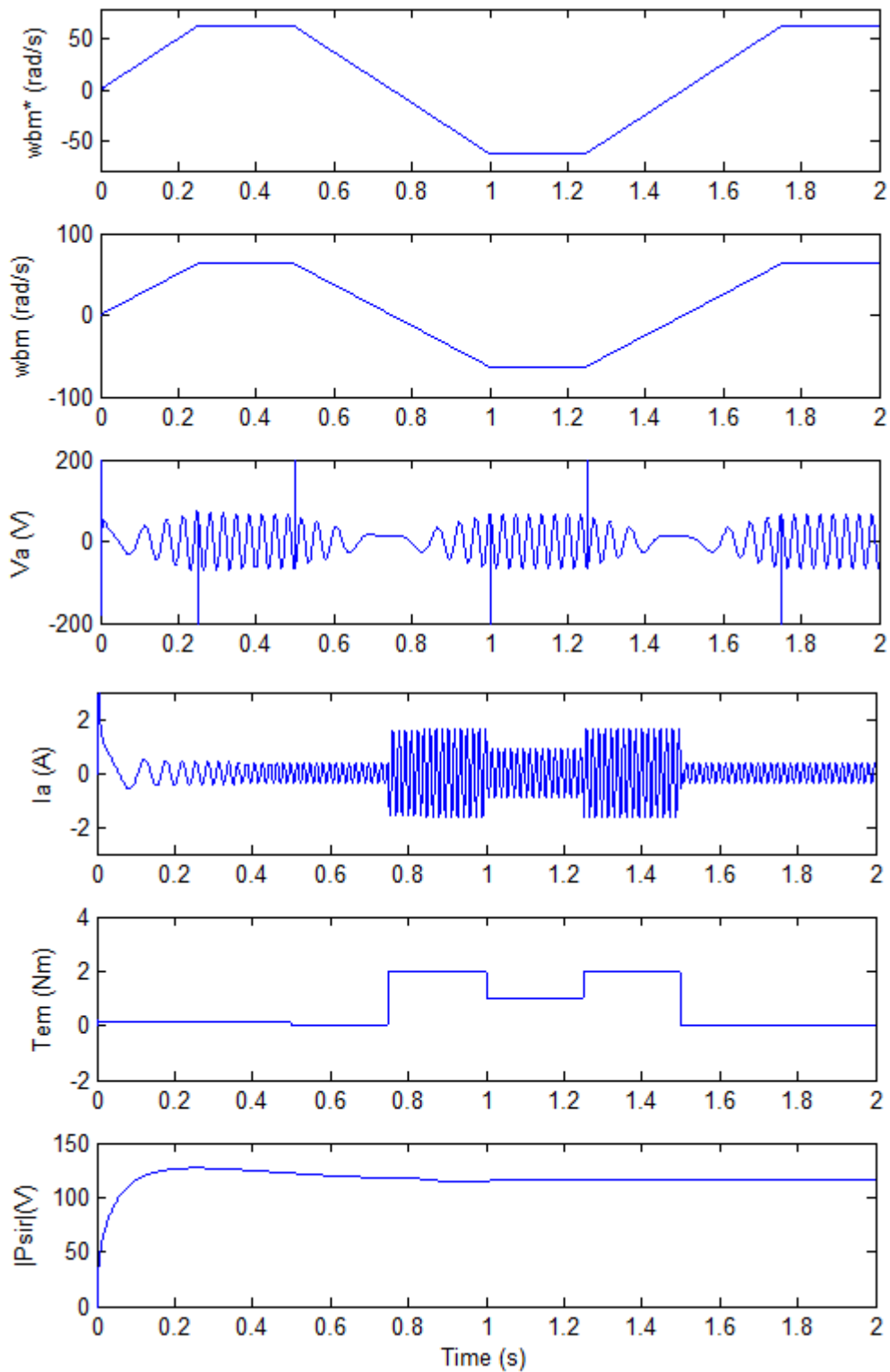


Figura 75: Controle por campo orientado sob transiente de velocidade.

Fonte: Autor.

A Figura 75 ressalta os sinais para mudança na velocidade de referência sem carga nominal, partindo em uma rampa de aceleração até atingir metade da velocidade nominal de referência w_{bm}^* (62.5 rad/s) no instante de tempo 0,25 s. A partir do instante 0,5 s, inicia-se uma rampa de desaceleração e inversão de rotação do motor. No instante 1,0 s o motor alcança metade do valor da rotação w_{bm}^* em rotação invertida até o instante de 1,25 s. A partir de tal instante, reinicia-se uma rampa de desaceleração do motor, inversão da rotação do motor e acelerando-o até o valor de referência de velocidade. O fluxo rotórico apresenta um *overshoot* na partida e posteriormente mantém-se constante mesmo na ocorrência de mudança na velocidade de referência w_{bm}^* .

7.2. TESTES EXPERIMENTAIS

A Figura 76 ilustra o comportamento da forma de onda da tensão da bateria e da corrente solicitada em dois intervalos I e II. O intervalo I trata-se do sistema da cadeira de rodas em estado de repouso, conseqüentemente nota-se um nível de tensão da bateria maior e com um consumo de corrente pequeno, que corresponde a alimentação dos sistemas eletrônico e de refrigeração.

O intervalo II apresentado na Figura 76 corresponde a partida de um dos motores da cadeira, no qual observa-se uma ligeira queda de tensão no nível das baterias e um aumento significativo da corrente consumida.

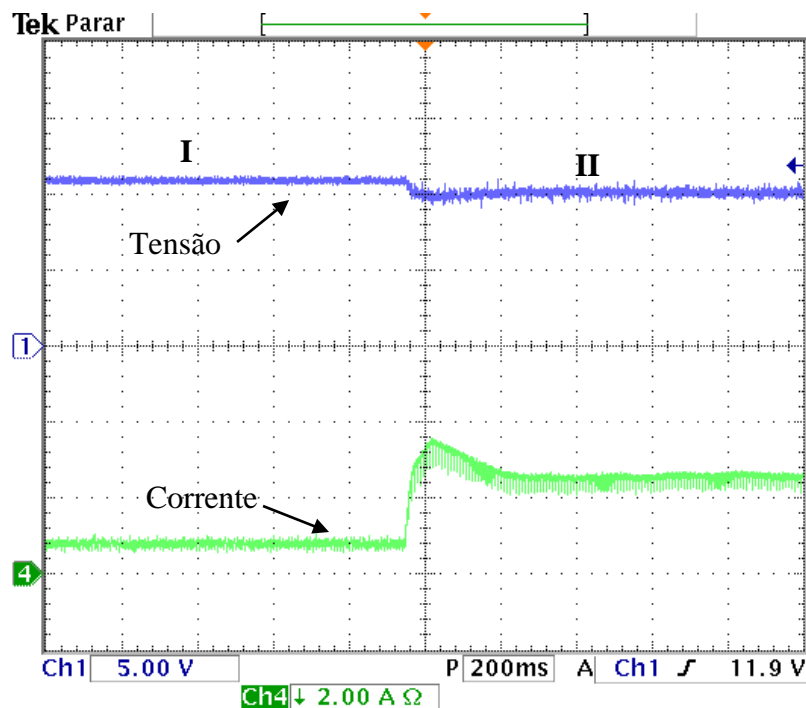


Figura 76: Tensão e corrente da bateria durante a partida de um dos motores.
Fonte: Autor.

A Figura 77 mostra a situação em que a cadeira está inicialmente em estado de repouso e então realiza-se o comando para um dos estados de deslocamento. Nesta situação, observa-se um perceptível aumento da corrente solicitada e uma redução do nível de tensão.

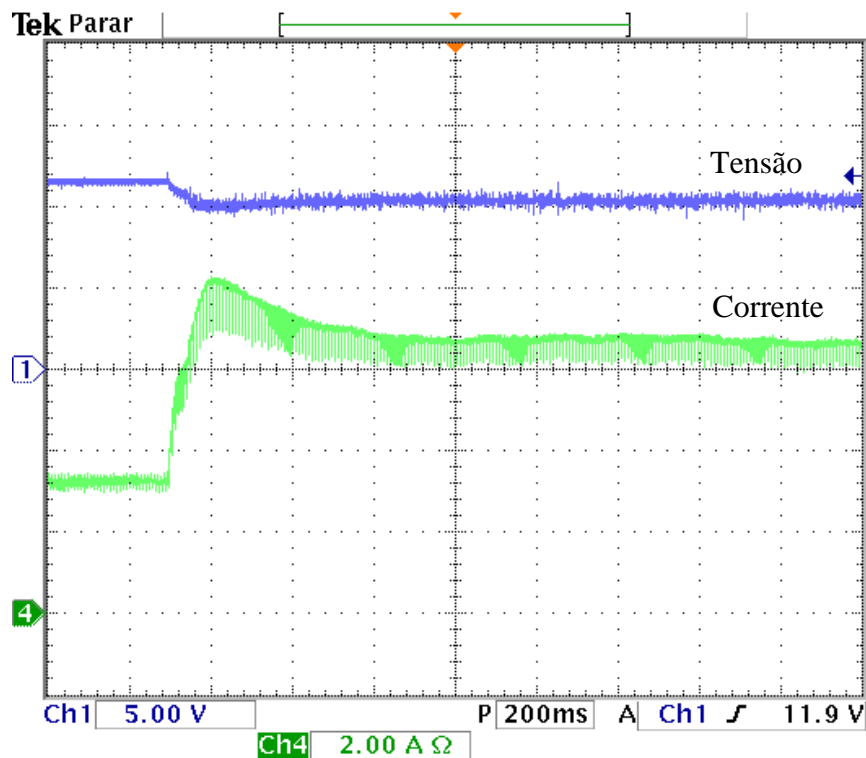


Figura 77: Tensão e corrente da bateria com o acionamento dos dois motores da cadeira.
Fonte: Autor.

Uma análise do consumo de corrente da bateria pelos diferentes dispositivos do sistema é ilustrada na Figura 78, a qual contém indicada explicitamente cinco situações de análise. Em cada situação citada anteriormente tem o correspondente comportamento do nível de tensão das baterias ilustrado na Figura 79.

A situação I corresponde ao intervalo de tempo de 0 a 15 min. Considerando a cadeira em estado de repouso, do instante inicial até 5 min, o consumo de corrente é para suprir a demanda dos *cooler's* das placas do inversor e do *cooler* principal do gabinete do *hardware*. Após este instante, tem-se o acionamento do conversor CC/CA, o que eleva o consumo de corrente até o instante de 15 min.

Em seguida é mostrado a situação II, cujo intervalo de tempo corresponde de 20 a 75 min. Nesta etapa, o consumo de corrente das baterias eleva-se pois alimenta-se as placas dos inversores, placa de condicionamento de corrente e a fonte de alimentação.

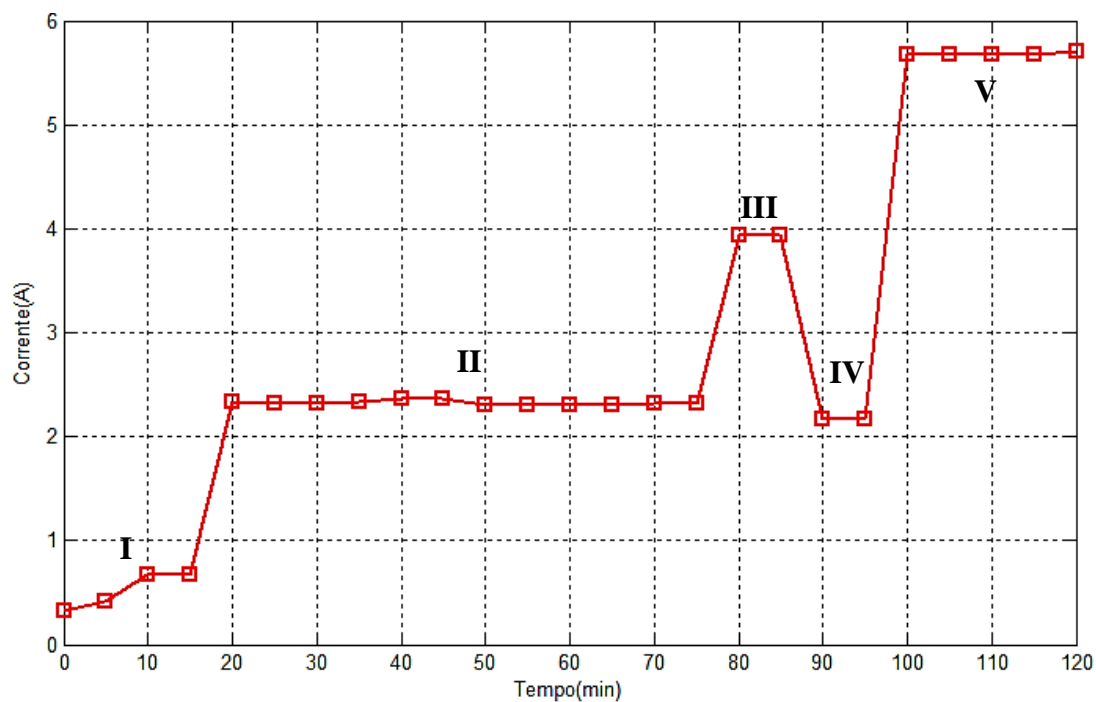


Figura 78: Análise do comportamento da corrente da bateria em diferentes instantes de operação do sistema.

Fonte: Autor.

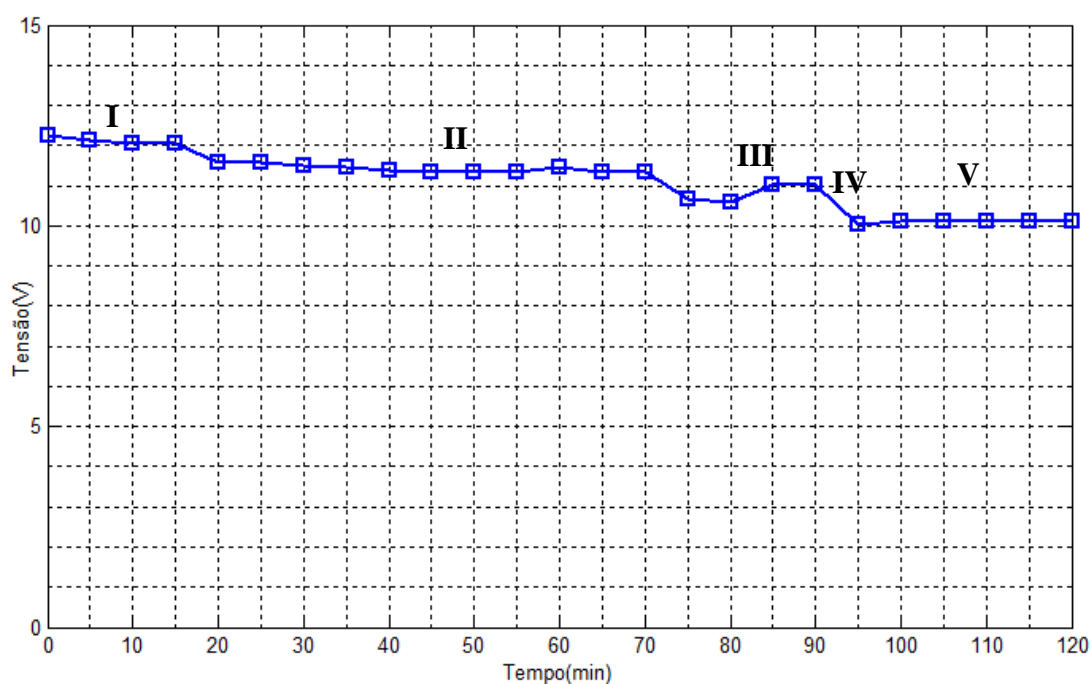


Figura 79: Análise do comportamento da tensão da bateria.

Fonte: Autor.

Na situação III, o consumo de corrente eleva-se em virtude da partida de um dos motores do sistema. A situação IV corresponde ao desligamento do motor e com o consumo de corrente pelas placas e os dispositivos de refrigeração do sistema.

E por fim a situação de análise V, corresponde ao intervalo de tempo de 100 a 120 min corresponde ao consumo de corrente com o respectivo comportamento de tensão das baterias para com o acionamento dos dois motores do sistema, alimentação das placas eletrônicas e dispositivos de refrigeração.

A Figura 80 apresenta os sinais de corrente do motor após a etapa de condicionamento e filtragem provindo da placa de aquisição de sinais. Os sinais de corrente possuem aspecto senoidal e defasados em 120° . Tais sinais foram obtidos a partir da placa de aquisição e condicionamento dos sinais de corrente, ilustrada anteriormente na Figura 34.

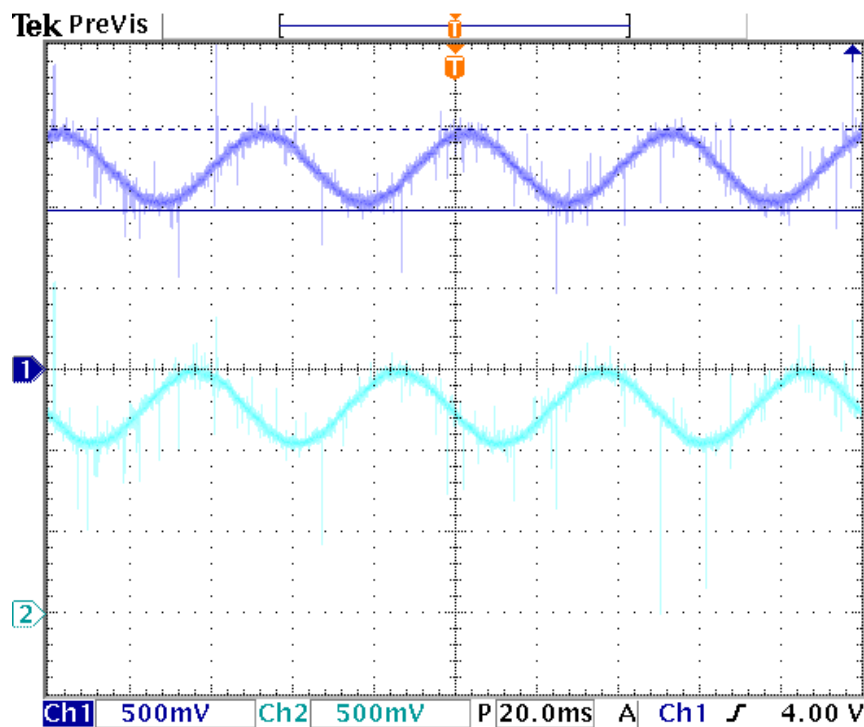


Figura 80: Aquisição dos sinais de corrente do motor.

Fonte: Autor.

Com os sinais de corrente condicionado pela placa de aquisição, realiza-se a conversão analógica para digital pelo módulo ADC do TMS320F28335. Trata-se de um conversor de 12 bits, no qual as saídas digitalizadas são armazenadas em um registrador contendo valores da faixa de 0 até 4095, que representam o sinal de entrada analógica convertido pelo processador de sinal digital. A taxa de amostragem foi definida em 12 kHz, efetuando-se a amostragem em modo sequencial de cada um dos canais do módulo.

A partir dos sinais digitalizados realiza-se o processamento matemático de controle. Vale ressaltar que durante o funcionamento de ambos os motores do sistema houve a detecção de ruídos corrompendo os sinais de corrente a serem processados pelo DSC.

A Figura 81 ilustra os sinais de corrente de ambos os motores em coordenadas estacionária, obtido a partir de processamento matemático efetuado pelo DSC. Tais sinais possuem um defasamento de 90° entre si, porém os sinais referentes ao motor esquerdo apresentam uma distorção na forma de onda senoidal.

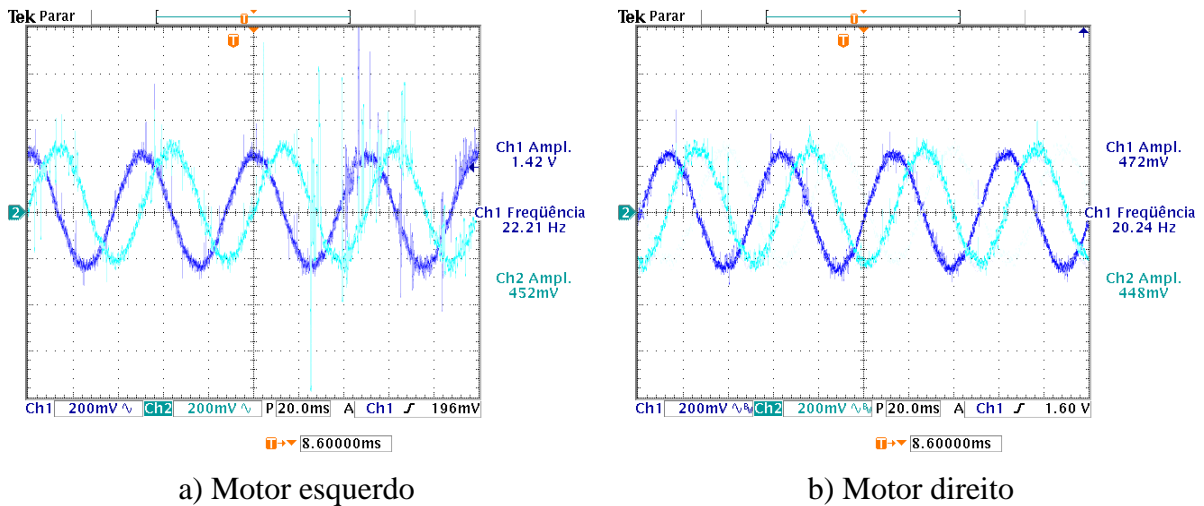


Figura 81: Sinais de corrente dos motores em coordenadas estacionária.

Fonte: Autor.

Com tal ruído e distorção inerente na etapa de aquisição e digitalização, nota-se que o sinal de acionamento de tensão em coordenadas estacionária V_α e V_β para o módulo PWM do motor esquerdo fica corrompido, conforme apresentado na Figura 82.

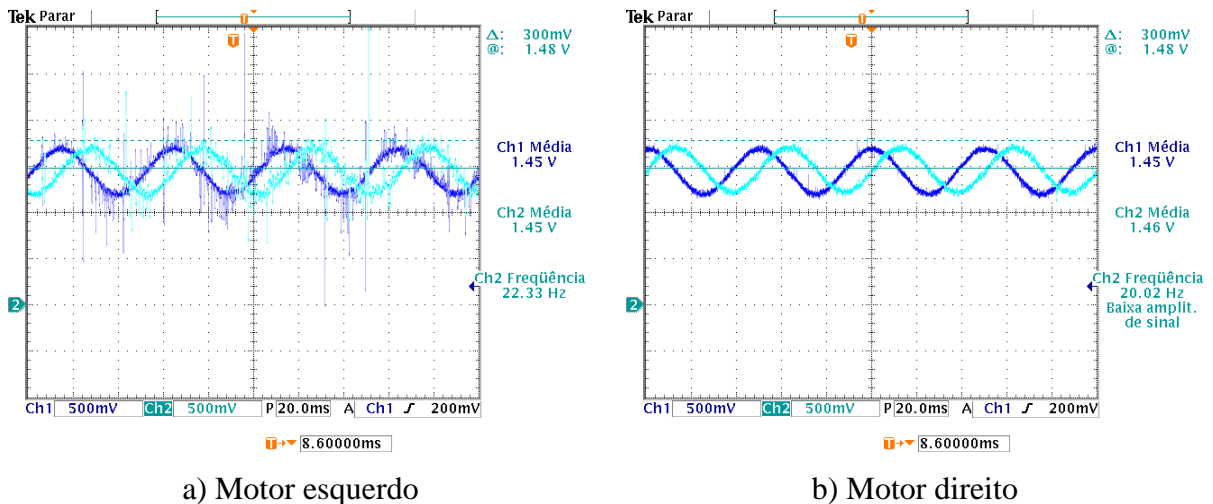


Figura 82: Sinal de acionamento de tensão dos motores em coordenadas estacionária.

Fonte: Autor.

A justificativa para tal distúrbio na forma de onda dos sinais ocorreu pela proximidade existente entre cabos de potência e de pequenos sinais na estrutura da cadeira de

rodas. Além da separação entre tais cabos, realizou-se a troca por cabos blindados e o aterramento em uma única malha de toda a estrutura da cadeira, motores, encoder's e placas.

Acrescentou-se um filtro digital do tipo *Butterworth* passa baixa de 1ª ordem, com frequência de corte f_c em 60 Hz. A expressão de um filtro passa baixa contínuo no domínio do tempo é:

$$V_o = \frac{1}{1 + j\omega RC} V_i \quad (214)$$

Reescrito na forma de função de transferência:

$$H_a(s) = \frac{1}{1 + sRC} = \frac{1/RC}{s + 1/RC} \quad (215)$$

No qual a frequência de corte é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (216)$$

Para a implementação do filtro no DSC utilizou a transformação bilinear, também conhecida como método Tustin, o qual realiza uma aproximação de primeira ordem da função logaritmo natural, mapeando do espaço s para o z através de:

$$s = \frac{2z - 1}{Tz + 1} = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (217)$$

A expressão $H_d(z)$ do filtro digital passa baixa de 1ª ordem, com frequência de corte 60 Hz é dado por:

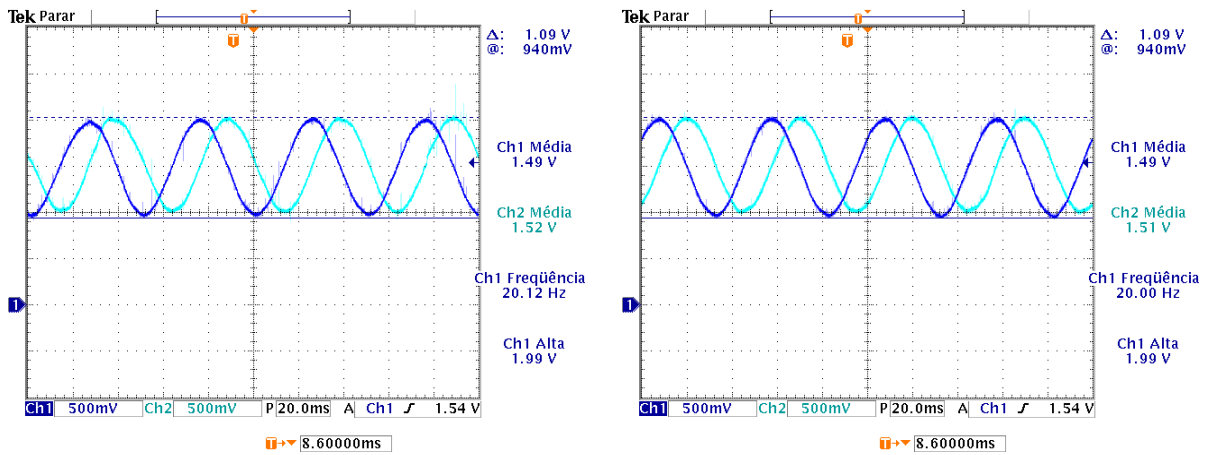
$$H_d(z) = H_a \left(\frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (218)$$

$$H_d(z) = \frac{1 + z^{-1}}{(1 - 2RC/T) + (1 + 2RC/T)z^{-1}}$$

$$H_d(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (219)$$

Onde $b_0 = 0.015465398$, $b_1 = 0.015465398$, $a_1 = -0.9690692$.

Com as medidas de blindagem, aterramento e aplicação do filtro digital, as distorções nos sinais de corrente dos motores em coordenadas estacionária foram atenuadas, conforme ilustrado na Figura 83.



a) Motor esquerdo

b) Motor direito

Figura 83: Sinais de corrente dos motores em coordenadas estacionária com filtragem digital.

Fonte: Autor.

Na Figura 84 apresentam-se os sinais pulsados em quadratura A e B e o terceiro refere-se ao index, correspondendo a uma rotação completa do eixo do motor. Utilizando o módulo eQEP do DSC, obteve satisfatoriamente o respectivo ângulo do rotor.

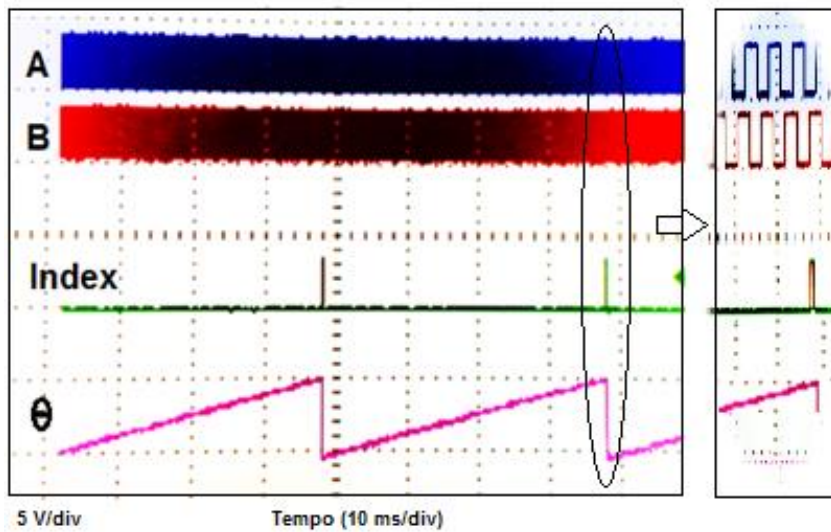


Figura 84: Sinais de quadratura e index do encoder com o ângulo através eQEP.

Fonte: Autor.

Testes individuais foram realizados com ambos encoder's. Com o acionamento da cadeira de rodas no sentido de avanço obteve os ângulos dos rotores dos motores, conforme indicado na Figura 85.

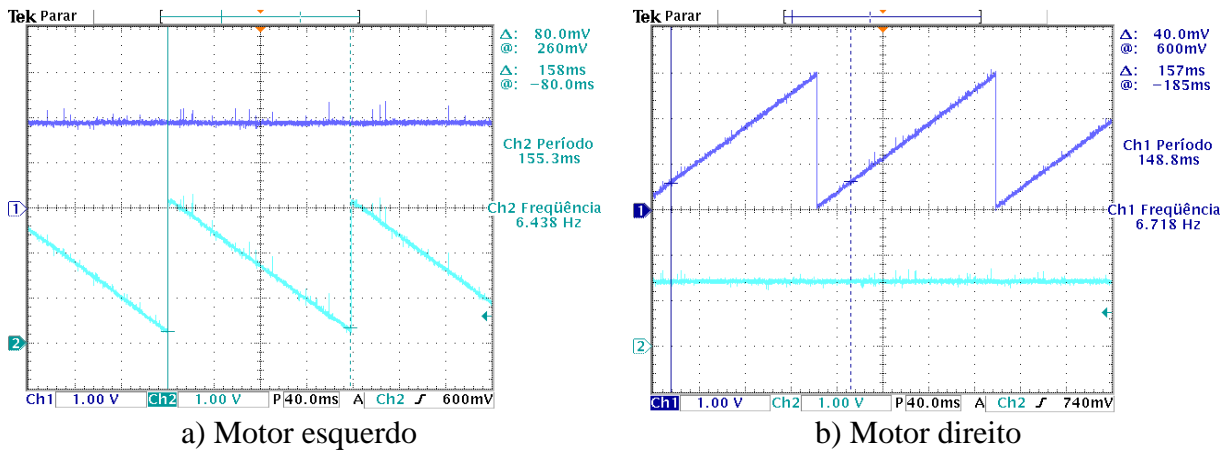


Figura 85: Funcionamento dos encoder's dos motores.

Fonte: Autor.

Com o acionamento simultâneo dos motores no sentido de avanço observou-se uma irregularidade esporádica no sinal do encoder do motor direito, conforme ilustrado na Figura 86.

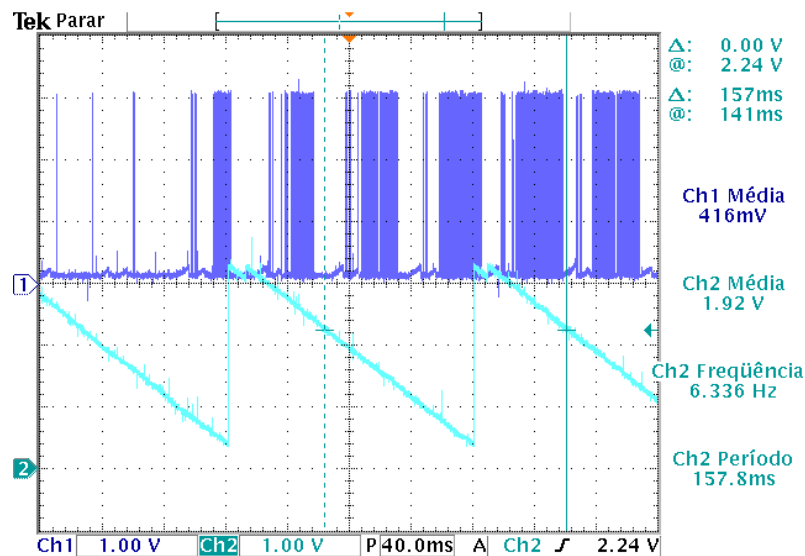


Figura 86: Avaliação dos sinais: detecção de anomalia no encoder direito.

Fonte: Autor.

Avaliando o aterramento de tal encoder, efetuou-se a melhoria da conexão da malha de terra, distanciando os sinais de controle provindo do encoder em relação aos sinais de potência do motor. A Figura 87 apresenta os sinais dos encoder's em funcionamento simultâneo.

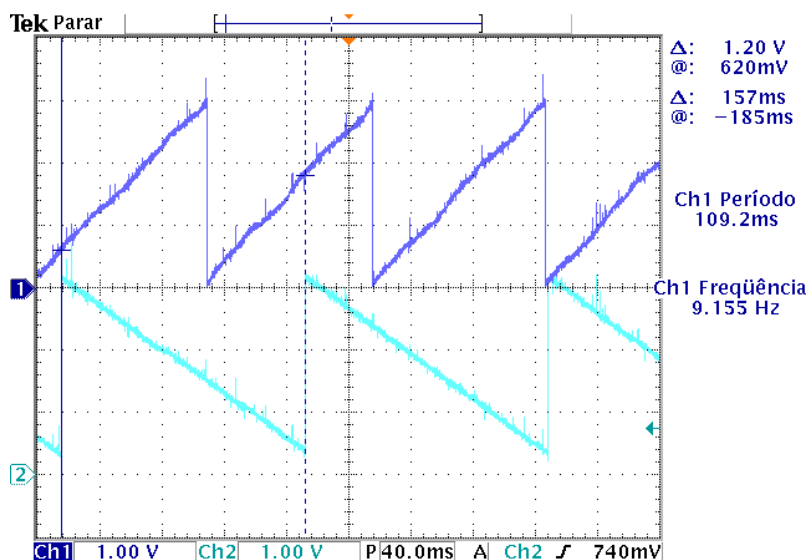


Figura 87: Avaliação dos sinais: encoder direito e esquerdo em funcionamento.
 Fonte: Autor.

No algoritmo de comando, enquanto o usuário deixa o joystick inativo todos os sinais providos deste permanecem em nível lógico alto. Conseqüentemente os sinais PWM de acionamento do inversor ficam desativados em nível lógico baixo, conforme ressaltado na Figura 88.

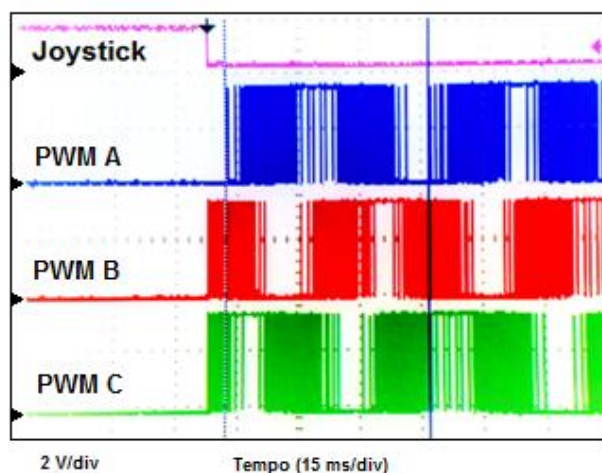


Figura 88: Sinal de avanço do joystick e os sinais PWM trifásico do motor.
 Fonte: Autor.

Para os quatros estados da cadeira aplicou-se uma velocidade de referência igual para os dois motores da cadeira, de modo que os controladores do sistema, previamente sintonizados, forneçam os índices de desempenho para todos os estados escolhidos pelo usuário.

A partir do joystick realiza-se a definição do índice do algoritmo de comando, com o qual determina-se a velocidade linear e angular da cadeira e a definição da alteração do sentido de rotação dos motores, conforme o estado escolhido pelo usuário.

O sistema proposto utiliza-se de controladores de corrente, conforme apresentado na Figura 45. Os controladores implementados realizam a minimização do erro gerado entre os valores de corrente de referência e a de realimentação, em coordenadas dq . A Figura 89 apresenta os sinais de correntes dos dois motores no sistema de referência síncrono girante.

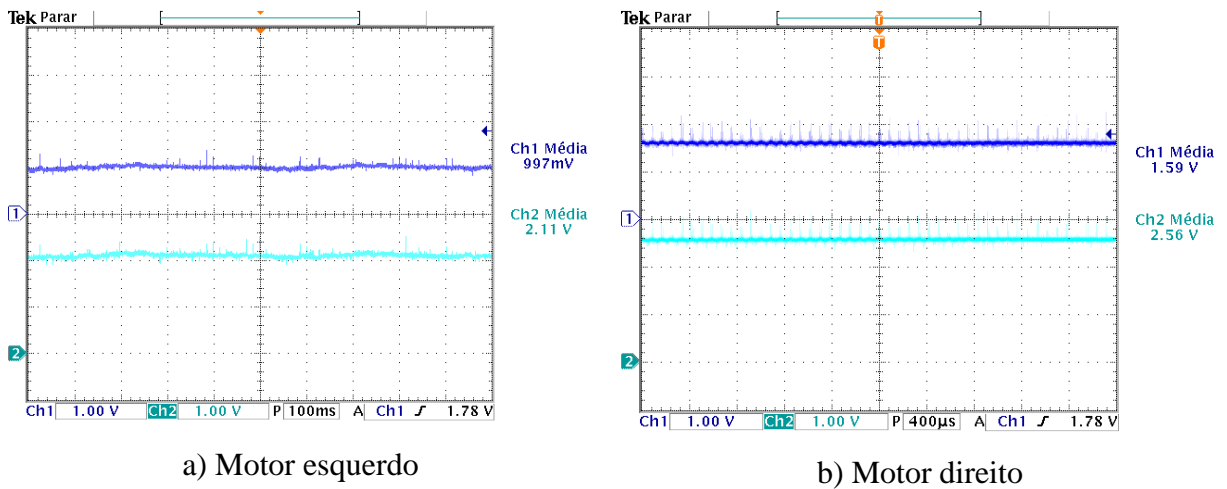


Figura 89: Sinais de corrente dos motores no sistema de referência síncrono girante: componente d (CH1) e componente q (CH2).

Fonte: Autor.

A Figura 90 mostra os sinais de tensão dos inversores e os respectivos sinais de corrente de cada um dos motores.

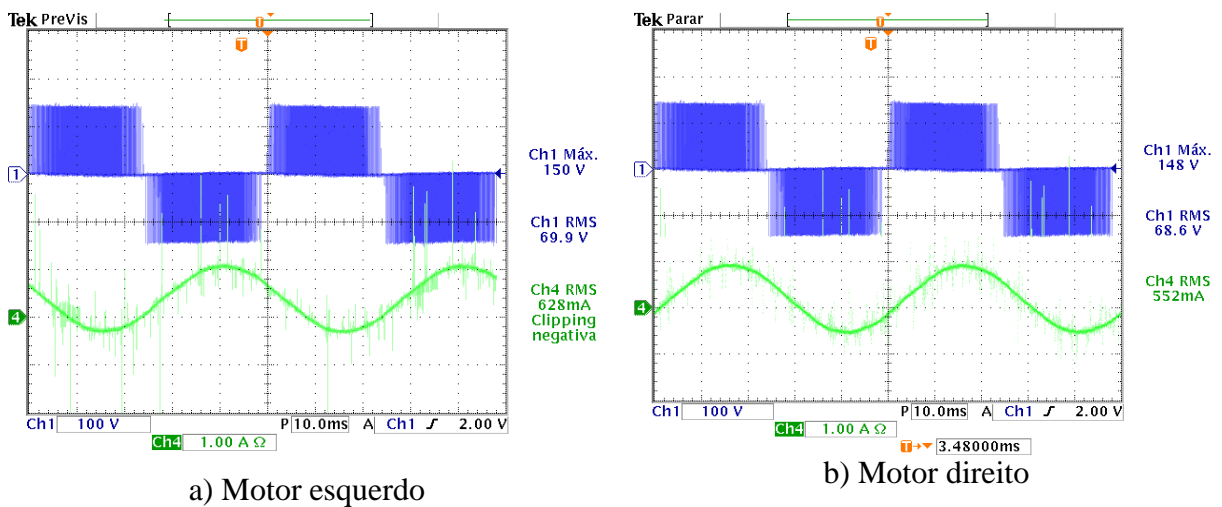


Figura 90: Tensão de saída dos inversores e corrente dos motores.

Fonte: Autor.

7.3. CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo apresentaram-se resultados de sintonia dos controladores propostos para o sistema. Com a simulação da função de transferência dos motores e os controladores contendo os parâmetros sintonizados, verifica-se que obtém-se a operação do sistema em malha fechada.

Através dos parâmetros obtidos em ensaios realizou-se a simulação do controle dos motores utilizando a técnica por campo orientado indireto. Avaliou-se o comportamento dos motores em dois testes importantes para a análise do comportamento dos motores durante operação na cadeira de rodas.

O primeiro teste consistiu em aplicar diferentes níveis de carga mecânica no motor tendo uma velocidade de referência fixa. Os resultados com o campo orientado mostram que a velocidade e o fluxo rotórico mantiveram-se constante durante a operação.

O segundo teste avaliou o comportamento dos motores funcionando com diferentes valores para a velocidade de referência, incluindo a inversão de rotação. A velocidade do motor respondeu de modo rápido e suave à referência de velocidade programada com o controle orientado pelo campo.

Testes experimentais foram também realizados com o protótipo e resultados de *hardware* foram obtidos. O *hardware* desenvolvido correspondeu satisfatoriamente em testes submetidos para cada um dos estados de comando da cadeira de rodas. Mas para tal foram necessários a realização de blindagem e aterramento de cabos do sistema.

Com o modelo de controle cinemático da cadeira obtiveram-se as referências de velocidade para o controle por orientação de campo dos motores direito e esquerdo com o sistema de controle operando em malha fechada, em realimentação de velocidade e corrente.

A seguir serão apresentadas as conclusões gerais do trabalho, avaliando a importância do estudo realizado, os resultados obtidos com a pesquisa e as perspectivas para trabalhos futuros.

8. CONCLUSÕES GERAIS

O alto índice de manutenção dos motores CC proporciona a pesquisa para utilizar outros tipos de motores na propulsão de cadeira de rodas. A abordagem proposta de uma cadeira de rodas com propulsão por motores de indução de alto rendimento apresenta vantagens em relação aos motores CC, como baixo custo de manutenção, eficiência dinâmica com alto torque, menores perdas elétricas e mecânicas e maior autonomia de bateria.

O sistema eletrônico e a técnica de controle aplicada neste trabalho para acionamento da cadeira com motor de indução está sob patente BR 10.2014.022994.9 e baseia-se em componentes eletrônicos de baixo custo, possibilitando grande viabilidade comercial para o projeto.

Notou-se a existência de um compromisso dos controladores com a tensão de barramento CC. É fundamental que tal mantenha-se o *link* CC do inversor praticamente constante durante todo o funcionamento do sistema. Caso contrário, obtém-se um desempenho insatisfatório do IFOC aplicado, uma vez que supõe-se que tal tensão provinda da fonte de alimentação seja constante.

Testes realizados com usuários hígidos denotam o bom funcionamento do sistema com joystick de navegação discreta. Especificamente para as pessoas que sofrem de espasmos e paralisia das extremidades (tetraplegia), o joystick não é aplicável como elemento de manobra.

Para trabalhos futuros sugere-se a melhoria da parte relativa ao controle do link CC, promovendo a substituição do atual retificador não controlado por uma nova topologia que permita controlar o nível de tensão e o ciclo de carga do banco de baterias.

Pode-se com o protótipo desenvolvido acrescentar novas interfaces de comando para o usuário acionar os motores de indução, tais como: comandos do usuário a partir da sensibilidade à variação do sopro e sucção; inserção de sensores infravermelhos e ultrassônicos para o estudo de controle de trajetória e detecção de obstáculos, promovendo estudos na área de robótica.

Além disto, novas topologias e técnicas de controle avançadas podem ser implementadas tais como redes neurais, lógica *fuzzy* e ainda o estudo e validação de técnicas *sensorless* para motores de indução utilizando filtro de Kalman, por exemplo.

Por fim, com tal tecnologia apresentada contribui-se ao estado da arte deste tema de pesquisa e torna possível a inserção no mercado comercial de uma nova opção de motorização, podendo agregar diversas possibilidades de integração com sistemas alternativos de geração de energia também e assim tornar o usuário menos dependente da rede concessionária de energia com a recarga das baterias.

PUBLICAÇÕES

Patente no tema de pesquisa:

- GAINO, Ruberlei; SILVA, Newton da; COVACIC, Márcio R.; **NUNES, Willian R. B. M.**; LEÔNCIO JUNIOR, Antônio P. Motorização de cadeiras de rodas por motores de indução trifásicos com controle vetorial e comando por joystick e sopro/sucção. Depositada pela AINTEC/UEL. Sob registro no INPI nº: BR 10.2014.022994.9.

Publicações em congressos nacionais e internacionais no tema de pesquisa:

- **NUNES, Willian R. Bispo M.**; SILVA, Newton da; GAINO, Ruberlei; COVACIC, Márcio R.; LEONCIO JUNIOR, Antônio P. Cadeira de rodas com motores de indução trifásicos, controle vetorial e comando por joystick. In: Congresso Brasileiro de Biomédica (CBEB), Uberlândia, Oct-2014.
- **NUNES, Willian R. Bispo M.**; SILVA, N.; GAINO, Ruberlei; COVACIC, Márcio R.; LEÔNCIO Jr., Antônio P.; RODRIGUES, Marcus V. M. Motores de indução trifásicos de alto rendimento com controle vetorial aplicado a sistema embarcado de cadeira de rodas com comando por joystick. In: IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Juiz de Fora, Dec-2014.
- LEÔNCIO JUNIOR, A. P.; **NUNES, W. R. B. M.**; SILVA, N. da; COVACIC, M. R.; COCCO, G. G.; GIUZIO, C. R.; LUPATTELI, R.; PIROLO, V.; RODRIGUES, P. F.; BASSI, P.; GAINO, R. Acionamento de uma cadeira de rodas pela percepção da intensidade de sopro e sucção, com motores de indução. In: Congresso Brasileiro de Biomédica (CBEB), Uberlândia, Oct-2014.

Publicação de capítulos em livros no tema de pesquisa:

- **NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak**, SILVA, Newton da, GAINO, Ruberlei, COVACIC, Márcio R., LEÔNCIO JR, Antônio P. Controle de Campo Orientado Indireto para Motores de Indução Trifásicos. Livro Didático do Curso Superior de Tecnologia da Faculdade de Tecnologia SENAI/PR, Londrina, 2014.
- **NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak**, GONGORA, Vicente de Lima, SILVA, Newton da, GAINO, Ruberlei. Estudo do Controle Vetorial por Lógica Fuzzy/PI aplicado a motor de indução em baixa velocidade. Livro Inovação e Tecnologia. SENAI Londrina, 2014.

Submissão para revista no tema de pesquisa:

- **NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak; SILVA, Newton da; COVACIC, Márcio R.; LEÔNCIO JR, Antônio P.; GAINO, Ruberlei.** *3ph High Efficiency Induction Motors with IFOC Applied to a Wheelchair by Joystick.* In: Revista IEEE América Latina.

Aceito para apresentação em congresso internacional no tema de pesquisa:

- **NUNES, Willian Ricardo Bispo Murbak; GONGORA, Vicente de; SILVA, Newton da; COVACIC, Márcio R.; LEÔNCIO JR, Antônio P; GAINO, Ruberlei.** *Wheelchair for Tetraplegics with Induction Motors Controlled by Blow Intensity and Air Suction.* In: Congresso IEEE CHILECON 2015, Santiago-CH, Oct-2015.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ALBRECHT, B. L. **Controle de uma cadeira de rodas motorizada através de eletromiografia em uma plataforma embarcada. Monografia de Engenharia de Computação.** UFRGS. Porto Alegre. 2010.

AL-KHULEIFI, A.; AL-MOTAWA, A.; AL-SULAITI, M. **Wheelchair control system.** Texas A&M University at Qatar. Department of Electrical & Computer Engineering. [S.l.]. 2009.

BAREA, R. et al. "System for Assisted Mobility Using Eye Movements Based on Electrooculography". **IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering**, v. 10, no. 4, Dec 2002.

BARNARD, J. M.; VAN WYK, J. D.; DUNFORD, W. G. A new drive system for battery operated wheelchairs using 3-phase cage rotor induction machines. **Industrial Electronics Control, Instrumentation and Automation, Power Electronics and Motion Control Proceedings of the 1992 International Conference**, v. 1, 9-13, p. 138-143, Nov 1992.

BOSE, B. K. **Modern Power Electronics and AC drives.** Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. 368-78 p.

CHENG, Q.; YUAN, L. **Vector Control of an Induction Motor based on a DSP.** Chalmers University of Technology. Goteborg, Sweden. 2011.

CHEW, H. W. V.; INIGO, R. M. Electric wheelchair propulsion by induction motors. **Southeastcon'96. Bringing Together Education, Science and Technology, Proceedings of the IEEE**, v. 11-14, p. 37-40, Apr 1996.

CHIPAILA, C. M. et al. Hardware and software solutions for a conventional electric powered wheelchair. **System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2012 16th International Conference on**, v. 12-14, p. 1-6, Oct 2012.

DEL TORO, V. **Fundamentos de máquinas elétricas.** Rio de Janeiro: LTC, 2009. 574 p.

DING, D.; COOPER, R. A. "Electric powered wheelchairs". **Control Systems, IEEE**, v. 25, no.2, p. 22,34., April 2005.

DING, D.; COOPER, R. A. Electric powered wheelchairs. **Control Systems, IEEE**, v. 25, p. 22-34, April 2005.

EISELE; WILHELM. **Automotive vehicle equipped with an alternating-current drive**. US 3756335 A, 4 Sep 1973.

FEHR, L.; LANGBEIN, W. E.; SKAAR, S. B. Adequacy of power wheelchair control interfaces for persons with severe disabilities. **J. Rehab. Res. Des.**, v. 37, p. 353-360, mar. 2000.

FILGUEIRA, P. N. D. S. **Robotização de uma cadeira de rodas. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica**. Universidade Federal do Espírito Santo. Vitória, 2011. Vitória. 2011.

FILIPPO FILHO, G. **Motor de indução**. São Paulo: Érica, 2013.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2008.

GAINO, R. **Aplicação da Técnica de Controle Robusto na Máquina de Indução**. Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho - UNESP. Ilha Solteira. 2000.

GAINO, R. et al. **Implementação e Análise do Controle de uma Cadeira de Rodas através de Sopros e Sucções**. SBAI, 6º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Bauru: TEC ART. 2003. p. 775-780.

GAINO, R. et al. **Motorização de cadeiras de rodas por motores de indução trifásicos com controle vetorial e comando por joystick e sopro/sucção**. Depósito pela AINTEC/UFLA sob nº BR 10.2014.022994.9, 2014.

GENTILHO JUNIOR, E. et al. Controle implementado em DSP para cadeira de rodas acionada por sopro e sucção. **XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI)**, Fortaleza, Oct 2013.

GURRAMA, A. M.; RAOA, P. S. V. R.; DONTIKURTIA, R. Solar Powered Wheel Chair: Mobility for Physically Challenged. **International Journal of Current Engineering and Technology**, v. 2, No. 1, March 2012.

HANSEN, R.; TRESSE, S.; GUNNARSSON, R. K. Fewer accidents and better maintenance with active wheelchair check-ups: a randomized controlled clinical trial. **Clinical Rehabilitation**, v. 18, n. 6, p. 631-639, 2004.

HARNEFORS, L. **Control of Variable Speed Drives**. Malardalen University. Vasteras, Sweden. 2002.

HARNEFORS, L.; NEE, H. P. **Model Based Current Control of AC Machines using the Internal Model Control Method**. IEEE Transactions on Industry Applications. N. 1, V. 34: IEEE. Jan-Feb 1998. p. 133-141.

INIGO, R. M. et al. Advances in Electric Wheelchair Propulsion Systems. **Medical Instruments Design, IEEE Case Studies in**, p. 204,220,29-30, Oct 1991.

JORDAN, H. E. **Energy-efficient electric motors and their applications**. 2. ed. New York: Science + Business Media, 1994.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. 2ª. ed. Purdue University: IEEE Power Engineering Society, 2002.

LEONHARD, W. **Control of Electrical Drives**. 3. ed. Berlin: Springer, 1996.

LUNDBERG, S. A. C. Q.; YUAN, L. **Control DC Machine**. Chalmers University of Technology, Departament of Eletric Power Engineering. Master of Science Thesis. Goteborg, Sweden. 2010.

MACEDO JR, J. R. **Ensaio com o rotor bloqueado de um motor de indução trifásico**. Laboratório de Máquinas Elétricas. Universidade Federal de Uberlândia. Uberlândia. 2010.

MACEDO JR, J. R. **Motor de indução trifásico: ensaio com o rotor livre**. Laboratório de Máquinas Elétricas. Univeridade Federal de Uberlândia. Uberlândia. 2010.

MAMEDE FILHO, J. **Instalações Elétricas Industriais**. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

MASHINBAZ. Three Phase Induction Motor: Rendering Solidworks. **GRABCAD**, 2013. Disponível em: <grabcad.com/library/three-phase-induction-motor>. Acesso em: 25 Set 2014.

MAZO, M. et al. Wheelchair for physically disabled people with voice ultrasonic and infrared sensor control. **Autonomous Robots**, v. 2, p. 203-224, mar. 1995.

MOHAN, N. **Máquinas elétricas e acionamento**. 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

NANDA, G.; KAR, N. C. **A Survey and Comparison of Characteristics of Motor Drives Used in Electric Vehicles**. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. [S.l.]: IEEE, May. 2006. p. 811-814.

ONG, C. M. **Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink**. Upper Saddle River, New Jersey: PrenticeHall, 1998.

RUDINEC, S. A. **Battery powered vehicle with ac driven traction and pump motors for mining**. WO2006034217A1, 30 Mar 2006.

RUDINEC, S. A. **Battery powered vehicle with AC driven traction and pump motors for mining applications**. US 7053568 B2, 30 maio 2006.

SILVA, N. D. **Contribuições ao Estudo, Projeto e Aplicação de Filtros Ativos Híbridos de Potência**. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. UNICAMP. Campinas. 2012.

SILVA, N. D.; GAINO, R.; COVACIC, M. R. **Bancada didática para acionamento e controle de motores CA controlada por DSC programado em ambiente MATLAB/Simulink**. In: Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia COBENGE. Juiz de Fora: Abenge. 2014. p. 12.

TAKAHASHI, Y.; MATSUO, S. **"Running experiments of electric wheelchair powered by natural energies"**. Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on. [S.l.]: [s.n.]. 2011. p. 945,950.

TEXAS INSTRUMENTS. **Reference Guide: TMS320x2803x Piccolo Enhanced Quadrature Encoder Pulse (eQEP) Module. Literature Number SPRUFK8.** USA. 2009.

TEXAS INSTRUMENTS. **Reference Guide: TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module. Literature Number SPRU812A.** USA. 2009.

TEXAS INSTRUMENTS. **Reference Guide: TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module. Literature Number SPRUG04A.** USA. 2009.

THOMAS, J. L.; BOIDIN, M. **An internal model control structure in field oriented controlled VSI induction motors.** Proc. EPE. Florence, Italy: EPE. 1991. p. 202-207.

TI. **Tms320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module.** Texas Instruments. [S.l.]. 2009.

VELÁZQUEZ, R.; GUTIÉRREZ, C. A. **Modeling and Control Techniques for Electric Powered Wheelchairs: An Overview.** PROCEEDINGS OF THE 2014 IEEE CENTRAL AMERICA AND PANAMA CONVENTION (CONCAPAN XXXIV). [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 1,6.

WILLIAMSON, D. F. **Electrical propulsion process and system for a traction vehicle an on board source of power.** US 4292531 A, 29 Set 1981.

APÊNDICES

APÊNDICE A – ENSAIO MOTOR

APÊNDICE B – CIRCUITO RETIFICADOR

APÊNDICE C – CIRCUITO INVERSOR

APÊNDICE D – CIRCUITO DRIVER

APÊNDICE E – CIRCUITO CONDICIONAMENTO DE CORRENTE

APÊNDICE F – CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO GERAL

APÊNDICE G – CIRCUITO CONDICIONAMENTO DE SINAIS DO ENCODER

APÊNDICE H – JOYSTICK

APÊNDICE I – ESTRUTURA DO SISTEMA NO SIMULINK

APÊNDICE J – SIMULAÇÕES

APÊNDICE K – SOFTWARE NO TMS320F28335

APÊNDICE A – ENSAIOS NOS MOTORES

A.1. Ensaio Motor Esquerdo

Tabela 14: Medição de R1 com Motor frio, ligação em triângulo

VAB	19,1 Ω
VBC	19,1 Ω
VCA	19,1 Ω

Fonte: Autor.

Tabela 15: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor livre, ligação em triângulo

VAB	21,8 Ω
VBC	21,4 Ω
VCA	22,1 Ω

Fonte: Autor.

Tabela 16: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor bloqueado

VAB	21,2 Ω
VBC	21,3 Ω
VCA	21,2 Ω

Fonte: Autor.

Ensaio a vazio

Tabela 17: Ensaio a vazio Motor esquerdo

VL(V)	IL(A)	Pot. 3ph (W)	Velocidade (rpm)
15	-	-	-
20	-	-	-
25	0,13	9,5	780
30	0,11	10	971
35	0,11	10	1068
40	0,11	10	1105
45	0,12	10	1115
50	0,15	10	1141
55	0,15	10	1152
60	0,2	12,5	1161
65	0,2	15	1168
70	0,23	15	1169
75	0,25	15	1173
80	0,27	17,5	1179
85	0,29	20	1181

90	0,32	20	1181
95	0,35	20	1183
100	0,37	20	1185
105	0,39	20	1187
110	0,42	25	1187
115	0,44	25	1188
120	0,47	25	1190
125	0,49	27,5	1190
130	0,53	30	1192
135	0,55	30	1191
140	0,58	32,5	1192
145	0,62	35	1192
150	0,65	37,5	1192
155	0,68	37,5	1192
160	0,7	42,5	1193
165	0,75	45	1194
170	0,78	47,5	1193
175	0,82	50	1194
180	0,86	50	1195
185	0,89	50	1195
190	0,93	55	1195
195	0,97	60	1195
200	1,01	60	1194
205	1,06	64,5	1195
210	1,11	70	1196
215	1,17	75	1196
220	1,23	75	1196
225	1,29	80	1196
230	1,34	87	1196
235	1,42	92,5	1196
240	1,5	100	1196

Fonte: Autor.

Ensaio rotor bloqueado

Tabela 18: Ensaio rotor bloqueado Motor esquerdo

VL(V)	IL(A)	Pot. 3ph (W)
32,43	0,5	25
42,7	0,74	50
52,8	0,94	75
65,8	1,2	115
74	1,36	145
75,3	1,38	150

Fonte: Autor.

A.2. Ensaio Motor Direito

Tabela 19: Medição de R1 com Motor frio, ligação em triângulo

VAB	19,2 Ω
VBC	19,2 Ω
VCA	19,2 Ω

Fonte: Autor.

Tabela 20: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor livre, ligação em triângulo

VAB	18,4 Ω
VBC	18,6 Ω
VCA	18,5 Ω

Fonte: Autor.

Tabela 21: Medição de R1 com Motor quente ensaio rotor bloqueado

VAB	20 Ω
VBC	20 Ω
VCA	20 Ω

Fonte: Autor.

Ensaio a vazio

Tabela 22: Ensaio a vazio Motor direito

VL(V)	IL(A)	Pot. 3ph (W)	Velocidade (rpm)
15	-	-	-
20	-	-	-
25	0,23	15	670
30	0,17	15	921
35	0,17	15	1017
40	0,15	15	1070
45	0,15	15	1096
50	0,16	15	1129
55	0,19	15	1137
60	0,19	15	1149
65	0,23	17,5	1155
70	0,24	17,5	1158
75	0,26	20	1166
80	0,29	20	1171
85	0,3	20	1173
90	0,32	20	1179
95	0,35	22,5	1181
100	0,38	25	1182
105	0,41	25	1184

110	0,43	27,5	1185
115	0,45	29,5	1187
120	0,48	30	1188
125	0,51	32,5	1187
130	0,54	35	1190
135	0,56	35	1189
140	0,59	37,5	1191
145	0,63	40	1190
150	0,67	40	1191
155	0,7	42,5	1192
160	0,73	45	1193
165	0,76	47,5	1193
170	0,81	50	1194
175	0,84	50	1193
180	0,87	52,5	1195
185	0,92	57,5	1194
190	0,96	59,5	1195
195	1	60	1195
200	1,04	65	1195
205	1,09	67,5	1195
210	1,13	72,5	1195
215	1,19	77,5	1195
220	1,25	80	1195
225	1,29	81,5	1195
230	1,36	92,5	1194
235	1,43	100	1196
240	1,51	107,5	1195

Fonte: Autor.

Ensaio rotor bloqueado

Tabela 23: Ensaio rotor bloqueado Motor direito

VL(V)	IL(A)	Pot. 3ph(W)
30,66	0,5	25
41,1	0,72	50
51,6	0,94	75
64,7	1,2	115
72,4	1,36	142,5
73,8	1,38	147,5

Fonte: Autor.

APÊNDICE B – CIRCUITO RETIFICADOR

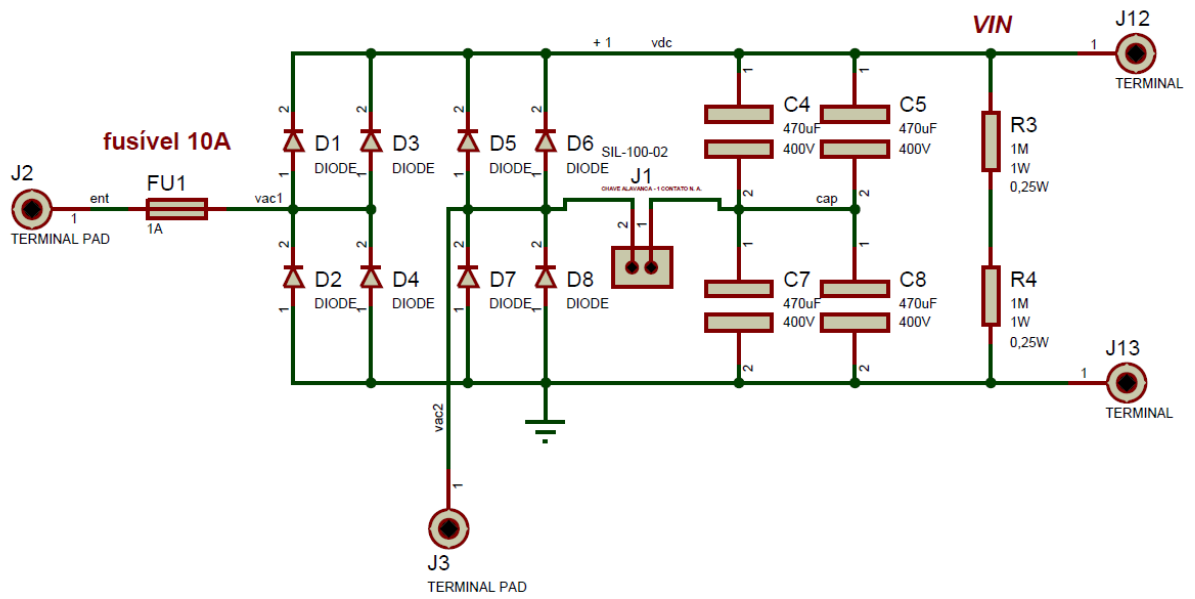


Figura 91: Retificador monofásico não controlado com dobrador de tensão.
Fonte: Autor.

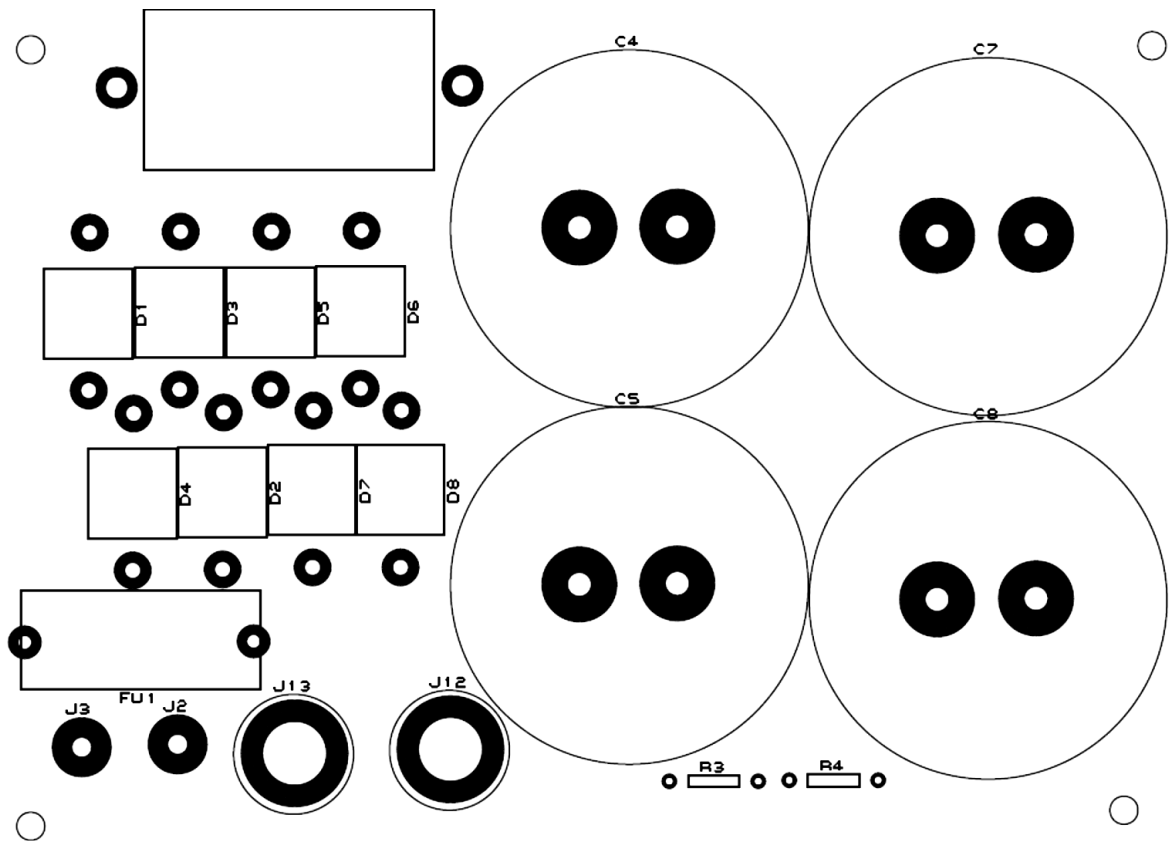


Figura 92: Top silk da placa do retificador.
Fonte: Autor.

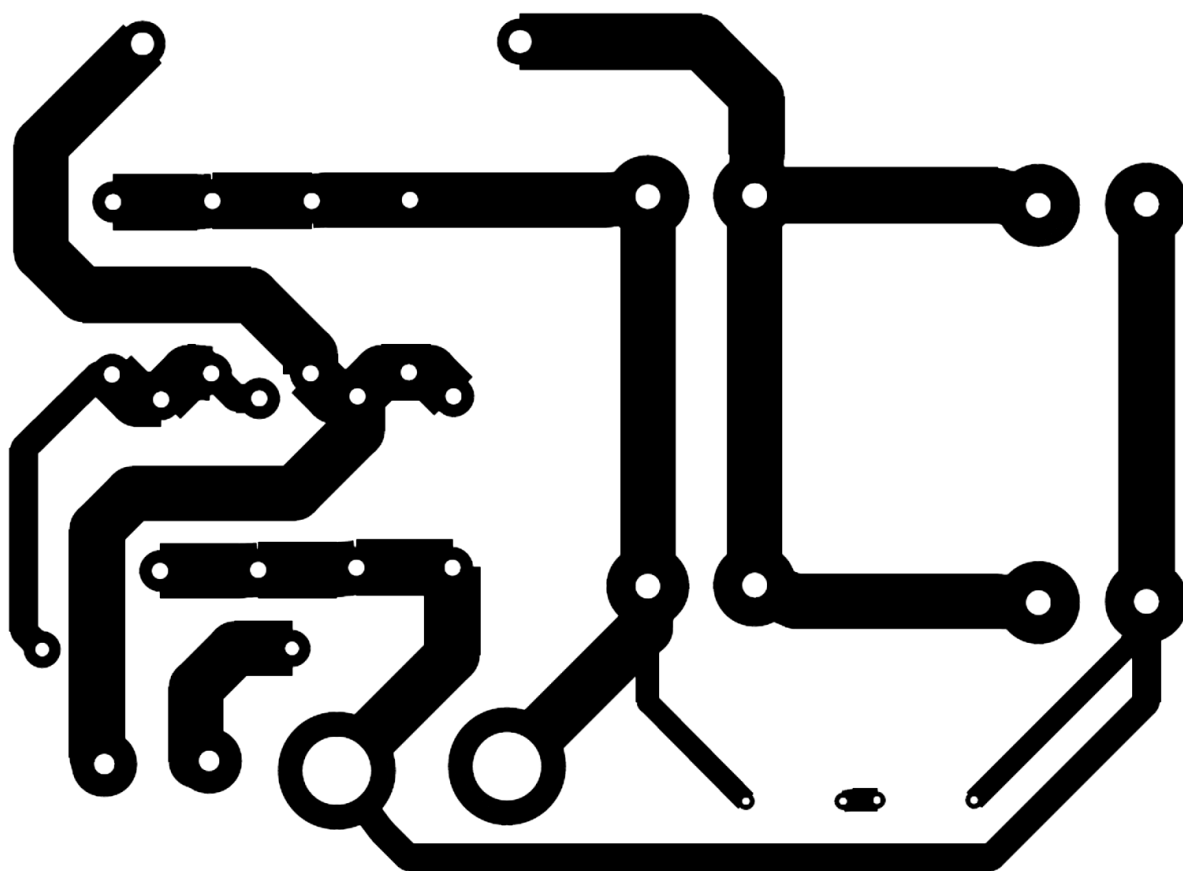


Figura 93: *Bottom copper* da placa do retificador.

Fonte: Autor.

APÊNDICE C – CIRCUITO INVERSOR

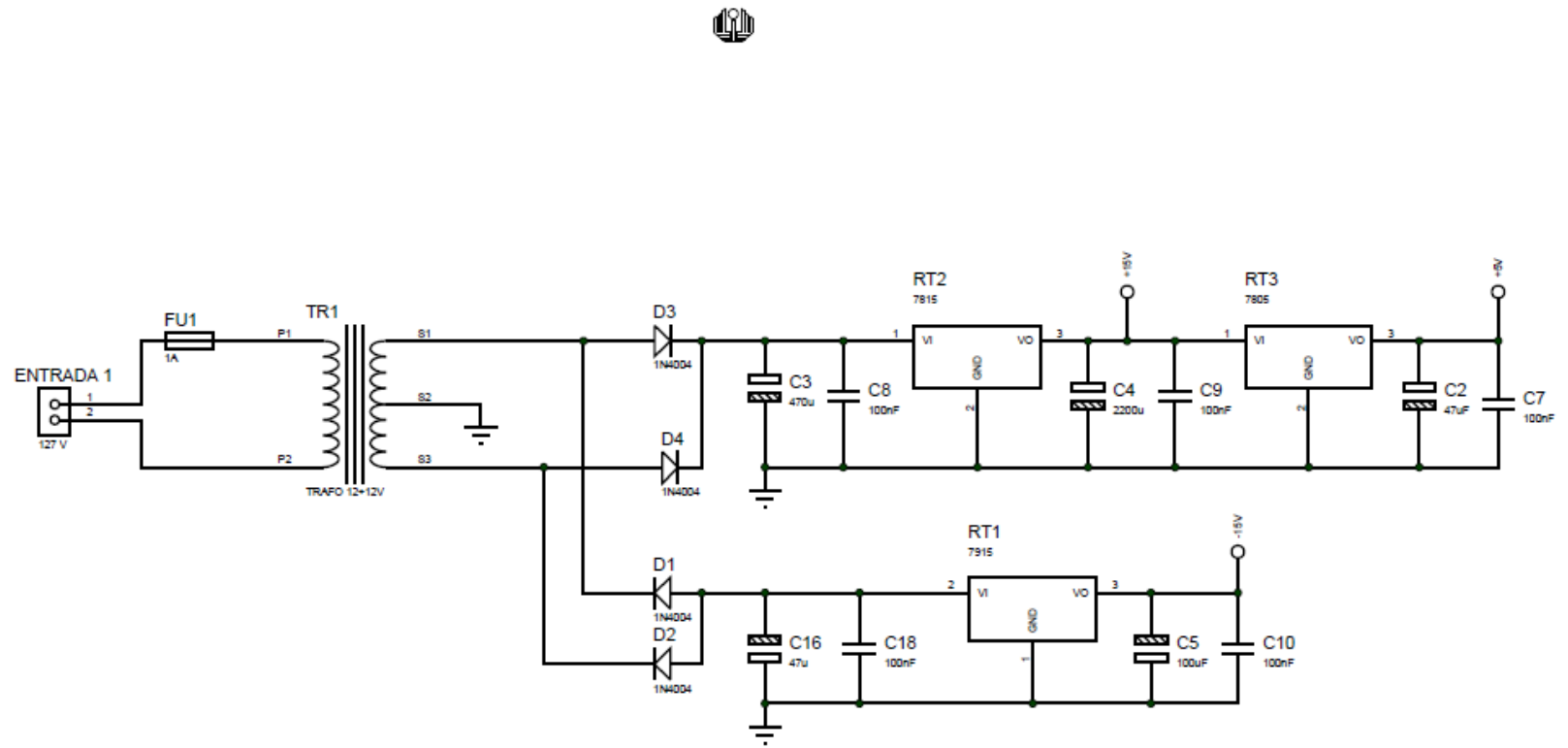


Figura 94: Circuito de alimentação do circuito de controle do inversor

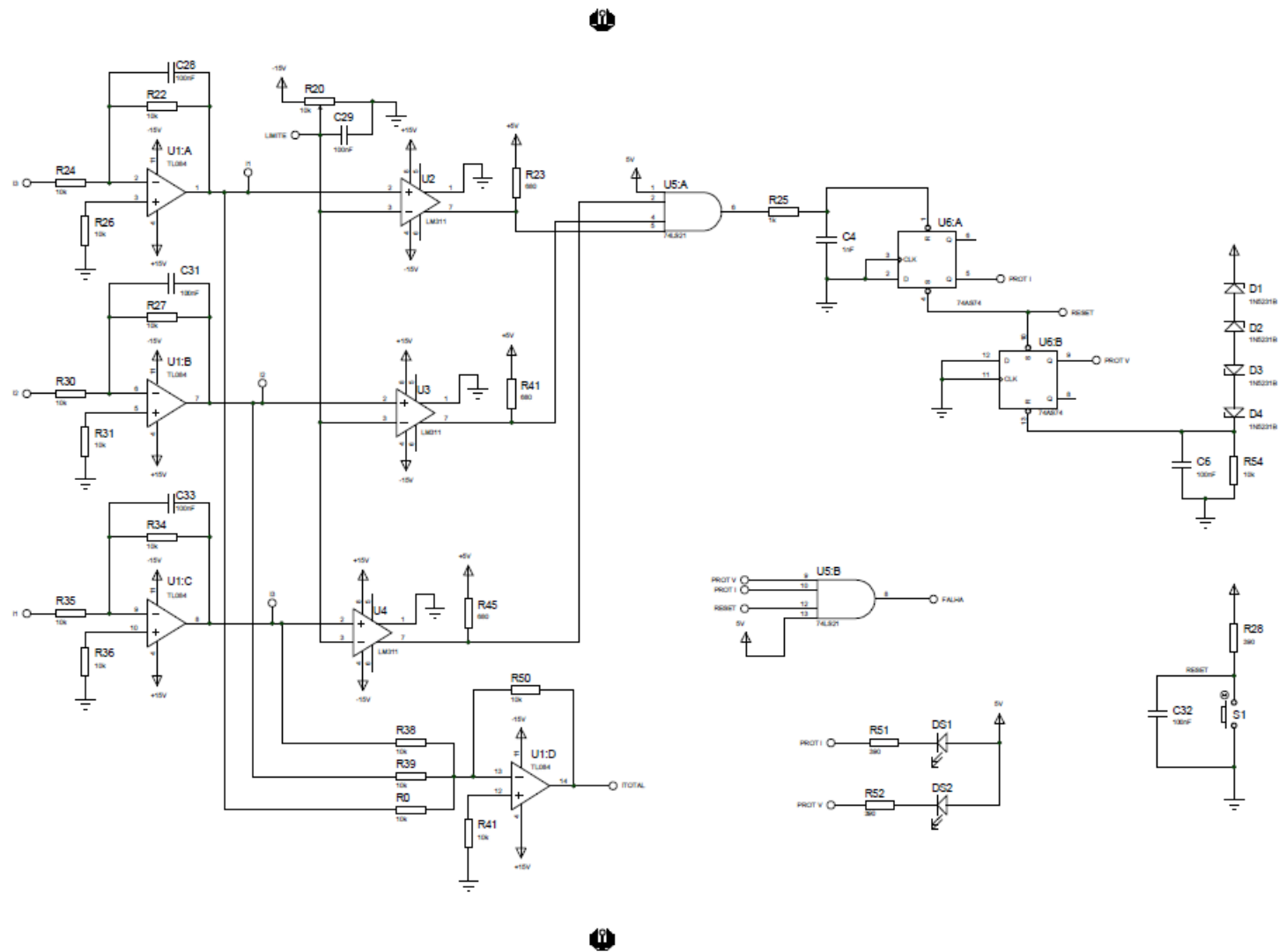


Figura 95: Circuito de proteção do inversor por sinais de corrente e tensão.

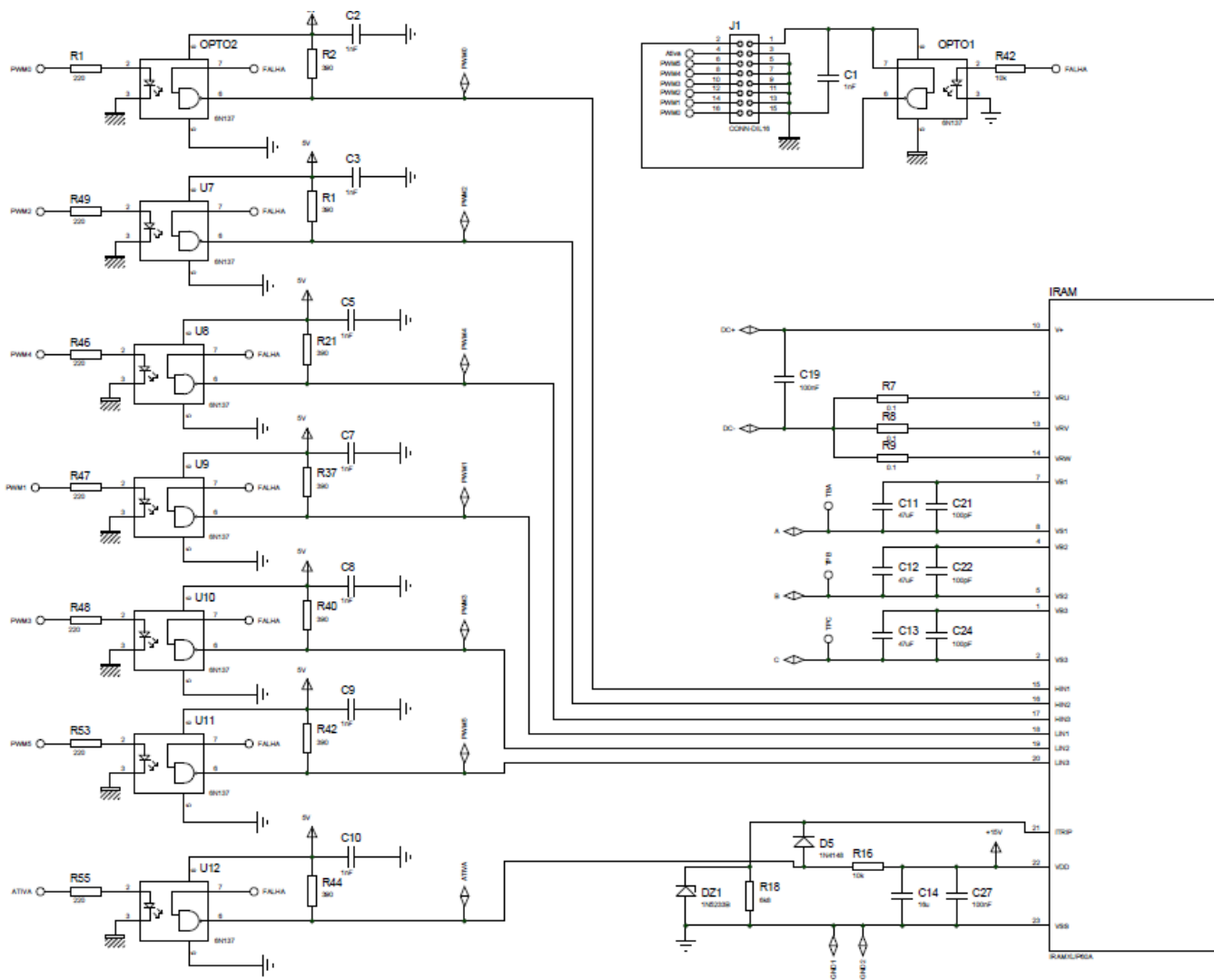


Figura 96: Circuito de acionamento do módulo IGBT do inversor

APÊNDICE D – CIRCUITO DRIVER

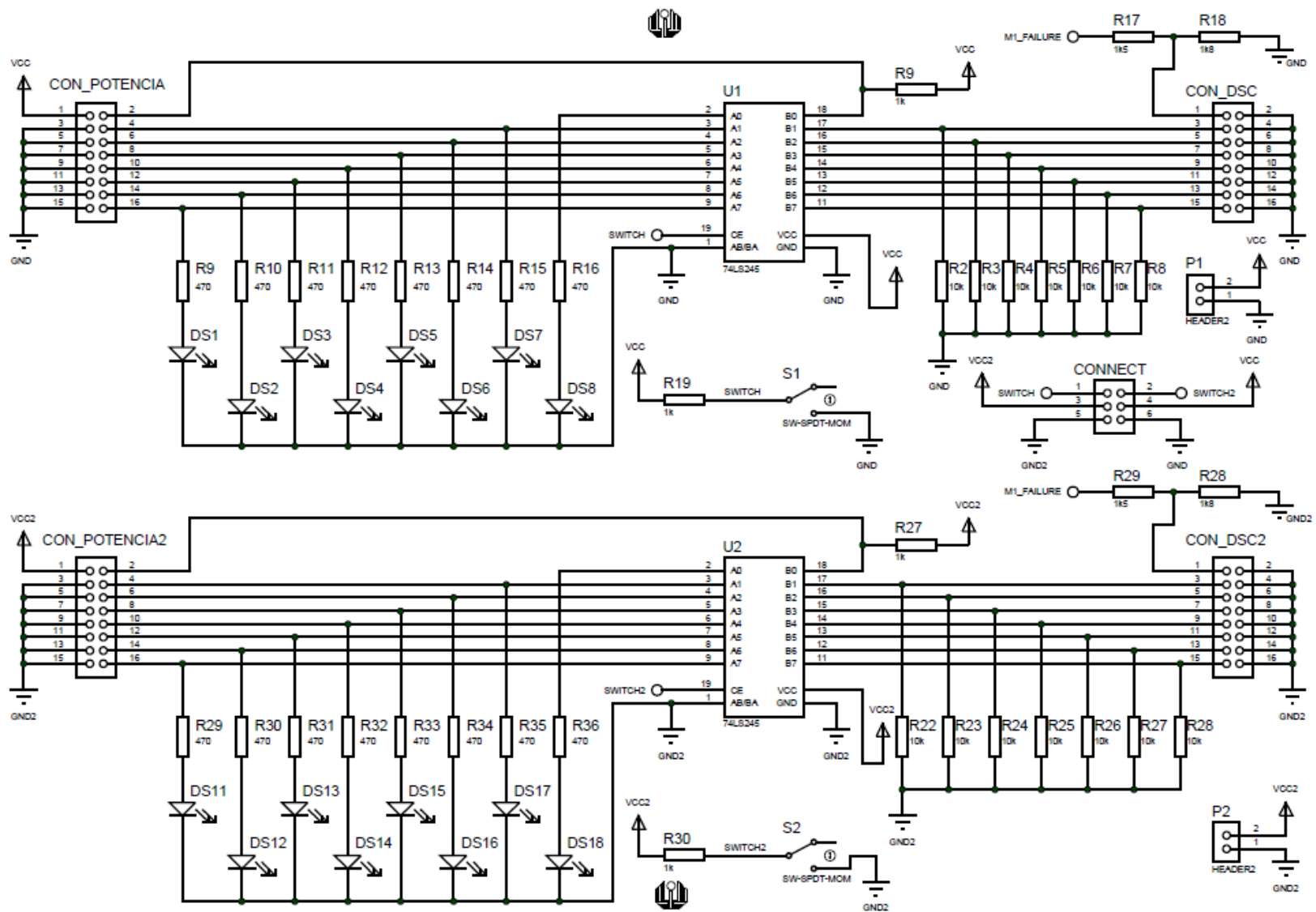


Figura 97: Circuito do driver de corrente.

APÊNDICE E – CIRCUITO CONDICIONAMENTO DE CORRENTE

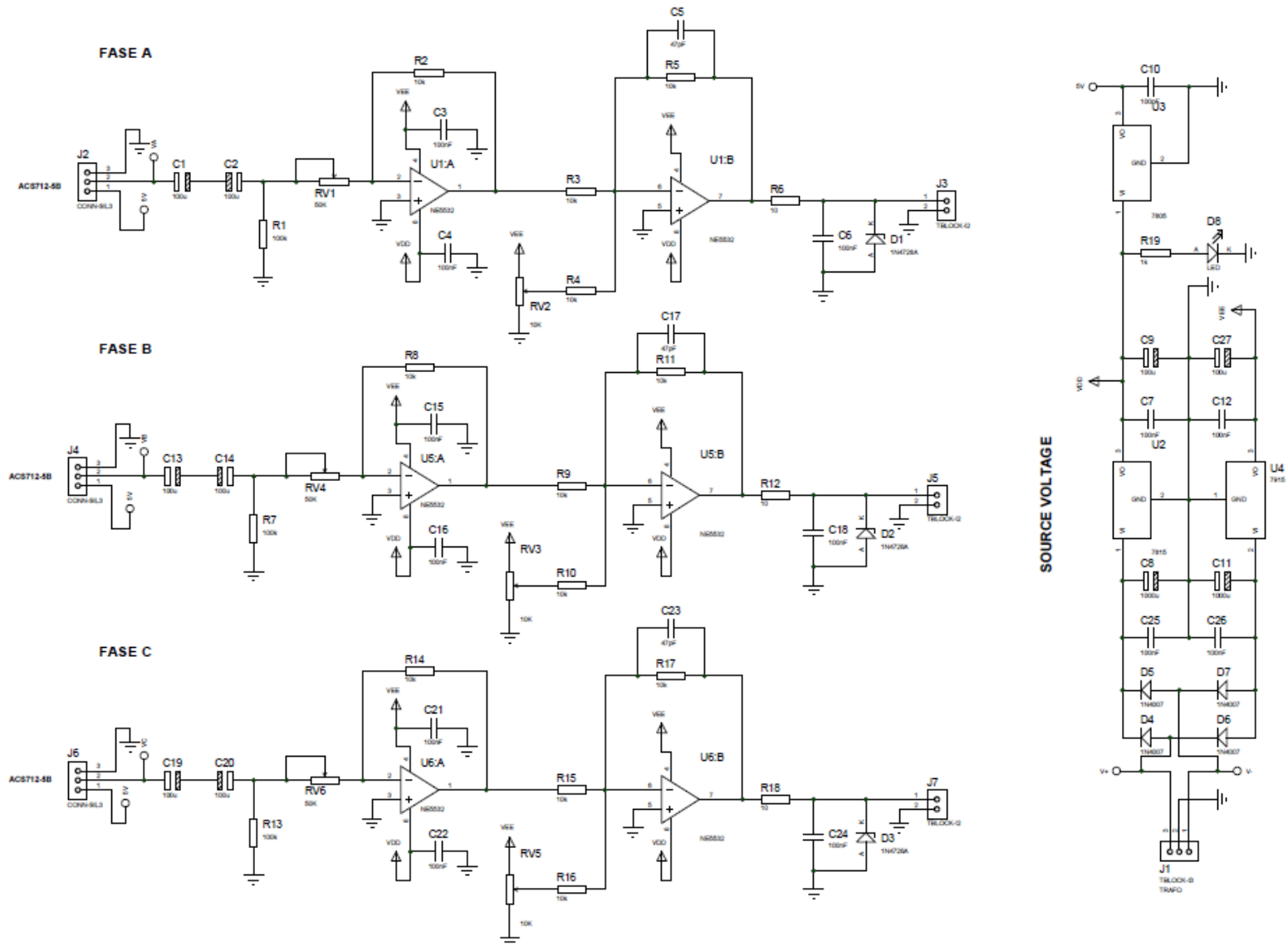


Figura 98: Circuito de condicionamento de sinais de corrente.

APÊNDICE F – CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO GERAL

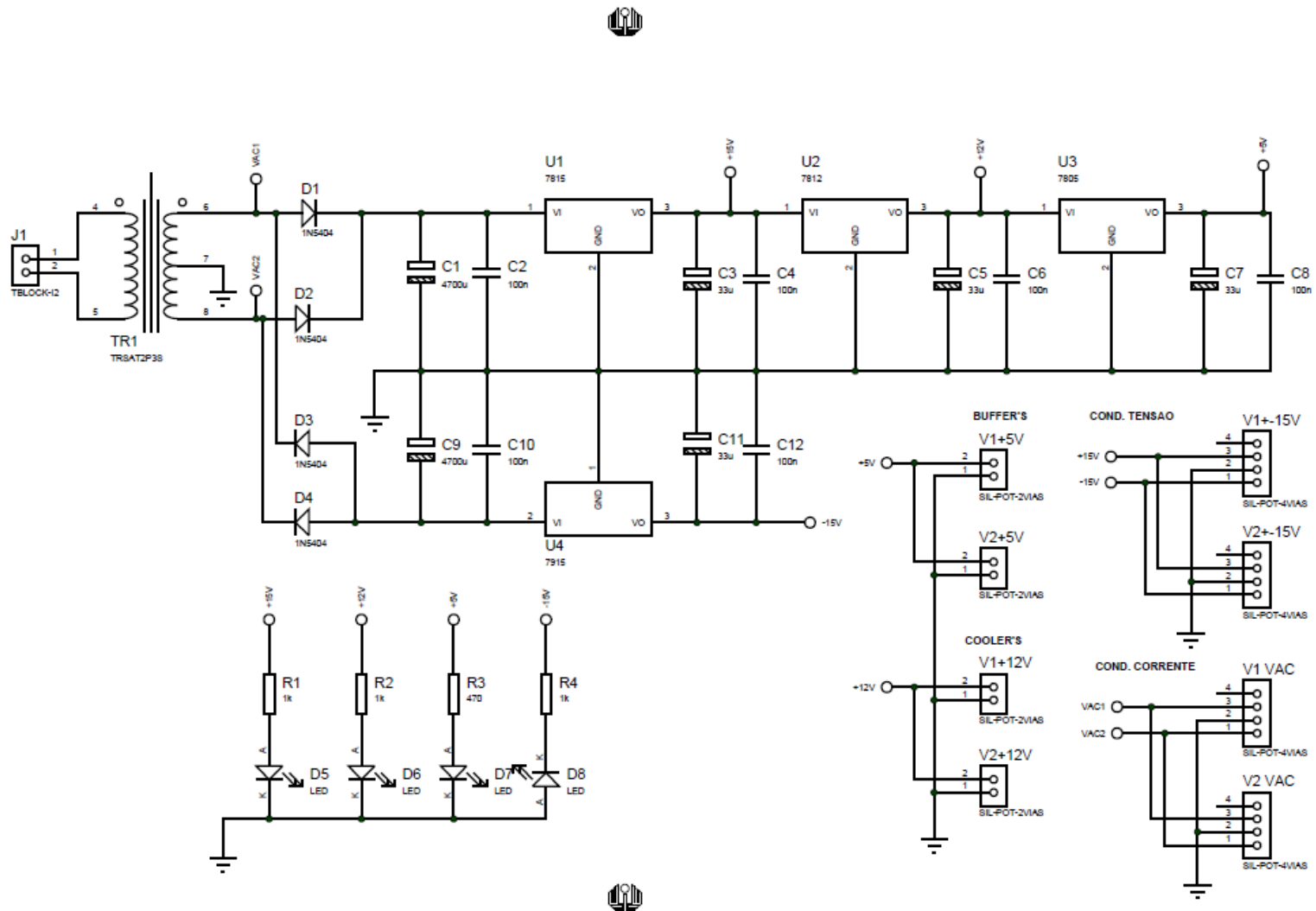
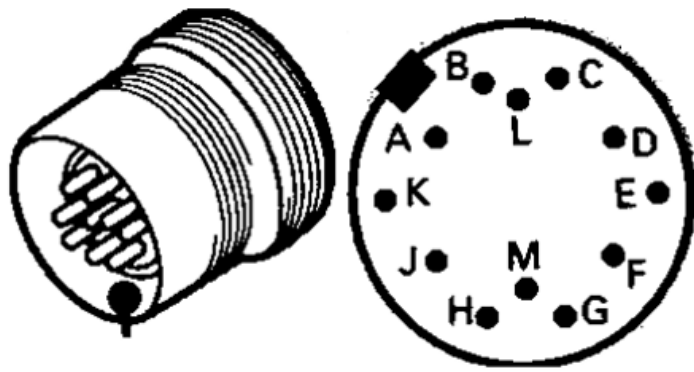


Figura 99: Circuito de alimentação das placas do sistema.

APÊNDICE G – ENCODER



A	B	C	D	E	F	G	H	K	L	M
\bar{U}_{a2}	U_p	U_{a0}	\bar{U}_{a0}	U_{a1}	\bar{U}_{a1}	\bar{U}_{a5}	U_{a2}	0 V	0 V	U_p
NC	Vermelho	Verde	NC	Azul	NC	NC	Amarelo	Preto	NC	NC

Figura 100: Pinagem de ligação do encoder.

Fonte: Autor.

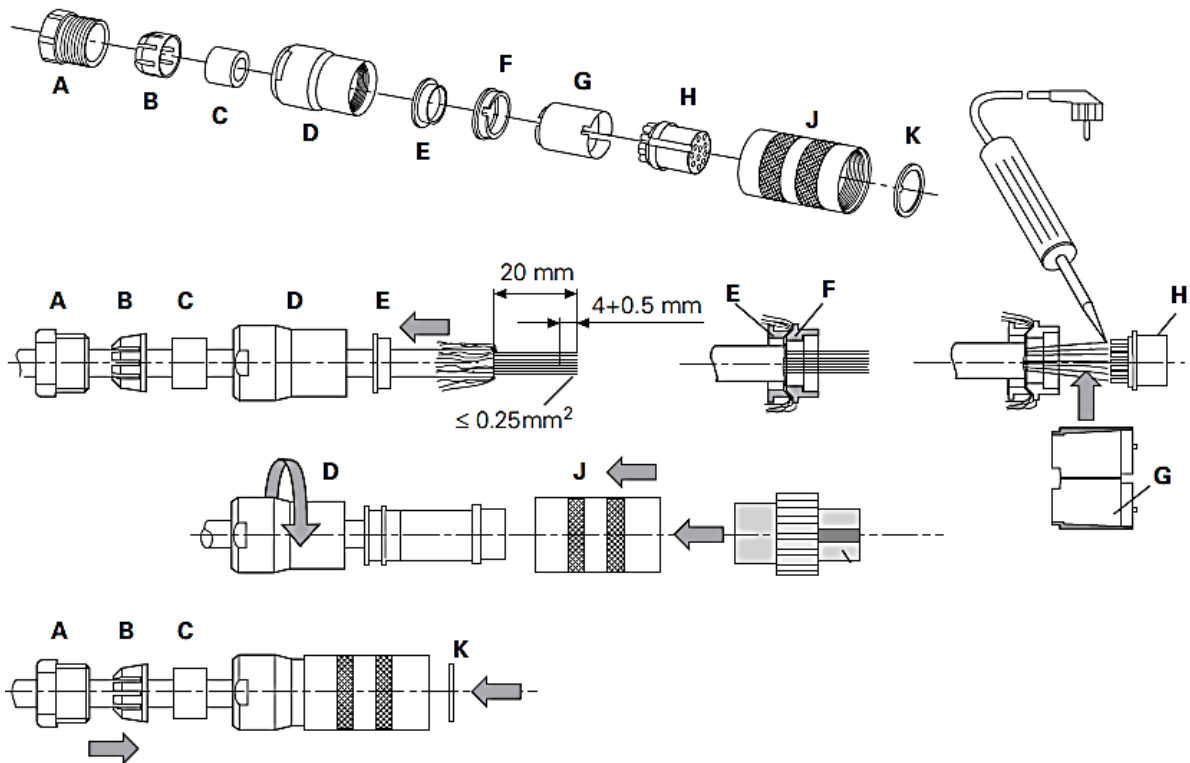


Figura 101: Esquema de ligação do encoder.

Fonte: Autor.

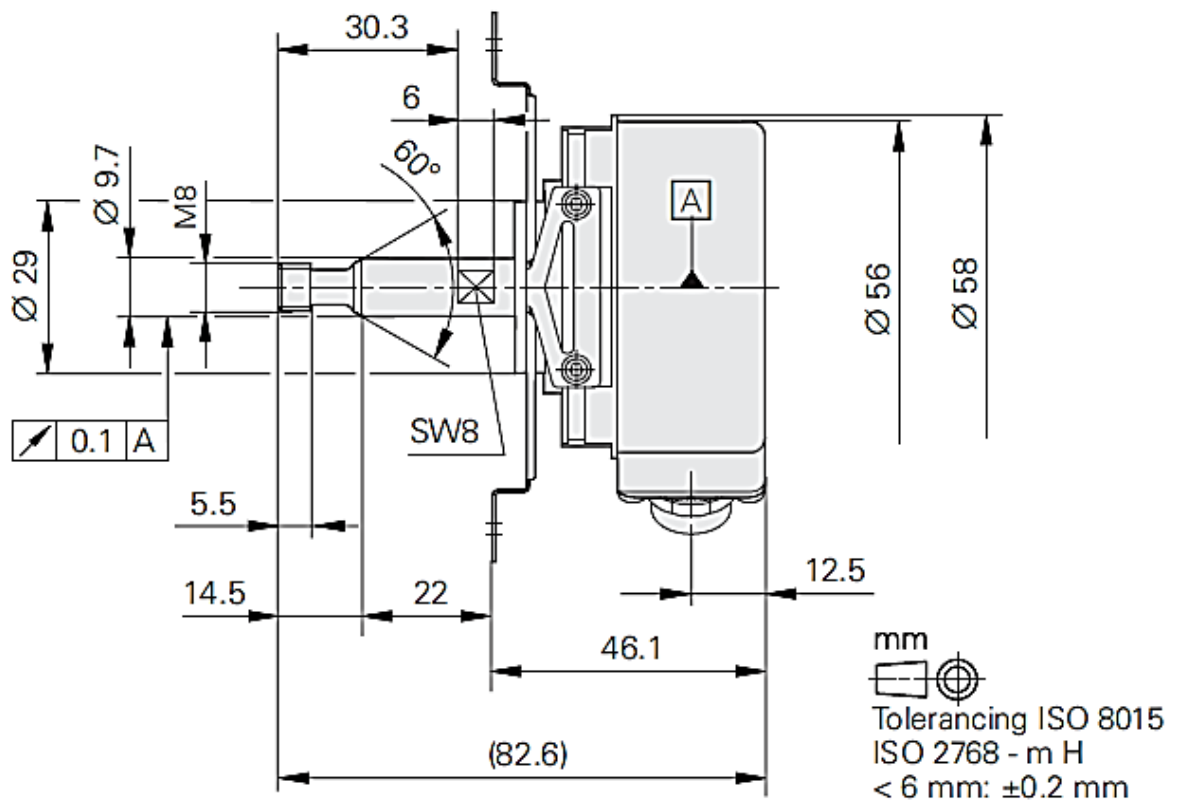


Figura 102: Especificação de dimensões do encoder.

Fonte: Autor.

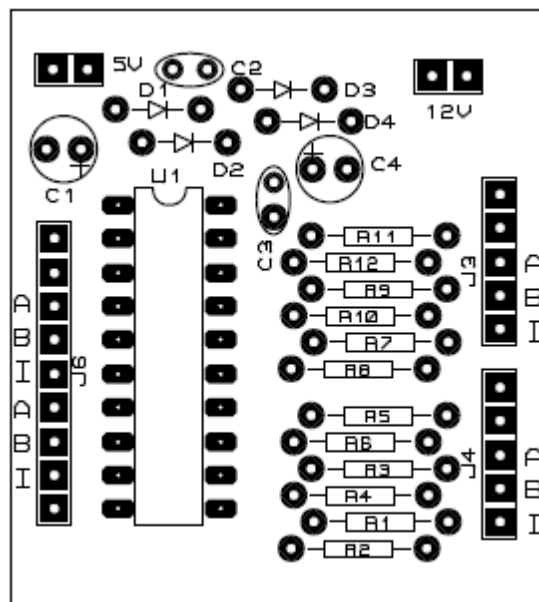


Figura 103: Top silk da placa de condicionamento dos sinais do encoder.

Fonte: Autor.

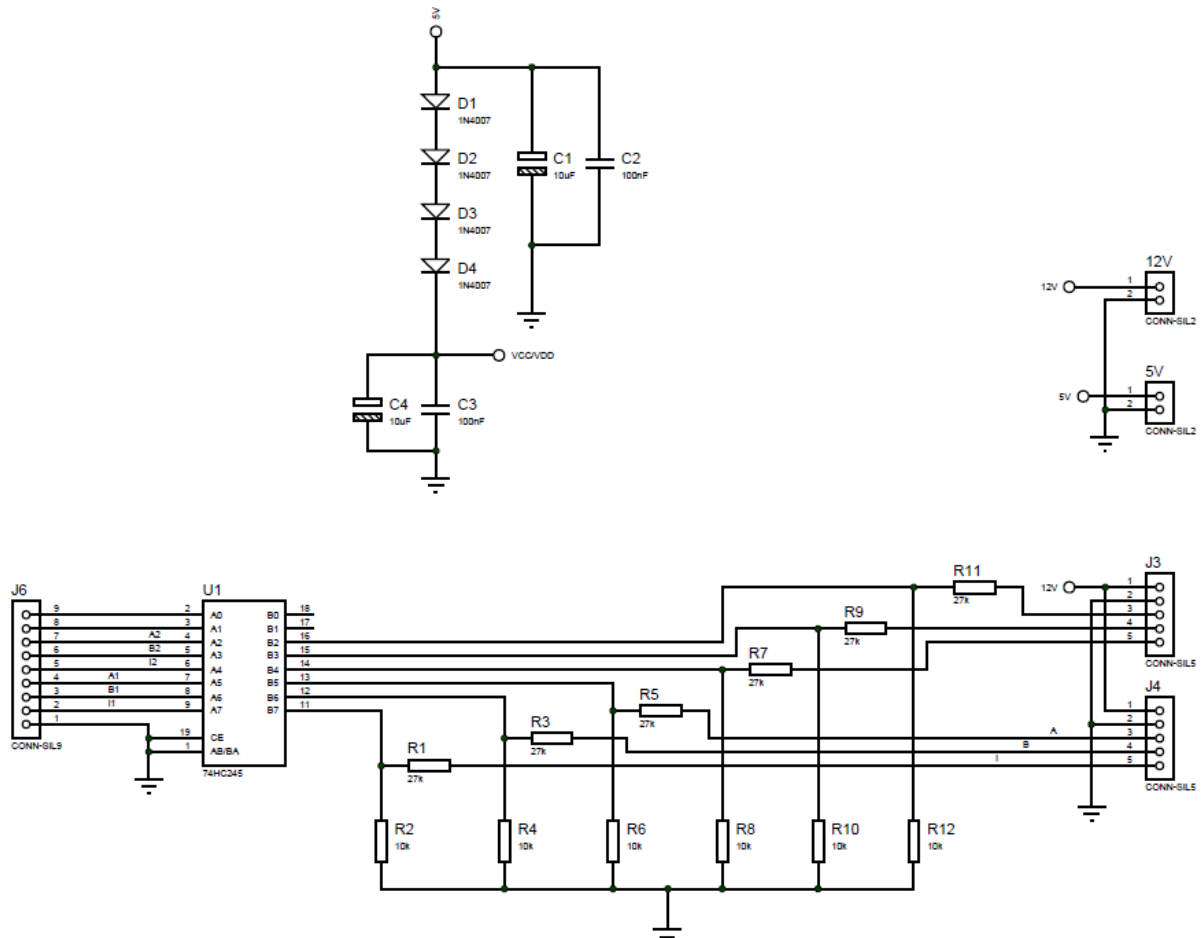


Figura 104: Esquemático da placa de condicionamento dos sinais do encoder.
 Fonte: Autor.

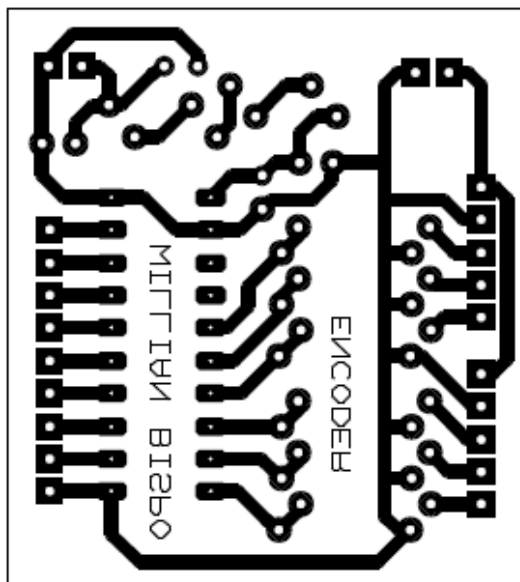


Figura 105: Bottom copper da placa de condicionamento dos sinais do encoder.
 Fonte: Autor.

APÊNDICE H – JOYSTICK

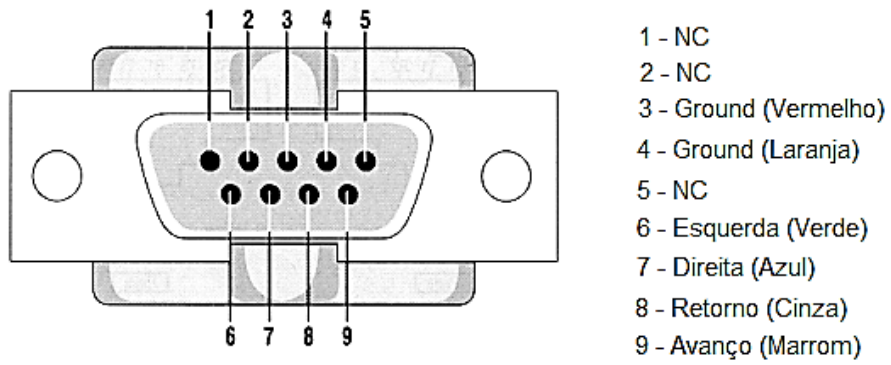


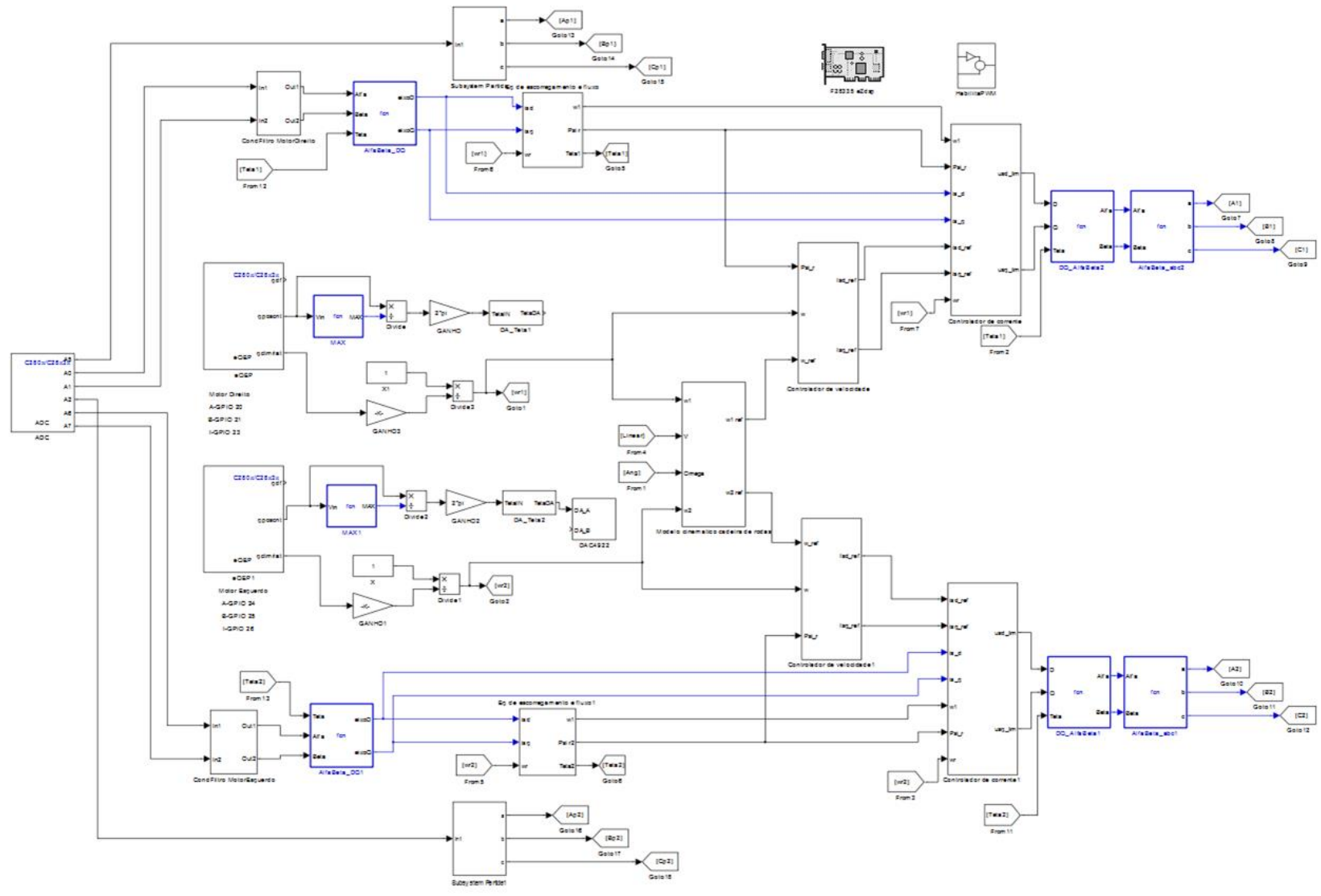
Figura 106: Conector DB-9 e respectiva pinagem de ligação do joystick.
 Fonte: Autor.

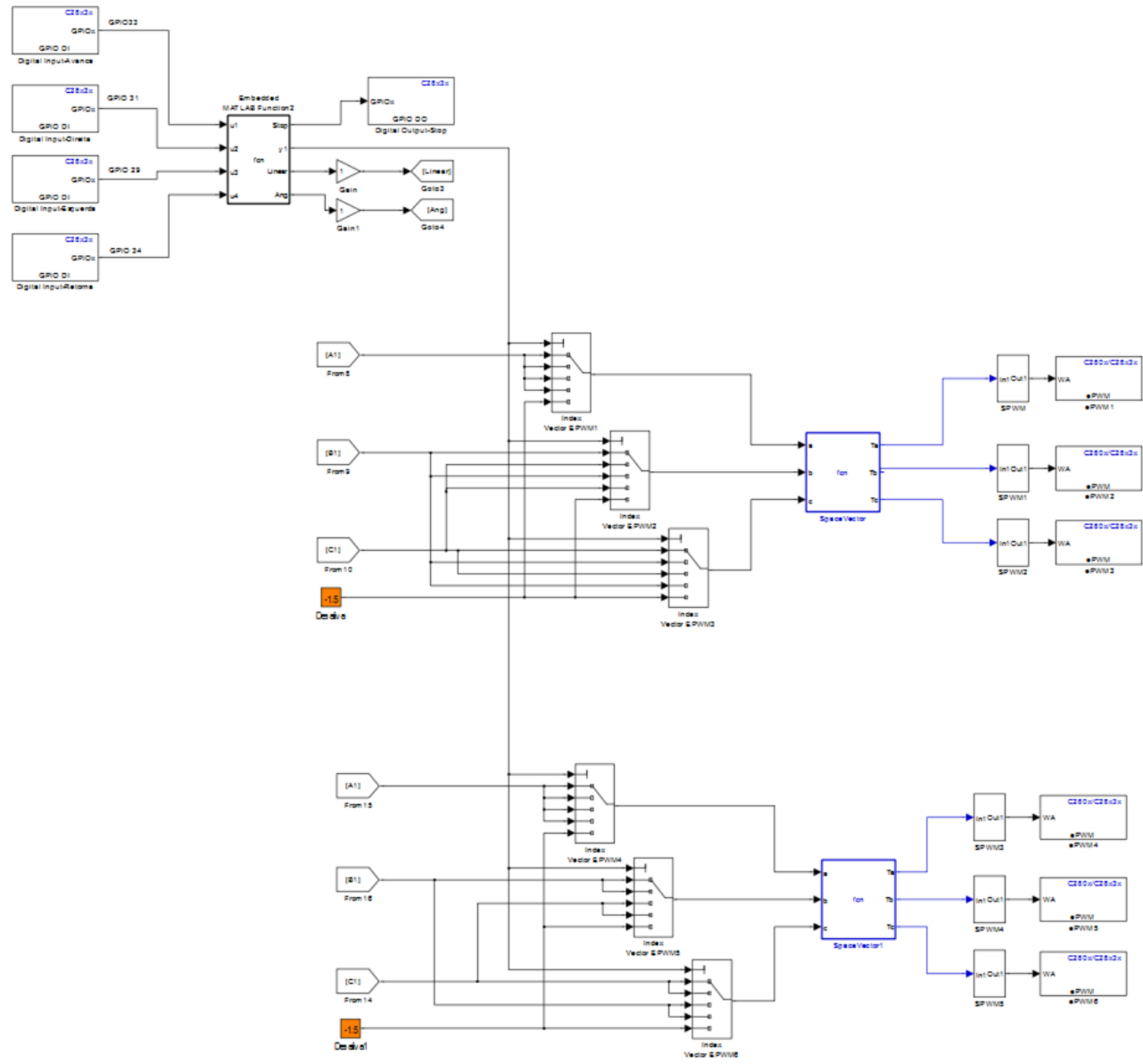
Tabela 24: Pinagem e respectiva descrição do joystick.

Pino	Descrição
1	Não Conectado (NC)
2	NC
3	Ground (Vermelho)
4	Ground (Laranja)
5	NC
6	Esquerda (Azul)
7	Direita (Verde)
8	Retorno (Cinza)
9	Avanço (Marrom)

Fonte: Autor.

APÊNDICE I – ESTRUTURA DO SISTEMA NO SIMULINK





APÊNDICE J – SIMULAÇÕES

Parâmetros do motor esquerdo

```
%p1siemens
%SIEMENS Esquerdo
Sb = 1/3*(736/(0.8*0.7)); % potencia em VA
Prated = 1/3*(736/0.7); % potencia de saída em W
Vrated = 220; % tensao de linha em V
pf = 0.8;
Irated = Sb/(sqrt(3)*Vrated*pf); % corrente nominal em RMS
P = 6; % numero de polos
frated = 60; % frequencia nominal em Hz
wb = 2*pi*frated; % frequencia elétrica base em rad/s
we = wb;
wbm = 2*wb/P; % frequencia mecânica base
Tb = 0.5*Sb/wbm; % torque base
Zb = Vrated*Vrated/Sb; % impedancia base em ohms
Vm = Vrated*sqrt(2/3); % magnitude da tensao de fase
Vb = Vm; % tensao base
Tfactor = (3*P)/(4*wb); % fator para expressão do torque
rs = 35.78; % resistência do enrolamento do estator em ohms
xls = 2*pi*frated*0.0694; % reatância de dispersão do estator em ohms
xplr = xls; % reatância de dispersão do rotor em ohms
xm = 2*pi*frated*0.8216; %reatância de magnetização do estator em ohms
rpr = 4.2615; % resistência de enrolamento do rotor referido em ohms
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
J = 0.0009; % inercia do rotor em kg m2
H = J*wbm*wbm/(2*Sb); % constante de inercia em sec
Domega = 0; % coeficiente de amortecimento do rotor
```

Parâmetros do motor direito

```
%p2siemens
%SIEMENS RIGHT
Sb = 1/3*(736/(0.8*0.7)); % potencia em VA
Prated = 1/3*(736/0.7); % potencia de saída em W
Vrated = 220; % tensao de linha em V
pf = 0.8;
Irated = Sb/(sqrt(3)*Vrated*pf); % corrente nominal em RMS
P = 6; % numero de polos
frated = 60; % frequencia nominal em Hz
wb = 2*pi*frated; % frequencia elétrica base em rad/s
we = wb;
wbm = 2*wb/P; % frequencia mecânica base
Tb = 0.5*Sb/wbm; % torque base
Zb = Vrated*Vrated/Sb; % impedancia base em ohms
Vm = Vrated*sqrt(2/3); % magnitude da tensao de fase
Vb = Vm; % tensao base
Tfactor = (3*P)/(4*wb); % fator para expressão do torque
rs = 34.35; % resistência do enrolamento do estator em ohms
xls = 2*pi*frated*0.0672; % reatância de dispersão do estator em ohms
xplr = xls; % reatância de dispersão do rotor em ohms
xm = 2*pi*frated*0.8085; %reatância de magnetização do estator em ohms
rpr = 4.2690; % resistência de enrolamento do rotor referido em ohms
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
J = 0.0009; % inercia do rotor em kg m2
H = J*wbm*wbm/(2*Sb); % constante de inercia em sec
Domega = 0; % coeficiente de amortecimento do rotor
```

Código de simulação para motor no sistema de referência estacionário

```
% Carrega os parâmetros do motor trifásico de inducao
close all
plsiemens
% initialize to start from standstill with machine unexcited
Psiqso = 0; % stator q-axis total flux linkage
Psipqro = 0; % rotor q-axis total flux linkage
Psidso = 0; % stator d-axis total flux linkage
Psipdro = 0; % rotor d-axis total flux linkage
wrbywbo = 0; % pu rotor speed
tstop = 2; % use 2 sec simulation time for Fig. in text
% program time and output arrays of repeating sequence signal for Tmech
tmech_time = [0 0.8 0.8 1.2 1.2 1.6 1.6 tstop];
tmech_value = [0 0 -0.5 -0.5 -1. -1. -0.5 -0.5]*Tb;
% Transfer to keyboard for simulation
disp('Set up for running s1.m or s3.m');
disp('Perform simulation then type return for plots');
keyboard
clf;
subplot(5,1,1)
plot(y(:,1),y(:,2),'b','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -250 250]);
ylabel('Vag (V)')
title('Stator Phase to Neutral Voltage')
subplot(5,1,2)
plot(y(:,1),y(:,3),'b','LineWidth',1.5)
ylabel('Ias (A)')
%axis([-inf inf -2 2]);
title('Stator Current')
subplot(5,1,3)
plot(y(:,1),y(:,5),'b','LineWidth',1.5)
ylabel('Tem (Nm)')
title('Developed Torque')
subplot(5,1,4)
plot(y(:,1),y(:,4),'b','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -0 2]);
ylabel('wr/wb')
title('pu Rotor Speed')
aux=wbm*60/(2*pi);
velrpm=y(:,4).*aux;
subplot(5,1,5)
plot(y(:,1),velrpm,'b','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -0 1500]);
ylabel('wr (RPM)')
title('Rotor speed')
xlabel('Time (s)')
%=====
p2siemens
% initialize to start from standstill with machine unexcited
Psiqso = 0; % stator q-axis total flux linkage
Psipqro = 0; % rotor q-axis total flux linkage
Psidso = 0; % stator d-axis total flux linkage
Psipdro = 0; % rotor d-axis total flux linkage
wrbywbo = 0; % pu rotor speed
tstop = 2; % use 2 sec simulation time for Fig. in text
```

```

% program time and output arrays of repeating sequence signal for Tmech
tmech_time = [0 0.8 0.8 1.2 1.2 1.6 1.6 tstop];
tmech_value = [0 0 -0.5 -0.5 -1. -1. -0.5 -0.5]*Tb;
% Transfer to keyboard for simulation
disp('Set up for running s1.m or s3.m');
disp('Perform simulation then type return for plots');
keyboard
subplot(5,1,1)
hold on
plot(y(:,1),y(:,2),'r','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -250 250]);
ylabel('Vag (V)')
title('Stator Phase to Neutral Voltage')
hold off
subplot(5,1,2)
hold on
plot(y(:,1),y(:,3),'r','LineWidth',1.5)
ylabel('Ias (A)')
%axis([-inf inf -2 2]);
title('Stator Current')
hold off
subplot(5,1,3)
hold on
plot(y(:,1),y(:,5),'r','LineWidth',1.5)
ylabel('Tem (Nm)')
title('Developed Torque')
hold off
subplot(5,1,4)
hold on
plot(y(:,1),y(:,4),'r','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -0 2]);
ylabel('wr/wb')
title('pu Rotor Speed')
hold off
aux=wbm*60/(2*pi);
velrpm=y(:,4).*aux;
subplot(5,1,5)
hold on
plot(y(:,1),velrpm,'r','LineWidth',1.5)
axis([-inf inf -0 1500]);
ylabel('wr (RPM)')
title('Rotor speed')
hold off
xlabel('Time (s)')
legend('Left Motor', 'Right Motor', 'SouthWest')

```

Código para a simulação do campo orientado

```

% MATLAB script m3.m para o projeto de acionamento de campo orientado
% m3.m configura os parametros da maquina, simulado disturbios e
% plota também os resultados.
clear all % limpa workspace
% Parametros da maquina a simular
%pmotorsiemensA
%pmotorsiemensB
pmotorsiemensAmodif

```

```

% Calculo da curvas de velocidade e torque
vas = Vrated/sqrt(3); % tensao rms
we = wb; % frequencia de excitacao
xls = (we/wb)*xls; % reatancia na frequencia de excitacao
xplr = (we/wb)*xplr; % reatancia na frequencia de excitacao
xm = (we/wb)*xm; % reatancia na frequencia de excitacao
xM = 1/(1/xm + 1/xls + 1/xplr);
xs = xls + xm; % indutancia propria do estator
xr = xplr + xm; % indutancia propria do rotor
xsprime = xs - xm*xm/xr; % reatancia de transicao estator
%Equivalente de Thevenin
vth = abs((j*xm/(rs + j*(xls + xm)))*vas);
zth = (j*xm*(rs + j*xls)/(rs + j*(xls + xm)));
rth = real(zth);
xth = imag(zth);
% Computa as resistencias do rotor
% Resistencia do rotor para max torque em s=1
rpr1 = sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);
%rprm = 0.4*sqrt(rth^2 + (xth + xplr)^2);
%Configura o vetor de resistencias do rotor
%rprv = [rpr rprm rpr1]
rprv = [rpr];
Nrr=length(rprv);
s = (1:-0.01:0.02);
N=length(s);
for n=1:N
sn = s(n);
wr(n)=2*we*(1-sn)/P;
for nrr = 1:Nrr
rrn = rprv(nrr);
zin=(rs + j*xls) + j*xm*(rrn/sn + j*xplr)/(rrn/sn + j*(xm + xplr));
ias = vas/zin;
Sin =3*vas*conj(ias);
pin = real(Sin);
pfin(nrr,n)=cos(-angle(ias));
iin(nrr,n)=abs(ias);
te(nrr,n)=(3*P/(2*we))*(vth^2*rrn/sn)/((rth + rrn/sn)^2 + (xth +
xplr)^2);
pe(nrr,n)=te(nrr,n)*wr(n);
eff(nrr,n)=100*pe(nrr,n)/pin;
end % nrr for loop
end % n for loop
% add valores na velocidade sincrona
size(te);
z=[0];
inl=vas/(rs + j*(xls+xm));
inlm = abs(inl);
inla = cos(-angle(inl));
iin=[iin [inlm]'];
pfin=[pfin [inla]'];
eff=[eff z'];
te=[te z'];
pe=[pe z'];
s=[s 0];
wr=[wr 2*we/P];
%determina o fluxo do rotor para a situacao sem carga
eprime = vas - (rs + j*xsprime)*inl; % tensao atras

```

```

% reatancia transiente do estator
lambdadr = real(eprime)*(xr/xm)/we;
%=====
% Configura os vetores de fluxo e velocidades de simulacao
%=====
speed = [-2: 0.1: 2];
mask = abs(speed)>1.1;
notmask=~mask;
i=find(speed==0); %procura o indice do elemento de velocidade zero
speed(i) = realmin; %e troca pelo menor numero positivo
invspeed = abs(1./speed); % antes de dividir evitar divisao por zero
% escalaa do fluxo e eixo de velocidade
lambdadre = lambdadr.*(invspeed.*mask + notmask);
speed = wbm*speed;
N=size(te);
M=size(pe);
figure(1)
subplot(2,2,1)
plot(wr,te(1,:),'-')
xlabel('Velocidade do rotor (rad/s)')
ylabel('Torque (Nm)')
axis([-inf 150 0 2])
grid on
subplot(2,2,2)
plot(wr,pe(1,:),'-')
xlabel('Velocidade do rotor (rad/s)')
ylabel('Potência desenvolvida (W)')
axis([-inf 150 0 250])
grid on
subplot(2,2,3)
plot(wr,iin(1,:),'-')
xlabel('Velocidade do rotor (rad/s)')
ylabel('Corrente do estator (A)')
axis([-inf 150 0 2.5])
grid on
subplot(2,2,4)
plot(wr,eff(1,:),'-')
xlabel('Velocidade do rotor (rad/s)')
ylabel('Eficiência (%)')
axis([-inf 150 0 80])
grid on
% configura todas as condicoes iniciais no SIMULINK para zero
Psiqso = 0;
Psidso = 0;
Psipgro = 0;
Psipdro = 0;
wrbywbo = 0;
tstop = 2.; % tempo de duracao da simulacao
%=====
% Teste 1- Seta uma velocidade de referencia e aplicar degraus de carga
%=====
time_wref=[0 0.5 tstop];
speed_wref=[0 wbm wbm];
% configura sinal de Tmech para carga ciclica
time_tmech=[0 0.75 0.75 1.0 1.0 1.25 1.25 1.5 1.5 2];
tmech_tmech=[0 0 -Trated -Trated -Trated/2 -Trated/2 -Trated -Trated 0 0
];

```

```

disp('Degraus de carga numa frequencia fixa')
disp('Run simulacao e retornar plots')
% Transfere para teclado no workspace
keyboard
figure(2)
subplot(3,1,1)
plot(y(:,1),y(:,2),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('wbm* (rad/s)')
subplot(3,1,2)
plot(y(:,1),y(:,3),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('wbm (rad/s)')
subplot(3,1,3)
plot(y(:,1),y(:,4),'-')
%axis([-inf inf -250 250])
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Vag (V)')
figure(3)
subplot(3,1,1)
plot(y(:,1),y(:,5),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Ia (A)')
subplot(3,1,2)
plot(y(:,1),y(:,6),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tem (Nm)')
subplot(3,1,3)
plot(y(:,1),y(:,7),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('|Psir| (V)')
disp('Salvar plots antes de digitar return para continuar simulacao')
keyboard
%=====
% Teste 2- Sinal de referencia para diferentes niveis de velocidade
%=====
time_wref=[0 0.25 0.5 1.0 1.25 1.5];
speed_wref=[0 wbm/2 wbm/2 -wbm/2 -wbm/2 0];
% set up Tmech signal
time_tmech=[0 tstop];
tmech_tmech=[0 0];
disp('Simulacao configurada para speed cycling e sem carga')
disp('Run simulacao e entao return para plots')
% Transfere para teclado para simulacao
keyboard
figure(4)
subplot(3,1,1)
plot(y(:,1),y(:,2),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('wbm* (rad/s)')
subplot(3,1,2)
plot(y(:,1),y(:,3),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('wbm (rad/s)')
subplot(3,1,3)
plot(y(:,1),y(:,4),'-')
axis([-inf inf -200 200])

```

```

xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Vag (V)')
figure(5)
subplot(3,1,1)
plot(y(:,1),y(:,5),'-')
axis([0 2 -2 2])
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Ia (A)')
subplot(3,1,2)
plot(y(:,1),y(:,6),'-')
axis([0 2 -0.5 0.5])
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('Tem (Nm)')
subplot(3,1,3)
plot(y(:,1),y(:,7),'-')
xlabel('Tempo (s)')
ylabel('|Psir| (V)')
disp('Salvar plots antes de digitar return para sair')
keyboard

```

**APÊNDICE K – SOFTWARE NO
TMS320F283355**

```

Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle = Seno_InversorV4Motores_P.Freq_Value /
Seno_InversorV4Motores_P.FreqAmostragem_Value +
Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle;
/* Freq / Fs eh o passo de calculo StepMax */
if (Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle > 1.0) {
/* '<S32>:1:13' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle = Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle -
1.0;
}
/* se > 1 subtrai 1 */
/* '<S32>:1:14' */
rtb_Out = Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle * 6.2831853071795862E+000;
/* SignalConversion: '<S10>/TmpSignal ConversionAtSPI TransmitInport1' incorporates:
* Constant: '<S10>/A'
* Constant: '<S10>/B'
* Constant: '<S29>/CC'
* Constant: '<S30>/CC'
* Gain: '<S29>/GANHO'
* Gain: '<S30>/GANHO'
* Saturate: '<S29>/Saturation'
* Saturate: '<S30>/Saturation'
* Sum: '<S10>/Sum'
* Sum: '<S10>/Sum3'
* Sum: '<S29>/Sum1'
* Sum: '<S30>/Sum1'
*/
rtb_Saturation_k = (rt_SATURATE(rtb_Out,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat) +
Seno_InversorV4Motores_P.CC_Value) *
Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain;
if (rtIsNaN(rtb_Saturation_k) || rtIsInf(rtb_Saturation_k)) {
rtb_Saturation_k = 0.0;
} else {
rtb_Saturation_k = fmod(floor(rtb_Saturation_k), 65536.0);
}
Seno_InversorV4Motores_B.TmpSignalConversionAtSPITransmi[0] =
(rtb_Saturation_k < 0.0 ? (uint16_T)-((int16_T)(uint16_T)
(-rtb_Saturation_k)) : (uint16_T)rtb_Saturation_k) +
Seno_InversorV4Motores_P.A_Value;
rtb_Saturation_k = (rt_SATURATE(0.0,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_o,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_g) +
Seno_InversorV4Motores_P.CC_Value_g) *
Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_b;
if (rtIsNaN(rtb_Saturation_k) || rtIsInf(rtb_Saturation_k)) {
rtb_Saturation_k = 0.0;
} else {
rtb_Saturation_k = fmod(floor(rtb_Saturation_k), 65536.0);
}
Seno_InversorV4Motores_B.TmpSignalConversionAtSPITransmi[1] =
(rtb_Saturation_k < 0.0 ? (uint16_T)-((int16_T)(uint16_T)
(-rtb_Saturation_k)) : (uint16_T)rtb_Saturation_k) +
Seno_InversorV4Motores_P.B_Value;
/* S-Function Block: '<S10>/SPI Transmit (c280xspi_tx) */
{
{
int i= 0;
for (i = 0; i < 2; i++) { // enhanced FIFO mode
if (SpiaRegs.SPIFFTX.bit.TXFFST < 16) {
// Data length = 16 Bits, << shift 0 bits
SpiaRegs.SPITXBUF =

```

```

        Seno_InversorV4Motores_B.TmpSignalConversionAtSPITransmi[i] << 0;
    }
}
}
}
/* S-Function Block: <Root>/ADC (c280xadc) */
{
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;// Reset SEQ1 module
    AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;//clear INT sequencer
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1 = 1;// Software Trigger
    while (AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1 == 0) {
    }
    //Wait for Sequencer INT bit to clear
    asm(" RPT #11 || NOP");
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o1 = (AdcRegs.ADCRESULT0) >> 4;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o2 = (AdcRegs.ADCRESULT1) >> 4;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o3 = (AdcRegs.ADCRESULT2) >> 4;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o4 = (AdcRegs.ADCRESULT3) >> 4;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o5 = (AdcRegs.ADCRESULT4) >> 4;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o6 = (AdcRegs.ADCRESULT5) >> 4;
}
/* Sum: '<S3>/Subrai' incorporates:
* Constant: '<S3>/OFFSET'
* Gain: '<S3>/GANHO'
*/
rtb_Subrai = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_bx *
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o2 - Seno_InversorV4Motores_P.OFFSET_Value;
/* Sum: '<S2>/Subrai' incorporates:
* Constant: '<S2>/OFFSET'
* Gain: '<S2>/GANHO'
*/
rtb_Subrai_d = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_m *
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o3 - Seno_InversorV4Motores_P.OFFSET_Value_b;
/* Embedded MATLAB: '<Root>/ab_AlfaBeta' */
Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta(rtb_Subrai, rtb_Subrai_d,
    &Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta);
/* Embedded MATLAB: '<Root>/AlfaBeta_DQ' */
/* Embedded MATLAB Function 'AlfaBeta_DQ': '<S6>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* converte Alfa Beta em DQ (q é o ativo) */
/* '<S6>:1:5' */
/* '<S6>:1:6' */
/* Embedded MATLAB: '<Root>/MEDIA' */
/* Embedded MATLAB Function 'MEDIA': '<S15>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* Definicao de variaveis */
/* '<S15>:1:1' */
/* programa calcula a media */
/* '<S15>:1:65' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1 =
    Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Beta * cos(rtb_Out) +
    Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Alfa * sin(rtb_Out);
/* '<S15>:1:66' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2 =
    (-Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Beta) * sin(rtb_Out) +
    Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Alfa * cos(rtb_Out);
/* '<S15>:1:67' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1 = Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1 *
    Seno_InversorV4Motores_DWork.InvNAmostras;
/* '<S15>:1:68' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2 = Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2 *
    Seno_InversorV4Motores_DWork.InvNAmostras;
/* '<S15>:1:69' */

```

```

Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia =
(Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia +
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1) -
Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia[(int16_T)
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont - 1];
/* '<S15>:1:70' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia2 =
(Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia2 +
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2) -
Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia2[(int16_T)
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont - 1];
/* '<S15>:1:71' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia[(int16_T)
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont - 1] = Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1;
/* '<S15>:1:72' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia2[(int16_T)
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont - 1] = Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2;
/* '<S15>:1:73' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont = Seno_InversorV4Motores_DWork.icont +
1.0;
if (Seno_InversorV4Motores_DWork.icont > 200.0) {
/* '<S15>:1:74' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont = 1.0;
}
/* '<S15>:1:75' */
/* '<S15>:1:76' */
/* Sum: '<Root>/Sum1' incorporates:
* Constant: '<Root>/Idref'
*/
rtb_Sum1 = Seno_InversorV4Motores_P.Idref_Value -
Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia;
/* Sum: '<S16>/Sum' incorporates:
* DiscreteIntegrator: '<S16>/Integrator'
* Gain: '<S16>/Proportional Gain'
*/
rtb_Sum2 = Seno_InversorV4Motores_P.ProportionalGain_Gain * rtb_Sum1 +
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE;
/* Saturate: '<S16>/Saturation' */
rtb_Saturation_k = rt_SATURATE(rtb_Sum2,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_d,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_a);
/* Sum: '<Root>/Sum2' incorporates:
* Constant: '<Root>/Iqref'
*/
rtb_Sum2 = Seno_InversorV4Motores_P.Iqref_Value -
Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia2;
/* Sum: '<S17>/Sum' incorporates:
* DiscreteIntegrator: '<S17>/Integrator'
* Gain: '<S17>/Proportional Gain'
*/
rtb_Sum = Seno_InversorV4Motores_P.ProportionalGain_Gain_k * rtb_Sum2 +
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE_i;
/* Saturate: '<S17>/Saturation' */
rtb_Sum = rt_SATURATE(rtb_Sum,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_o0,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_l);
/* Embedded MATLAB: '<S1>/DQ_AlfaBeta' */
/* Embedded MATLAB Function 'ABC/DQ_AlfaBeta': '<S26>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* converte DQ em Alfa Beta */
/* '<S26>:1:5' */
rtb_Alfa = rtb_Saturation_k * cos(rtb_Out) - rtb_Sum * sin(rtb_Out);

```

```

/* '<S26>:1:6' */
rtb_Sum = rtb_Saturation_k * sin(rtb_Out) + rtb_Sum * cos(rtb_Out);
/* Embedded MATLAB: '<S1>/AlfaBeta_abc1' */
/* Embedded MATLAB Function 'ABC/AlfaBeta_abc1': '<S25>:1' */
/* Transformacao abc (0 -120 +120) para Alfa Beta */
/* '<S25>:1:4' */
/* '<S25>:1:5' */
rtb_Out = -0.5 * rtb_Alfa + 8.6602540378443860E-001 * rtb_Sum;
/* '<S25>:1:6' */
rtb_Sum = -0.5 * rtb_Alfa - 8.6602540378443860E-001 * rtb_Sum;
/* Saturate: '<S19>/Saturation' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = rt_SATURATE(rtb_Alfa,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_e,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_k);
/* Sum: '<S19>/Sum' incorporates:
* Constant: '<S19>/Offset'
*/
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a +
Seno_InversorV4Motores_P.Offset_Value;
/* Gain: '<S19>/Escala' */
rtb_Saturation_k = Seno_InversorV4Motores_P.Escala_Gain *
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a;
if (rtIsNaN(rtb_Saturation_k) || rtIsInf(rtb_Saturation_k)) {
rtb_Saturation_k = 0.0;
} else {
rtb_Saturation_k = fmod(floor(rtb_Saturation_k), 65536.0);
}
Seno_InversorV4Motores_B.Escala = rtb_Saturation_k < 0.0 ? (uint16_T)
(-(int16_T)(uint16_T)(-rtb_Saturation_k)) : (uint16_T)rtb_Saturation_k;
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM1' */
/*-- Update CMPA value for ePWM1 --*/
{
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala);
}
/* Saturate: '<S20>/Saturation' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = rt_SATURATE(rtb_Out,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_i,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_d);
/* Sum: '<S20>/Sum' incorporates:
* Constant: '<S20>/Offset'
*/
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a +
Seno_InversorV4Motores_P.Offset_Value_e;
/* Gain: '<S20>/Escala' */
rtb_Saturation_k = Seno_InversorV4Motores_P.Escala_Gain_d *
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a;
if (rtIsNaN(rtb_Saturation_k) || rtIsInf(rtb_Saturation_k)) {
rtb_Saturation_k = 0.0;
} else {
rtb_Saturation_k = fmod(floor(rtb_Saturation_k), 65536.0);
}
Seno_InversorV4Motores_B.Escala_c = rtb_Saturation_k < 0.0 ? (uint16_T)
(-(int16_T)(uint16_T)(-rtb_Saturation_k)) : (uint16_T)rtb_Saturation_k;
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM2' */
/*-- Update CMPA value for ePWM2 --*/
{
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala_c);
}
/* Saturate: '<S21>/Saturation' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = rt_SATURATE(rtb_Sum,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_LowerSat_iu,
Seno_InversorV4Motores_P.Saturation_UpperSat_m);

```

```

/* Sum: '<S21>/Sum' incorporates:
 * Constant: '<S21>/Offset'
 */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a +
  Seno_InversorV4Motores_P.Offset_Value_g;
/* Gain: '<S21>/Escala' */
rtb_Saturation_k = Seno_InversorV4Motores_P.Escala_Gain_b *
  Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a;
if (rtIsNaN(rtb_Saturation_k) || rtIsInf(rtb_Saturation_k)) {
  rtb_Saturation_k = 0.0;
} else {
  rtb_Saturation_k = fmod(floor(rtb_Saturation_k), 65536.0);
}
Seno_InversorV4Motores_B.Escala_j = rtb_Saturation_k < 0.0 ? (uint16_T)
  (-(int16_T)(uint16_T)(-rtb_Saturation_k)) : (uint16_T)rtb_Saturation_k;
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM3' */
/*-- Update CMPA value for ePWM3 --*/
{
  EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala_j);
}
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM4' */
/*-- Update CMPA value for ePWM4 --*/
{
  EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala);
}
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM5' */
/*-- Update CMPA value for ePWM5 --*/
{
  EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala_c);
}
/* S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM6' */
/*-- Update CMPA value for ePWM6 --*/
{
  EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = (uint16_T)(Seno_InversorV4Motores_B.Escala_j);
}
/* Gain: '<S4>/GANHO' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_b1 *
  Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o5;
/* Sum: '<S4>/Subrai' incorporates:
 * Constant: '<S4>/OFFSET'
 */
Seno_InversorV4Motores_B.Subrai = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a -
  Seno_InversorV4Motores_P.OFFSET_Value_o;
/* Gain: '<S5>/GANHO' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_l *
  Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o6;
/* Sum: '<S5>/Subrai' incorporates:
 * Constant: '<S5>/OFFSET'
 */
Seno_InversorV4Motores_B.Subrai_l = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a -
  Seno_InversorV4Motores_P.OFFSET_Value_i;
/* Gain: '<S16>/Integral Gain' */
Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain =
  Seno_InversorV4Motores_P.IntegralGain_Gain * rtb_Sum1;
/* Gain: '<S17>/Integral Gain' */
Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain_k =
  Seno_InversorV4Motores_P.IntegralGain_Gain_b * rtb_Sum2;
/* Embedded MATLAB: '<Root>/ab_AlfaBeta1' */
Seno_InversorV4Moto_ab_AlfaBeta(Seno_InversorV4Motores_B.Subrai,
  Seno_InversorV4Motores_B.Subrai_l,
  &Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta1);
/* S-Function Block: <Root>/eQEP (c280xqep) */

```

```

{
  Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o1 = EQep1Regs.QEPSTS.bit.QDF;// Quadrature direction flag : 0-CCW, 1-CW
  Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2 = EQep1Regs.QPOSCNT;//eQEP Position Counter
  Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o3 = EQep1Regs.QCPRDLAT;// eQEP Capture Period Latch (QCPRDLAT)
Register
}
/* Embedded MATLAB: '<S7>/DA_tempo' */
/* Embedded MATLAB Function 'BitOFF/DA_tempo': '<S27>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* Definicao de variaveis */
/* '<S27>:1:1' */
/* programa */
/* '<S27>:1:10' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.x_b = false;
/* '<S27>:1:11' */
Seno_InversorV4Motores_B.tempo_n = Seno_InversorV4Motores_DWork.x_b;
/* S-Function Block: <S7>/Corrigir para ficar no inicio do AD (c280xgpio_do) */
{
  GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO30 = (Seno_InversorV4Motores_B.tempo_n != 0);
  GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO30 = !(Seno_InversorV4Motores_B.tempo_n != 0);
}
/* Embedded MATLAB: '<Root>/MAX' */
/* Embedded MATLAB Function 'MAX': '<S14>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* Definicao de variaveis */
/* '<S14>:1:1' */
/* calculo do valor máximo */
if (Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2 > Seno_InversorV4Motores_DWork.ant) {
  /* '<S14>:1:10' */
  /* '<S14>:1:11' */
  rtb_Sum = Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2;
  /* '<S14>:1:12' */
  Seno_InversorV4Motores_DWork.ant = Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2;
} else {
  /* '<S14>:1:14' */
  rtb_Sum = Seno_InversorV4Motores_DWork.ant;
}
/* Product: '<Root>/Divide' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2 /
  rtb_Sum;
/* Gain: '<Root>/GANHO' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_p *
  Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a;
/* Gain: '<S9>/GANHO' */
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = Seno_InversorV4Motores_P.GANHO_Gain_If *
  Seno_InversorV4Motores_B.GANHO;
/* Sum: '<S9>/Subrai' incorporates:
 * Constant: '<S9>/OFFSET'
 */
Seno_InversorV4Motores_B.Subrai_b = Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a -
  Seno_InversorV4Motores_P.OFFSET_Value_c;
/* Embedded MATLAB: '<S8>/DA_tempo' */
/* Embedded MATLAB Function 'BitON/DA_tempo': '<S28>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* Definicao de variaveis */
/* '<S28>:1:1' */
/* programa */
/* '<S28>:1:10' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.x = true;
/* '<S28>:1:11' */
Seno_InversorV4Motores_B.tempo = Seno_InversorV4Motores_DWork.x;
/* S-Function Block: <S8>/Corrigir para ficar no inicio do AD (c280xgpio_do) */

```



```

{
  GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO30 = (Seno_InversorV4Motores_B.tempo != 0);
  GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO30 = !(Seno_InversorV4Motores_B.tempo != 0);
}
/* Embedded MATLAB: '<Root>/SenoCosseno' */
/* Embedded MATLAB Function 'SenoCosseno': '<S22>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* '<S22>:1:3' */
/* '<S22>:1:4' */
/* Embedded MATLAB: '<S13>/BitON' */
/* Embedded MATLAB Function 'HabilitaPWM/BitON': '<S31>:1' */
/* Funcao variavel de entrada Vin e saida Saida */
/* '<S31>:1:3' */
Seno_InversorV4Motores_B.habilita = true;
/* S-Function Block: <S13>/PWM_ON (c280xgpio_do) */
{
  GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO84 = (Seno_InversorV4Motores_B.habilita != 0);
  GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO84 = !(Seno_InversorV4Motores_B.habilita !=
0);
}
/* S-Function Block: <S13>/PWM_ON 1 (c280xgpio_do) */
{
  GpioDataRegs.GPCSET.bit.GPIO86 = (Seno_InversorV4Motores_B.habilita != 0);
  GpioDataRegs.GPCCLEAR.bit.GPIO86 = !(Seno_InversorV4Motores_B.habilita !=
0);
}
/* Update for DiscreteIntegrator: '<S16>/Integrator' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE =
  Seno_InversorV4Motores_P.Integrator_gainval *
  Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain +
  Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE;
/* Update for DiscreteIntegrator: '<S17>/Integrator' */
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE_i =
  Seno_InversorV4Motores_P.Integrator_gainval_f *
  Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain_k +
  Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE_i;
}
}
/* Model initialize function */
void Seno_InversorV4Motores_initialize(boolean_T firstTime)
{
  (void)firstTime;
  /* Registration code */
  /* initialize non-finites */
  rt_InitInfAndNaN(sizeof(real_T));
  /* initialize error status */
  rtmSetErrorStatus(Seno_InversorV4Motores_M, (NULL));
  /* block I/O */
  (void) memset(((void *) &Seno_InversorV4Motores_B),0,
    sizeof(BlockIO_Seno_InversorV4Motores));
  {
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o1 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o2 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o3 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o4 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o5 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.ADC_o6 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.Subrai = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.Subrai_1 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.IntegralGain_k = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o1 = 0.0;
  }
}

```

```

Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o2 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.eQEP_o3 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.Subrai_b = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.GANHO_a = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta1.Alfa = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta1.Beta = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Alfa = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_B.sf_ab_AlfaBeta.Beta = 0.0;
}
/* states (dwork) */
(void) memset((void *)&Seno_InversorV4Motores_DWork, 0,
              sizeof(D_Work_Seno_InversorV4Motores));
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE_i = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle = 0.0;
{
    int_T i;
    for (i = 0; i < 200; i++) {
        Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia[i] = 0.0;
    }
}
{
    int_T i;
    for (i = 0; i < 200; i++) {
        Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia2[i] = 0.0;
    }
}
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.InvNAmostras = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia2 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.saida_filtro = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.saida_filtro2 = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.icont = 0.0;
Seno_InversorV4Motores_DWork.ant = 0.0;
/* Start for S-Function (c280xadc): '<Root>/ADC' */
InitAdc();
config_ADC_A (5U, 8453U, 67U, 0U, 0U);
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM1' */
/**/ Initialize ePWM1 modules /**/
{
    EPWMPARAMS EPwm1Params;
    /*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
    EPwm1Params.TBPRD = 6250;
    EPwm1Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
    EPwm1Params.TBCTL_SYNCSEL = 1;
    EPwm1Params.TBCTL_PHSSEN = 1;
    EPwm1Params.TBCTL_PHSDIR = 1;
    EPwm1Params.TBPHS = 0;
    EPwm1Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
    EPwm1Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
    /*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
    EPwm1Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
    EPwm1Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
    EPwm1Params.CMPA = 0;
    EPwm1Params.CMPB = 0;
    /*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
    EPwm1Params.AQCTLA = 96;
    EPwm1Params.AQCTLB = 144;
    EPwm1Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
}

```

```

EPwm1Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
EPwm1Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;
/*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
EPwm1Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
EPwm1Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
EPwm1Params.DBCTL_POLSEL = 2;
EPwm1Params.DBRED = 200.0;
EPwm1Params.DBFED = 200.0;
/*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
EPwm1Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
EPwm1Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
EPwm1Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
EPwm1Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
EPwm1Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
EPwm1Params.ETPS_SOCBPRD = 1;
EPwm1Params.ETSEL_INTEN = 0;
EPwm1Params.ETSEL_INTSEL = 1;
EPwm1Params.ETPS_INTPRD = 1;
/*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
EPwm1Params.PCCTL_CHPEN = 0;
EPwm1Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
EPwm1Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
EPwm1Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;
/*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
EPwm1Params.TZSEL = 0;
EPwm1Params.TZCTL_TZA = 3;
EPwm1Params.TZCTL_TZB = 3;
EPwm1Params.TZEINT_OST = 0;
EPwm1Params.TZEINT_CBC = 0;
/*-- Initial ePWM1 --*/
config_ePWMRegs(&EPwm1Regs, &EPwm1Params);
}
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM2' */
/** Initialize ePWM2 modules */
{
EPWMPARAMS EPwm2Params;
/*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
EPwm2Params.TBPRD = 6250;
EPwm2Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
EPwm2Params.TBCTL_SYNCSEL = 0;
EPwm2Params.TBCTL_PHSEN = 1;
EPwm2Params.TBCTL_PHSDIR = 1;
EPwm2Params.TBPHS = 0;
EPwm2Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
EPwm2Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
/*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
EPwm2Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
EPwm2Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
EPwm2Params.CMPA = 0;
EPwm2Params.CMPB = 0;
/*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
EPwm2Params.AQCTLA = 96;
EPwm2Params.AQCTLB = 144;
EPwm2Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
EPwm2Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
EPwm2Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;
/*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
EPwm2Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
EPwm2Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
EPwm2Params.DBCTL_POLSEL = 2;
EPwm2Params.DBRED = 200.0;
EPwm2Params.DBFED = 200.0;

```

```

/*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
EPwm2Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
EPwm2Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
EPwm2Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
EPwm2Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
EPwm2Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
EPwm2Params.ETPS_SOCBPRD = 1;
EPwm2Params.ETSEL_INTEN = 0;
EPwm2Params.ETSEL_INTSEL = 1;
EPwm2Params.ETPS_INTPRD = 1;
/*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
EPwm2Params.PCCTL_CHPEN = 0;
EPwm2Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
EPwm2Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
EPwm2Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;
/*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
EPwm2Params.TZSEL = 0;
EPwm2Params.TZCTL_TZA = 3;
EPwm2Params.TZCTL_TZB = 3;
EPwm2Params.TZEINT_OST = 0;
EPwm2Params.TZEINT_CBC = 0;
/*-- Initial ePWM2 --*/
config_ePWMRegs(&EPwm2Regs, &EPwm2Params);
}
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM3' */
/** Initialize ePWM3 modules ***/
{
EPWMPARAMS EPwm3Params;
/*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
EPwm3Params.TBPRD = 6250;
EPwm3Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
EPwm3Params.TBCTL_SYNCSEL = 0;
EPwm3Params.TBCTL_PHSEN = 1;
EPwm3Params.TBCTL_PHSDIR = 1;
EPwm3Params.TBPHS = 0;
EPwm3Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
EPwm3Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
/*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
EPwm3Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
EPwm3Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
EPwm3Params.CMPA = 0;
EPwm3Params.CMPB = 0;
/*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
EPwm3Params.AQCTLA = 96;
EPwm3Params.AQCTLB = 144;
EPwm3Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
EPwm3Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
EPwm3Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;

/*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
EPwm3Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
EPwm3Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
EPwm3Params.DBCTL_POLSEL = 2;
EPwm3Params.DBRED = 200.0;
EPwm3Params.DBFED = 200.0;
/*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
EPwm3Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
EPwm3Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
EPwm3Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
EPwm3Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
EPwm3Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
EPwm3Params.ETPS_SOCBPRD = 1;

```

```

EPwm3Params.ETSEL_INTEN = 0;
EPwm3Params.ETSEL_INTSEL = 1;
EPwm3Params.ETPS_INTPRD = 1;
/*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
EPwm3Params.PCCTL_CHPEN = 0;
EPwm3Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
EPwm3Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
EPwm3Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;
/*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
EPwm3Params.TZSEL = 0;
EPwm3Params.TZCTL_TZA = 3;
EPwm3Params.TZCTL_TZB = 3;
EPwm3Params.TZEINT_OST = 0;
EPwm3Params.TZEINT_CBC = 0;
/*-- Initial ePWM3 --*/
config_ePWMRegs(&EPwm3Regs, &EPwm3Params);
}
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM4' */
/** Initialize ePWM4 modules ***/
{
EPWMPARAMS EPwm4Params;
/*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
EPwm4Params.TBPRD = 6250;
EPwm4Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
EPwm4Params.TBCTL_SYNCSEL = 1;
EPwm4Params.TBCTL_PHSSEN = 1;
EPwm4Params.TBCTL_PHSCLR = 1;
EPwm4Params.TBPHS = 0;
EPwm4Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
EPwm4Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
/*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
EPwm4Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
EPwm4Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
EPwm4Params.CMPA = 0;
EPwm4Params.CMPB = 0;
/*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
EPwm4Params.AQCTLA = 96;
EPwm4Params.AQCTLB = 144;
EPwm4Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
EPwm4Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
EPwm4Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;
/*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
EPwm4Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
EPwm4Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
EPwm4Params.DBCTL_POLSEL = 2;
EPwm4Params.DBRED = 200.0;
EPwm4Params.DBFED = 200.0;
/*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
EPwm4Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
EPwm4Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
EPwm4Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
EPwm4Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
EPwm4Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
EPwm4Params.ETPS_SOCBPRD = 1;
EPwm4Params.ETSEL_INTEN = 0;
EPwm4Params.ETSEL_INTSEL = 1;
EPwm4Params.ETPS_INTPRD = 1;
/*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
EPwm4Params.PCCTL_CHPEN = 0;
EPwm4Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
EPwm4Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
EPwm4Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;

```

```

/*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
EPwm4Params.TZSEL = 0;
EPwm4Params.TZCTL_TZA = 3;
EPwm4Params.TZCTL_TZB = 3;
EPwm4Params.TZEINT_OST = 0;
EPwm4Params.TZEINT_CBC = 0;
/*-- Initial ePWM4 --*/
config_ePWMRegs(&EPwm4Regs, &EPwm4Params);
}
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM5' */
/** Initialize ePWM5 modules ***/
{
EPWMPARAMS EPwm5Params;
/*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
EPwm5Params.TBPRD = 6250;
EPwm5Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
EPwm5Params.TBCTL_SYNCSEL = 0;
EPwm5Params.TBCTL_PHSEN = 1;
EPwm5Params.TBCTL_PHSDIR = 1;
EPwm5Params.TBPHS = 0;
EPwm5Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
EPwm5Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
/*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
EPwm5Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
EPwm5Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
EPwm5Params.CMPA = 0;
EPwm5Params.CMPB = 0;
/*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
EPwm5Params.AQCTLA = 96;
EPwm5Params.AQCTLB = 144;
EPwm5Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
EPwm5Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
EPwm5Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;
/*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
EPwm5Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
EPwm5Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
EPwm5Params.DBCTL_POLSEL = 2;
EPwm5Params.DBRED = 200.0;
EPwm5Params.DBFED = 200.0;
/*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
EPwm5Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
EPwm5Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
EPwm5Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
EPwm5Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
EPwm5Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
EPwm5Params.ETPS_SOCBPRD = 1;
EPwm5Params.ETSEL_INTEN = 0;
EPwm5Params.ETSEL_INTSEL = 1;
EPwm5Params.ETPS_INTPRD = 1;
/*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
EPwm5Params.PCCTL_CHPEN = 0;
EPwm5Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
EPwm5Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
EPwm5Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;
/*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
EPwm5Params.TZSEL = 0;
EPwm5Params.TZCTL_TZA = 3;
EPwm5Params.TZCTL_TZB = 3;
EPwm5Params.TZEINT_OST = 0;
EPwm5Params.TZEINT_CBC = 0;
/*-- Initial ePWM5 --*/
config_ePWMRegs(&EPwm5Regs, &EPwm5Params);
}

```

```

}
/* Start for S-Function (c280xpwm): '<Root>/ePWM6' */
/** Initialize ePWM6 modules */
{
    EPWMPARAMS EPwm6Params;
    /*-- Setup Time-Base (TB) Submodule --*/
    EPwm6Params.TBPRD = 6250;
    EPwm6Params.TBCTL_CTRMODE = 2;
    EPwm6Params.TBCTL_SYNCSEL = 0;
    EPwm6Params.TBCTL_PHSEN = 1;
    EPwm6Params.TBCTL_PHSDIR = 1;
    EPwm6Params.TBPHS = 0;
    EPwm6Params.TBCTL_HSPCLKDIV = 0;
    EPwm6Params.TBCTL_CLKDIV = 0;
    /*-- Setup Counter_Compare (CC) Submodule --*/
    EPwm6Params.CMPCTL_LOADAMODE = 0;
    EPwm6Params.CMPCTL_LOADBMODE = 0;
    EPwm6Params.CMPA = 0;
    EPwm6Params.CMPB = 0;
    /*-- Setup Action-Qualifier (AQ) Submodule --*/
    EPwm6Params.AQCTLA = 96;
    EPwm6Params.AQCTLB = 144;
    EPwm6Params.AQCSFRC_CSFA = 0;
    EPwm6Params.AQCSFRC_CSFB = 0;
    EPwm6Params.AQCSFRC_RLDCSF = 0;
    /*-- Setup Dead-Band Generator (DB) Submodule --*/
    EPwm6Params.DBCTL_OUT_MODE = 3;
    EPwm6Params.DBCTL_IN_MODE = 0;
    EPwm6Params.DBCTL_POLSEL = 2;
    EPwm6Params.DBRED = 200.0;
    EPwm6Params.DBFED = 200.0;
    /*-- Setup Event-Trigger (ET) Submodule --*/
    EPwm6Params.ETSEL_SOCAEN = 0;
    EPwm6Params.ETSEL_SOCASEL = 2;
    EPwm6Params.ETPS_SOCAPRD = 1;
    EPwm6Params.ETSEL_SOCBEN = 0;
    EPwm6Params.ETSEL_SOCBSEL = 1;
    EPwm6Params.ETPS_SOCBPRD = 1;
    EPwm6Params.ETSEL_INTEN = 0;
    EPwm6Params.ETSEL_INTSEL = 1;
    EPwm6Params.ETPS_INTPRD = 1;
    /*-- Setup PWM-Chopper (PC) Submodule --*/
    EPwm6Params.PCCTL_CHPEN = 0;
    EPwm6Params.PCCTL_CHPFREQ = 0;
    EPwm6Params.PCCTL_OSHTWTH = 0;
    EPwm6Params.PCCTL_CHPDUTY = 0;
    /*-- Setup Trip-Zone (TZ) Submodule --*/
    EPwm6Params.TZSEL = 0;
    EPwm6Params.TZCTL_TZA = 3;
    EPwm6Params.TZCTL_TZB = 3;
    EPwm6Params.TZEINT_OST = 0;
    EPwm6Params.TZEINT_CBC = 0;
    /*-- Initial ePWM6 --*/
    config_ePWMRegs(&EPwm6Regs, &EPwm6Params);
}
/* Start for S-Function (c280xqep): '<Root>/eQEP' */
config_QEP_eQEP1(4096U, 0, 0, 0, 0, 8, 32768, 32891, 0);
/* Start for S-Function (c280xgpio_do): '<S7>/Corrigir para ficar no inicio do AD' */
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.all = 0U;
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all &= 3489660927U;
GpioCtrlRegs.GPADIR.all |= 1073741824U;

```

```

EDIS;
/* Start for S-Function (c280xgpio_do): '<S8>/Corrigir para ficar no inicio do AD' */
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPAPUD.all = 0U;
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all &= 3489660927U;
GpioCtrlRegs.GPADIR.all |= 1073741824U;
EDIS;
/* Start for S-Function (c280xgpio_do): '<S13>/PWM_ON ' */
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPCPUD.all = 0U;
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all &= 4294966527U;
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all |= 1048576U;
EDIS;
/* Start for S-Function (c280xgpio_do): '<S13>/PWM_ON 1' */
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPCPUD.all = 0U;
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all &= 4294955007U;
GpioCtrlRegs.GPCDIR.all |= 4194304U;
EDIS;
{
    int16_T i;
    /* InitializeConditions for Embedded MATLAB: '<S18>/Gerador de Rampa' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.Angle = 0.0;
    /* InitializeConditions for Embedded MATLAB: '<Root>/MEDIA' */
    for (i = 0; i < 200; i++) {
        Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia[i] = 0.0;
        Seno_InversorV4Motores_DWork.buffermedia2[i] = 0.0;
    }
    Seno_InversorV4Motores_DWork.vx1 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.vx2 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.InvNAmostras = 0.005;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.saidamedia2 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.saida_filtro = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.saida_filtro2 = 0.0;
    Seno_InversorV4Motores_DWork.icont = 1.0;
    /* InitializeConditions for DiscreteIntegrator: '<S16>/Integrator' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE =
        Seno_InversorV4Motores_P.Integrator_IC;
    /* InitializeConditions for DiscreteIntegrator: '<S17>/Integrator' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.Integrator_DSTATE_i =
        Seno_InversorV4Motores_P.Integrator_IC_h;
    /* InitializeConditions for Embedded MATLAB: '<S7>/DA_tempo' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.x_b = false;
    /* InitializeConditions for Embedded MATLAB: '<Root>/MAX' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.ant = 0.0;
    /* InitializeConditions for Embedded MATLAB: '<S8>/DA_tempo' */
    Seno_InversorV4Motores_DWork.x = false;
}
}
/* Model terminate function */
void Seno_InversorV4Motores_terminate(void)
{
}

```