



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO



IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE INTELIGENTE DE POSIÇÃO RADIAL APLICADO EM UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO COMO MOTOR-MANCAL DO TIPO BOBINADO DIVIDIDO

Luciano Pereira dos Santos Junior

Orientador: Prof. Dr. Andrés Ortiz Salazar

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica e Engenharia de Computação.

Número de ordem PPgEE: D193
Natal, RN, Março de 2017

Universidade Federal do Rio Grande do Norte – UFRN
Sistema de Bibliotecas – SISBI
Catalogação da Publicação na Fonte - Biblioteca Central Zila Mamede

Santos Junior, Luciano Pereira dos.

Implementação de um sistema de controle inteligente de posição radial aplicado em uma máquina de indução como motor-mancal do tipo bobinado dividido / Luciano Pereira dos Santos Junior. - 2017.

109 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2017.

Orientador: Prof. Dr. Andrés Ortiz Salazar.

1. Motor-Mancal - Tese. 2. Controladores Fuzzy - Tese. 3. DSP (Digital Signal Processor) – Tese 4. DSP TMS320F28335 - Tese. I. Salazar, Andrés Ortiz. II. Título.

RN/UFRN/BCZM

CDU 62-233.2

IMPLEMENTAÇÃO DE UM SISTEMA DE CONTROLE INTELIGENTE DE POSIÇÃO RADIAL APLICADO EM UMA MÁQUINA DE INDUÇÃO COMO MOTOR-MANCAL DO TIPO BOBINADO DIVIDIDO

Luciano Pereira dos Santos Júnior

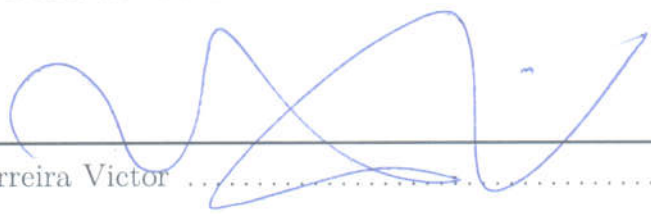
Tese de Doutorado aprovada em 30 de março de 2017 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:


Prof. Dr. Andrés Ortiz Salazar (orientador) DCA/UFRN


Prof. Dr. Fábio Meneghetti Ugulino de Araújo DCA/UFRN


Prof. Dr. André Laurindo Maitelli DCA/UFRN


Prof.ª Dr.ª Jossana Maria de Souza Ferreira UFRN


Prof. Dr. Valcí Ferreira Victor IFTO


Prof. Dr. José Soares Batista Lopes IFRN

*Não há problema que não possa
ser solucionado pela
paciência. (Chico Xavier)*

Agradecimentos

A DEUS pelo dom da vida, por me dar saúde e disposição e o conhecimento, que é Dele, para conquistar meus objetivos.

À minha filha Maria Beatriz meu bem mais precioso.

Agradeço, aos meus pais Luciano Pereira e Sônia Maria, aos meus irmãos Luciene (“in memoriam”) e Rogério que me deram apoio, carinho, compreensão e por terem suportado a minha ausência.

À minha esposa Lauriana, pelo companheirismo e amor dedicados a mim.

À minha sogra Luzia, minha segunda mãe que a vida me deu.

Um agradecimento especial ao Professor e Amigo Andrés Ortiz Salazar, por abrir as portas do conhecimento científico e tecnológico. Como também, pela orientação e dedicação para a concretização deste trabalho.

Aos Professores André Laurindo Maitelli e Fábio Meneghetti, pelos ensinamentos e orientações acadêmicas.

A todos os meus familiares e amigos, que me incentivaram e me apoiaram nessa etapa de minha vida.

Aos amigos companheiros do PPGEEC que me ajudaram sempre que precisei, em especial, à Francisco Elvis, Jefferson Dolan, José Soares, Adjair, Paulo Victor, Alan Cássio, Werbet Luiz e João Coelho que me transmitiram seus conhecimentos e experiências profissionais durante este período.

Aos que de alguma forma contribuíram à consecução deste trabalho.

Resumo

O desenvolvimento da tecnologia tem alavancado desafios cada vez maiores para que se produzam bens de consumo com alto grau de segurança e de controle e que também apresentem robustez, preços competitivos e sejam ecologicamente corretos. Visando atender essa demanda, dentro daquilo que lhe compete, o campo da engenharia de máquinas elétricas tem melhorado sensivelmente a qualidade desses equipamentos bem como os métodos de controle, buscando uma operação otimizada. Contudo, ainda se registram grandes limitações na ampliação do uso das máquinas de indução devido ao alto índice de manutenções das partes mecânicas, como mancais e rolamentos, principalmente quando o acesso a essas peças é difícil. Por conta disso, a área de pesquisa de motores-mancais de indução vem progredindo, com o objetivo de minimizar o desgaste mecânico e, conseqüentemente, reduzir o número de manutenções. Vale ressaltar que esses motores apresentam características semelhantes às das máquinas de indução convencionais, sendo que agregam maior robustez e praticidade, além de possuírem menor custo.

Este trabalho descreve o estudo e a implementação do controle de posição radial aplicado a uma máquina de indução sem mancais, trifásica com bobinado dividido, utilizando-se técnicas de controle inteligente para a otimização do sistema de posicionamento radial. A máquina em estudo consiste em motor de indução de 3.7 kW modificado para operar como motor-mancal. Nesse tipo de motor com enrolamento dividido, além da produção de torque, os grupos de bobinas são responsáveis também pela produção de forças radiais para posicionamento do rotor.

A presente pesquisa propõe uma metodologia de controle que utiliza como estrutura um controlador *Fuzzy-PD* com ação proporcional e derivativa baseado em um conjunto de regras de controle formulado em termos linguísticos, tendo como principal objetivo apresentar um controlador inteligente para o posicionamento radial do rotor. Também ilustra a comparação entre o controlador *Fuzzy-PD* e o Controlador Proporcional Derivativo - PD para a estabilização radial. Para a avaliação dos controladores, foram usados critérios de desempenho baseados na integral do erro - IAE, ISE e ITAE, como solução para avaliar o erro a partir de suas respostas transitórias e de regime permanente. Destaca-se que todo controle proposto foi desenvolvido em um *DSP eZdsp TMS320F28335* com arquitetura de ponto-flutuante. Quanto à programação, foi utilizada a linguagem C. Com relação às questões do módulo, foram utilizados o conversor Analógico/Digital e as saídas . Por fim, acentua-se que o sistema de controle implementado no *DSP* opera com os controladores de corrente e posição.

Palavras-chave: Controle inteligente, Motor-mancal, Lógica *Fuzzy*, Máquina

de indução, DSP.

Abstract

The development of technology has brought increasing challenges to the production of consumer goods with a high degree of security and control, and that they also present robustness, competitive prices and are ecologically correct. In order to meet this demand, within its competence, the field of electrical machines engineering has significantly improved the quality of these equipments, as well as the control methods, seeking an optimized operation. However, there are still major limitations in the increased use of induction machines due to the high maintenance rates of mechanical parts such as bearings, especially when access to these parts is difficult. Because of this, the research area of bearingless motors induction has been progressing, with the aim of minimizing mechanical wear and, consequently, reducing the number of maintenance. It is worth mentioning that these motors have characteristics similar to conventional induction machines, which add greater robustness and practicality, besides having a lower cost. This work describes the study and the implementation of the radial position control applied in a three-phase Bearingless Induction Machine with Divided Winding using intelligent control techniques for the optimization of the radial positioning. The machine under study consists of an induction motor of 3.7 kW, modified to operate as a motor-bearing. In this type of motor with split winding, besides the production of torque, the coil groups are also responsible for the production of radial forces for rotor positioning. This research proposes a control methodology that uses as a structure a *Fuzzy-PD* controller with proportional and derivative action, based on a set of control rules formulated in linguistic terms, having as main objective to present an intelligent controller for the radial positioning of the rotor. It also illustrates the comparison between the *Fuzzy-PD* controller and the Derivative Proportional Controller - PD for radial stabilization. For the evaluation of the controllers, performance criteria based on the error integral - IAE, ISE and ITAE - were used as a solution to evaluate the error from its transient and steady state responses. It is noteworthy that all proposed control was developed in a *DSP eZdsp TMS320F28335* with floating-point architecture. As for programming, the C language was used. Regarding the module questions, the Analog / Digital converter and the *PWM* outputs were used. Finally, it is emphasized that the control system implemented in the *DSP* operates with the current and position controllers.

Keywords: Intelligent control, Bearingless motor, Logic *Fuzzy*, Induction motor, DSP

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas	v
1 Introdução	1
1.1 Introdução	1
1.2 Revisão Bibliográfica	2
1.3 Objetivo e Contribuições	4
1.4 Organização do Texto	5
Lista de Símbolos e Abreviaturas	1
2 Descrição do Sistema e Modelagem	7
2.1 Descrição do Sistema	7
2.2 Modelagem da Planta	9
2.2.1 Modelagem do Motor-Mancal	9
2.2.2 Modelagem do Conversor <i>VSI</i>	11
2.3 Conclusão	14
3 Estratégia de Controle	15
3.1 Controlador Proporcional Integral	15
3.1.1 Controlador <i>PI</i> de Corrente	15
3.2 Controle Inteligente Baseado em Lógica Nebulosa ou <i>Fuzzy</i>	17
3.2.1 Estrutura Geral dos Sistemas de Controle <i>Fuzzy</i>	18
3.2.2 Sistema de Inferência Fuzzy	19
3.3 Estratégia de Controle <i>Fuzzy</i>	20
3.3.1 Estrutura do Controlador <i>Fuzzy-PD</i>	21
3.3.2 Projeto e Sintonia dos Controladores <i>Fuzzy</i>	22
3.4 Critérios de Desempenho do Controlador	26
3.4.1 Integral Absoluta do Erro - IAE	27
3.4.2 Integral do quadrado do Erro - ISE	27
3.4.3 Integral do erro absoluto ponderado no tempo - ITAE	27
3.5 Descrição Detalhada do Esquema de Controle	27
3.5.1 Controle de Correntes	30
3.6 Conclusão	34

4	Acionamento e Condicionamento de Sinais	35
4.1	Estágio de Potência e Subsistemas	35
4.1.1	Fonte de Alimentação	36
4.1.2	Conversor <i>CA-CC</i>	36
4.1.3	Inversores de Frequência (<i>VSI</i>)	37
4.1.4	Módulo PWM - DSP TMS320F28335	39
4.1.5	Modulação PWM Senoidal - SPWM	40
4.1.6	Placa de Condicionamento de Sinais	42
4.1.7	Implementação do programa de controle	44
4.2	Conclusões	45
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	47
5.1	Bancada Experimental	47
5.2	Controle de Posição Radial do Rotor	49
5.2.1	Estudo de caso I - Regime permanente	50
5.2.2	Estudo de caso II - Resposta ao degrau	57
5.2.3	Conclusão	57
6	Conclusões Finais e Perspectivas Futuras	61
6.1	Conclusão	61
	Referências bibliográficas	63
A		67
A.1	Trabalhos Publicados em Congressos e/ou Revistas	67
A.2	Listagem do programa de controle	68

Lista de Figuras

2.1	Máquina de indução sem mancais	8
2.2	Configuração do estator com bobinado dividido	8
2.3	Diagrama de blocos do modelo da posição radial.	10
2.4	Conversor <i>VSI</i> alimentando uma carga trifásica equilibrada	11
3.1	Diagrama de blocos do sistema de controle de correntes no estator. . .	15
3.2	Sistema <i>Fuzzy</i>	18
3.3	Esquema geral dos controladores.	21
3.4	Variação da variável erro nos eixos x e y	23
3.5	Funções de pertinência das variáveis de entrada.	24
3.6	Funções de pertinência da variável de saída.	24
3.7	Acoplamento magnético entre os eixos x e y	25
3.8	Diagrama do sistema de controle de corrente e de posição radial. . . .	29
3.9	Diagrama do blocos <i>dq-abc</i>	30
3.10	Planta de potência.	31
3.11	Estrutura de controle da malha de corrente.	31
3.12	Geração dos sinais de comando das chaves estáticas <i>PWM</i> para cada braço do inversor.	32
3.13	Geração dos sinais de comando das chaves estáticas <i>SPWM</i> para cada braço do inversor.	32
3.14	Simulação da malha de corrente.	33
4.1	Estrutura de potência.	35
4.2	Fotografia da fonte trifásica variável.	36
4.3	Ponte retificadora	36
4.4	Fotografia dos inversores trifásico.	37
4.5	Fotografia do <i>driver SKHI 23/17</i>	38
4.6	Fotografia do IGBT <i>SKM 75GB 176 DN</i>	38
4.7	Placa de desenvolvimento eZdsp F28335.	39
4.8	Aplicação de tempo morto em <i>PWM</i> simétrico.	40
4.9	Geração dos pulsos de comando das chaves - <i>PWM</i> simétrico.	41
4.10	Geração dos pulsos $q1 = \text{vermelho}$ e $q3 = \text{preto}$	41
4.11	Pulsos de comando das chaves.	42
4.12	Fotografia da placa de condicionamento de sinais.	43
4.13	Posicionamento dos sensores de posição.	44
4.14	Fluxograma da lógica de controle.	45

5.1	Fotografia panorâmica do sistema.	47
5.2	Interface de visualização e programação.	48
5.3	Máxima trajetória do rotor medido pelos sensores de posição. Cada divisão equivale a 0,125mm	50
5.4	Circunferência de órbita máxima do rotor e posição do rotor com atuação do sistema de controle - Controlador <i>Fuzzy</i>	51
5.5	Deslocamento radial dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador <i>Fuzzy PD</i>	53
5.6	<i>Zoom</i> do deslocamento radial dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador <i>Fuzzy PD</i>	54
5.7	Deslocamentos radiais dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador <i>PD</i>	55
5.8	Diagrama de posicionamento radial dos controladores <i>Fuzzy PD</i> e <i>PD</i>	55
5.9	Validação da malha de corrente na frequência de 60Hz.	56
5.10	Correntes trifásicas na frequência de 60Hz.	56
5.11	Resposta ao degrau de posição x com o motor girando a 1800 rpm - Controlador <i>Fuzzy</i>	58
5.12	Resposta ao degrau de posição y com o motor girando a 1800 rpm - Controlador <i>Fuzzy</i>	59

Lista de Tabelas

3.1	Base de regras <i>Fuzzy</i> para o eixo x	25
3.2	Base de regras <i>Fuzzy</i> para o eixo y	26
3.3	Rótulos linguísticos usados para descrever os conjuntos <i>Fuzzy</i>	26
5.1	Parâmetros do motor-mancal.	49
5.2	Parâmetros dos conversores.	49
5.3	Desempenho dos controladores - eixo x	57
5.4	Desempenho dos controladores - eixo y	57

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo, são apresentadas as motivações, os objetivos do trabalho, a proposta e, por último, a estrutura do texto.

1.1 Introdução

Este trabalho insere-se na área de controle de máquinas elétricas e implementa uma proposta de otimização no controle de posição radial em máquinas de indução sem mancal. Um dos problemas mais comuns apresentados pelas máquinas elétricas é o desgaste dos mancais ou rolamentos, que servem para sustentar, centralizar, balancear e reduzir os níveis de atrito entre o rotor e o estator. Esses elementos têm seus desgastes influenciados, especialmente, pela temperatura, pelas forças de atritos, pelas sujeiras, pela qualidade do lubrificante e pelos esforços de carga. Desse modo, contribuem para aumentos no aquecimento, no nível de ruídos e nas perdas por atrito da máquina como um todo. Para minimizar esses aspectos negativos, comuns a qualquer máquina rotativa tradicional, têm surgido algumas inovações nessa área, como os motores elétricos sem mancais.

As máquinas sem mancais são máquinas cujo equilíbrio radial do rotor é conseguido por campos magnéticos produzidos por conjuntos de bobinas presentes no estator. Disso resulta que o princípio da levitação vem se tornando cada vez mais explorado no meio científico e empregado nas áreas da indústria, da astronáutica, da aeronáutica e das ciências biomédicas, uma vez que se mostra como a melhor opção quando aplicado a ambientes inóspitos e de acesso difícil, minimizando o desgaste mecânico e, conseqüentemente, o número de manutenções, ruídos e vibrações do mancal (SANTISTEBAN, 1999) e (SANTISTEBAN; STEPHAN, 2001).

As máquinas de indução sem mancais apresentam características semelhantes às máquinas de indução convencionais, sendo que agregam maior robustez e praticidade, além de terem menor custo. Tratando-se, especificamente, do motor-mancal, para se obter um funcionamento adequado, é necessária uma fonte de alimentação por meio de inversor de frequência aliado a um sistema de controle implementado por software, processado em *DSP*. Para possibilitar esse controle, é necessário se conhecer vários parâmetros da máquina tais como: número de polos, rotação, corrente nominal, frequência de operação, indutâncias de rotor, indutância do estator, indu-

tância entre rotor e estator e fluxos magnéticos. Além dos referidos parâmetros da máquina, também é necessário conhecer outras variáveis, como a posição do eixo rotor em relação ao estator, a rotação do eixo do rotor, as correntes e as tensões instantâneas. O conhecimento dessas variáveis é possível graças à incorporação de sensores e interfaces ao sistema.

Muitas vezes, o conjunto de equações que regem esse tipo de sistema dinâmico passa por processos de linearização em um determinado ponto de operação, obtendo-se, assim, um modelo linear idealizado a ser controlado. Com esse modelo matemático linearizado idealizado, a análise e o projeto dos controladores tornam-se relativamente simples. No entanto, esses complexos sistemas de comportamento dinâmico, quando são linearizados, requerem ajustes periódicos dos parâmetros do controlador, sintonia de difícil obtenção devido as mudanças de parâmetros em decorrência das perturbações imprevisíveis e da sensibilidade para as variações paramétricas.

Atualmente, o uso do motor de indução, como já foi comentando, é o mais difundido na indústria, devido à sua confiabilidade e ao baixo custo. No entanto, apresenta um problema no controle de sua operação, uma vez que esse tipo de sistema dinâmico é não-linear, isto é, seus parâmetros, principalmente o da resistência do rotor e o do torque de carga, variam de acordo com o tempo de uso.

Devido a esses problemas de não-linearidades e/ou variações paramétricas em sistemas de difícil modelagem, vêm sendo desenvolvidas e têm apresentado bons resultados, nas últimas décadas, técnicas de controle inteligente, como a lógica *Fuzzy*, o controle avançado, o controle adaptativo e o controle robusto, devido a sua capacidade de lidar com os referidos problemas (ZHOU, 2015) (FERREIRA, 2006) (PAIVA, 2007).

1.2 Revisão Bibliográfica

As pesquisas sobre motores-mancais iniciaram com Salazar (1994), que propôs um sistema de controle analógico para a estabilização da posição radial e a velocidade desse tipo de motor, cujo enrolamento estatórico é utilizado para produção do torque eletromagnético e também para a produção das forças radiais necessárias ao posicionamento do rotor. Por outro lado, Santisteban (1999) implementou um sistema de controle digital utilizando um microcomputador.

No início da década de 2000, foi proposta a máquina sem mancal trifásica de bobinado dividido para operação na vertical (FERREIRA, 2002). Dois anos depois, foram realizadas otimizações do sistema de posicionamento radial do eixo do motor com o mesmo funcionando na horizontal (CASTRO, 2004), sendo o controle realizado por meio do Processador Digital de Sinais - (DSP). Em 2006, foi realizada a modelagem matemática do motor-mancal trifásico baseada no modelo vetorial da máquina de indução trifásica convencional (FERREIRA, 2006). A máquina utilizada teve o rotor adaptado para minimizar a influência das correntes responsáveis pela produção de torque eletromagnético sobre o controle de posicionamento radial do motor mancal.

Neste tópico, apresenta-se uma revisão bibliográfica com alguns trabalhos que foram utilizados como referência para o estudo, projeto e desenvolvimento de um sistema de controle inteligente de posição radial aplicado em uma máquina de indução como motor-mancal do tipo bobinado dividido.

- Paiva (2007) desenvolveu o controle vetorial de velocidade da máquina de indução sem mancais trifásica utilizando a orientação de fluxo do rotor com estimadores neurais *off-line* para a estimação da magnitude da corrente de magnetização e velocidade angular do fluxo do rotor com dados simulados;
- Queiroz (2008), por sua vez, investigou o controle vetorial de velocidade da máquina de indução trifásica utilizando a orientação de fluxo do rotor e seu estimador neural com dados de ensaios, como conjuntos de treinamento para validar o estimador neural;
- Chiba et al.(2010) revisaram, projetaram e discutiram sobre o modelo não-linear para a estabilização de sistema de levitação magnética. Enfatizam a importância da implementação numérica, fazendo comparações com resultados simulados com o controlador *PID* e *Fuzzy* do toolbox do *Matlab*[®]. Por fim, para a análise dos resultados, foram usados alguns índices de desempenho.
- Filho (2012) apresentou o projeto e a implementação de um sistema de hardware modular envolvendo sensores para uma máquina sem mancais com bobinado dividido de 4-polos. A estrutura de hardware era formada, basicamente, por um sistema de sensoriamento de correntes, tensões, rotação e posições, um circuito de controle formado, principalmente, por um *DSP TMS320F28335* da Texas Instruments Inc. e por dois conversores de potência. O estudo foi verificado com resultados simulados e experimentais. Por fim, esse autor mostrou os sinais do sistema de hardware modular coletados e condicionados antes de serem enviados ao *DSP*;
- Já no estudo Victor (2012), com base em dados simulados e experimentais, demonstrou a viabilidade da utilização de máquinas de indução convencionais como motores sem mancais mecânicos, enfatizado, para futuras pesquisas, a necessidade do desenvolvimento de controladores não clássicos ou de métodos mais eficientes de sintonia para um melhor controle do posicionamento do rotor;
- No trabalho de Kobayashi; Ooshima; Uddin (2013) projetaram o controle de posição radial com base no controle de corrente $dq0$, com a finalidade de obter o desacoplamento da máquina de indução entre torque e fluxo. Um estudo de simulação foi feito para o controle da posição radial, usando o software de análise de elementos finitos. Por fim, os autores apresentaram uma análise dinâmica ao estudo do controle da posição radial;
- Meng; Zhang; Wu (2014) apresentaram o projeto de um controlador *Fuzzy* adaptativo do tipo *PID* projetado para controlar a posição radial de um Motor Síncrono a Ímã Permanente baseado na orientação do fluxo do rotor. Nessas estratégia de controle, o sistema realizou sintonia dos parâmetros (k_p , k_i e k_d) em tempo real, garantindo, assim, melhor desempenho e esforço de controle. Por fim, foi é apresentada uma análise transitória com os resultados simulados

- com base no controlador *PID* convencional e no controlador proposto;
- Lopes (2016) descreveu o estudo e a implementação digital embarcada em um *DSP TMS3208F28335* para o controle vetorial de velocidade do motor mancal com bobinado dividido de 4-polos. Para realizar o controle, foram usadas técnicas inteligentes: *ANFIS* e as Redes Neurais para a avaliação do desempenho do motor-mancal nas seguintes condições: operando como estimador de parâmetros incertos e como controlador de velocidade, respectivamente. O estudo foi verificado com resultados simulados e experimentais, utilizando-se o programa *Matlab*[®] e seu toolbox para análises e ajustes dos parâmetros envolvendo a estrutura *ANFIS* e para as simulações com a Rede Neural. Apresentou também uma comparação entre as duas técnicas. Por fim, a parte experimental para o controle vetorial de velocidade utilizou três malhas de controles: corrente, posição radial e velocidade, nas quais foram investigada a configuração dos periféricos, ou seja, as interfaces ou drivers para o acionamento do motor-mancal. Detalhes de configuração dos periféricos do *DSP TMS3208F335* são descritos neste trabalho, assim como as interfaces responsáveis pela aquisição da corrente, da posição radial e da velocidade do rotor.

Nas referências apresentadas, para o controle do posicionamento radial foi implementado um controlador do tipo Proporcional Derivativo (*PD*). Contudo, como já comentado, a aplicação desses controladores clássicos (*PD* e *PID*) apresenta desempenho insuficiente devido às limitações de desempenho.

Nas referências (SANTISTEBAN, 1999) (FERREIRA, 2002) (CASTRO, 2004) (PAIVA, 2007) (VICTOR, 2012) (LOPES, 2016) para o controle do posicionamento radial, foi implementado um controlador do tipo Proporcional Derivativo (*PD*). No entanto, como já se afirmou, devido à não-linearidade do sistema, a sintonia dos controladores se torna de difícil obtenção

1.3 Objetivo e Contribuições

Esta tese tem como objetivo a implementação de um sistema de controle inteligente para o controle de posição radial em uma máquina de indução sem mancal. A máquina sem mancal trifásica de bobinado dividido, adotada neste trabalho, foi proposta por Ferreira (2002).

Para o devido controle do posicionamento radial, foi utilizado como estrutura um controlador inteligente por lógica *Fuzzy* com ação proporcional e derivativa, baseado em um conjunto de regras de controle formulado em termos linguísticos para diferentes condições de operação. A parte experimental utilizou o *DSP TMS3208F28335* para integrar o algoritmo de controle às interfaces de corrente e posição.

Neste trabalho, optou-se pelo método proposto por Mamdani (1974), e a defuzzificação utilizada foi do Centro dos Máximos (CoM), por apresentar grande simplicidade estrutural, o que reduz o tempo de processamento do algoritmo desenvolvido, considerando uma implementação em *DSP*.

Os resultados experimentais de posicionamento obtidos pelo controlador *Fuzzy PD* foram comparados com o controlador PD.

As principais contribuições desta tese em termos de originalidade são o desenvolvimento e a implementação de controladores inteligentes por lógica *Fuzzy* para o controle do posicionamento radial de uma máquina de indução sem mancais com bobinado dividido, pois esse controlador permite garantir a robustez para plantas não-lineares.

1.4 Organização do Texto

Este texto está organizado da seguinte forma:

- no capítulo 2, são mostrados a análise e o projeto para o controle da máquina de indução operando como motor-mancal, bem como todo o procedimento matemático necessário para a obtenção da função de transferência da malha de corrente;
- no capítulo 3, são apresentadas as estratégias de controle para a malha de corrente e posição, enfatizando a metodologia utilizada para o projeto do controlador *Fuzzy PD*. Além disso, é dada uma breve introdução aos índices de desempenho baseados na integral do erro. É feita ainda a descrição detalhada do esquema de controle proposto;
- no capítulo 4, são apresentados os circuitos auxiliares responsáveis pelo acionamento do motor-mancal afim de efetuar a interface entre o circuito de potência e o controlador *DSP*, para o devido acionamento do motor-mancal. Ao final do capítulo, é apresentado o fluxograma da lógica de controle;
- no capítulo 5, são expostos os resultados experimentais da implementação do motor-mancal de indução do tipo enrolamento dividido.
- no capítulo 6, finalmente apresentam-se as conclusões finais.

Capítulo 2

Descrição do Sistema e Modelagem

2.1 Descrição do Sistema

A máquina sem mancal ou motor-mancal utilizada e apresentada, neste trabalho é tomado de (FERREIRA, 2002) e está mostrada na Figura 2.1. A configuração do estator da máquina em estudo é trifásica de quatro polos com dois grupos de bobinas idênticas em cada fase e está dispostos em 36 ranhuras ao longo do corpo de cada estator. Essa configuração permite que haja uma divisão ponderada da corrente de cada fase, ou seja, quando ocorrer um deslocamento do rotor em determinada direção, a corrente nas partes da bobina de uma mesma fase ficará desigual, aumentando o fluxo em uma direção e diminuindo na direção oposta, pelo fato de cada metade de bobina estar disposta simetricamente em relação ao rotor (PAIVA, 2007). Dessa forma, o controle atua para aumentar a força na direção de maior entreferro e enfraquecer no sentido oposto, mantendo constante a soma das correntes nas duas partes. A Figura 2.2 apresenta a distribuição das bobinas no estator e as correntes em cada meio grupo do enrolamento para o motor-mancal utilizado na pesquisa. O enrolamento será considerado como dois conjuntos de bobinas defasadas de 120° entre si: I_{a1} , I_{b1} , I_{c1} ; e I_{a2} , I_{b2} e I_{c2} .

A estrutura do rotor das máquinas de indução sem mancal é diferenciada dos rotores das máquinas de indução convencionais como, os rotores tipo gaiola. Essa diferenciação é exigida devido ao fato de rotores convencionais não gerarem grandes forças radiais, pois utilizam a maior parte da potência para a geração do torque, ficando uma quantidade mínima para ser despendida com o controle, motivo pelo qual é possível obter níveis de força satisfatórios (CHIBA; FUKAO, 1998), (CHIBA et al., 2005). Por essa razão, o rotor da máquina proposta é baseado em um modelo com circuitos fechados e possui um modelo de enrolamento de quatro polos otimizado, cujo objetivo é manter a máquina operando com grandes forças radiais com influência mínima das correntes induzidas e das variações de torque no controle da posição radial (OSHIMA et al., 1996), (CHIBA et al., 1996), (CHIBA; FUKAO, 1998)



Figura 2.1: Máquina de indução sem mancais

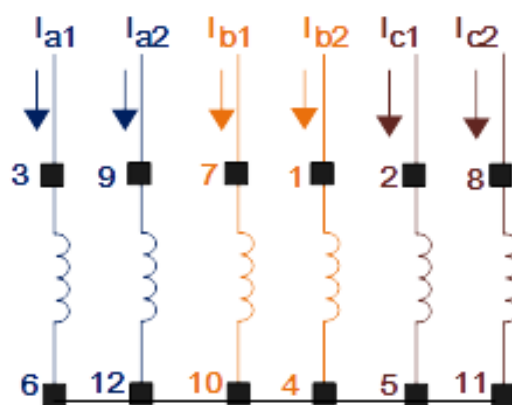


Figura 2.2: Configuração do estator com bobinado dividido

2.2 Modelagem da Planta

2.2.1 Modelagem do Motor-Mancal

Em (FERREIRA, 2006), observa-se um estudo bem detalhado da modelagem da máquina sem mancal, cujo o modelo matemático é obtido a partir do modelo de uma máquina de indução genérica.

O modelo matemático da posição radial de uma máquina trifásica sem mancais de quatro polos com bobinado dividido pode ser melhor obtido usando-se transformações trifásicas para bifásica conforme (FERREIRA, 2006).

De acordo com (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006), o passo mais importante para o projeto de um sistema de controle é a obtenção da dinâmica do processo. Entretanto, em sistemas como o da máquina sem mancal, no qual existe a dificuldade de se identificarem todos os parâmetros precisos da máquina, não é possível determinar todos os parâmetros para o controle de posicionamento radial.

O modelo matemático da posição radial de uma máquina trifásica sem mancais de quatro polos com bobinado dividido pode ser expresso pelas equações 2.1 e 2.2:

$$\ddot{X} = Ka.x + Kb.\Delta ix + \frac{F_{extx}}{m} \quad (2.1)$$

$$\ddot{Y} = Ka.y + Kb.\Delta iy + \frac{F_{exty}}{m} \quad (2.2)$$

As constantes, por sua vez, são expressas pelas seguintes equações:

$$Ka = \frac{4K}{m} \frac{I^2}{g_0^3} \quad (2.3)$$

$$Kb = \frac{4K}{m} \frac{I}{g_0^2} \quad (2.4)$$

$$K = \frac{1}{4} N^2 \mu A \quad (2.5)$$

nestas:

F_{extx} é a força externa exercida sobre o rotor na posição x ;

F_{exty} é a força externa exercida sobre o rotor na posição y ;

Δix é o sinal de controle aplicado sobre a direção x de deslocamento do rotor, a qual está alinhada com os enrolamentos da fase A do estator;

Δiy é o sinal de controle aplicado sobre a direção y de deslocamento do rotor, a qual é perpendicular à direção x .

Aplicando-se o método da transformada de *Laplace* nas equações 2.1 e 2.2 e fazendo-se algumas manipulações matemáticas, podemos obter as variáveis as que se busca controlar:

$$X(S) = \frac{Kb.\Delta ix + \frac{F_{extx}}{m}}{S^2 - Ka} \quad (2.6)$$

$$Y(S) = \frac{Kb.\Delta iy + \frac{F_{exty}}{m}}{S^2 - K_a} \quad (2.7)$$

Nas equações 2.6 e 2.7, observa-se que o modelo é instável em malha aberta devido à presença de dois polos, um em cada semiplano (SALAZAR; STEPHAN, 1993), (FERREIRA, 2002), (CASTRO, 2004), (PAIVA, 2007), (VICTOR et al., 2012) e (VICTOR, 2012). Devido à não-linearidade do sistema, a sintonia dos controladores clássicos (*PD*, *PID*) se torna de difícil obtenção. Esses controladores possuem uma estrutura fixa, ou seja, seus parâmetros são estáticos no tempo e são sintonizados para um ponto ou uma região de operação de um processo, porém essa sintonia não é modificada automaticamente, caso seja necessário. Observa-se que esses controladores apresentam alguns problemas, a saber:

- resposta não robusta;
- resposta com erro em regime permanente;
- erro de seguimento de referência em regime permanente;
- susceptibilidade a perturbações e a variações paramétricas.

A partir da necessidade de se superarem esses problemas, este trabalho apresenta o controlador *Fuzzy* para o controle de levitação magnética. A utilização desse tipo de controlador tem apresentado grandes contribuições para sistemas que apresentam variações de parâmetros que implicam a mudança de seus pontos de operação. A Figura 2.3 apresenta o diagrama de blocos do modelo da posição radial.

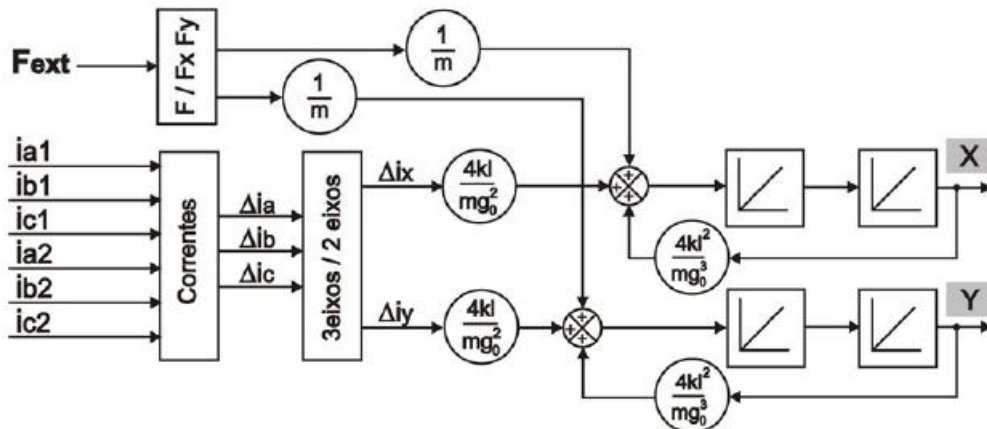


Figura 2.3: Diagrama de blocos do modelo da posição radial.

Fonte: (FERREIRA, 2006).

Geralmente, para possibilitar a implementação e a gerência de um determinado sistema de controle, recorre-se ao seu modelo matemático. No caso específico de uma máquina de indução sem mancais, a gerência do sistema deve atuar tanto no controle de corrente como no de posicionamento do eixo do rotor. Sabe-se que isso torna o sistema de controle bastante complexo por envolver o desacoplamento das

variáveis do modelo da planta e implementar um controlador para cada uma dessas variáveis, o que se torna uma tarefa árdua e cheia de restrições devido ao fato de ser um sistema não-linear. Assim, técnicas de controle inteligente se apresentam como solução para sistemas dinâmicos complexos.

2.2.2 Modelagem do Conversor *VSI*

Nesta seção, será discutida a modelagem do conversor para o controle de corrente. O inversor trifásico comandado em *PWM*, denominado *VSI* (*Voltage Source Inverter*), é apresentado na Figura 2.4. Ressalta-se que os inversores permitem alterar a amplitude, a fase e a frequência das correntes aplicadas aos grupos de bobinas do motor. A alimentação do motor-mancal é realizada através de dois inversores de potência trifásicos montados com *IGBT's*, que impõe as correntes em cada um meio grupo de bobinas para realizar o controle de posição e corrente.

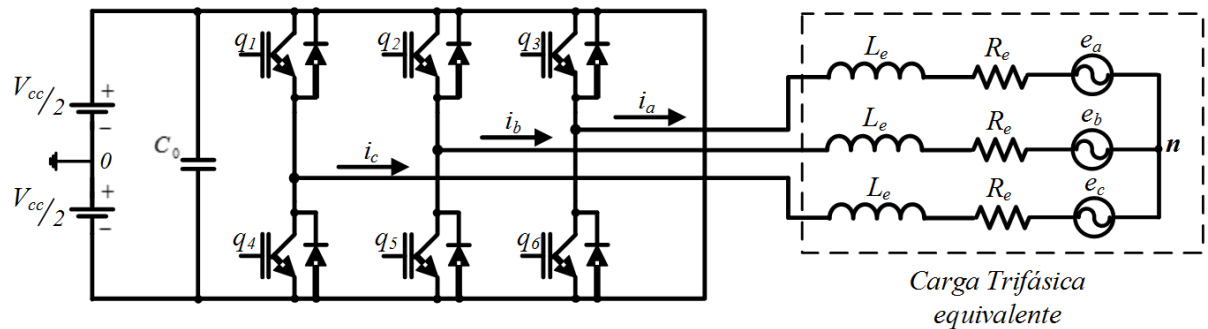


Figura 2.4: Conversor *VSI* alimentando uma carga trifásica equilibrada

Modelo da Malha de Corrente do Inversor Trifásico

A escolha do tipo de controle é vital para o desempenho do inversor trifásico senoidal que se deseja controlar. Dessa maneira, o projeto dos ganhos dos seis controladores de corrente do motor-mancal é realizado em coordenadas síncronas dq , utilizando o método das componentes de corrente instantâneas $id-iq$, o qual consiste em monitorar e controlar a corrente de modo a fazê-la seguir uma referência.

Os controladores de corrente devem ser do tipo Proporcional-Integrativo (*PI*), pois este apresenta simplicidade na implementação e consegue eliminar erros em regime (LEONHARD, 2001), (ONG, 1998) e (BARBI; MARTINS, 2005).

O equacionamento matemático adotado a seguir, é o encontrado nas referências (SOARES; VERDELHO; MARQUES, 1997), (SCHOLTZ et al., 2006) e (CHEN et al., 2016). Nele, ao se aplicar a Lei de Kirchhoff das tensões ao circuito da Figura 2.4, obtêm-se as seguintes expressões:

$$-e_a(t) + v_{Le}(t) + v_{Re}(t) - d_a(t) = 0 \quad (2.8)$$

$$-e_b(t) + v_{Le}(t) + v_{Re}(t) - d_b(t) = 0 \quad (2.9)$$

$$-e_c(t) + v_{Le}(t) + v_{Re}(t) - d_c(t) = 0 \quad (2.10)$$

Nestas, e_a , e_b e e_c representam as tensões na saída do inversor; v_{Le} e v_{Re} são as tensões nos terminais do estator; d_a , d_b e d_c , as tensões nos pontos centrais dos braços; e i_a , i_b e i_c , as correntes na saída do inversor.

As equações 2.8, 2.9 e 2.10 podem ser escritas como:

$$e_a(t) = L_e \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_a(t) + R_e \cdot i_a(t) + d_a(t) = 0 \quad (2.11)$$

$$e_b(t) = L_e \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_b(t) + R_e \cdot i_b(t) + d_b(t) = 0 \quad (2.12)$$

$$e_c(t) = L_e \cdot \frac{d}{dt} \cdot i_c(t) + R_e \cdot i_c(t) + d_c(t) = 0 \quad (2.13)$$

Colocando-se em evidência as derivadas das correntes, obtêm-se:

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_e} [e_a(t) - R_e \cdot i_a(t) - d_a(t)] \quad (2.14)$$

$$\frac{di_b(t)}{dt} = \frac{1}{L_e} [e_b(t) - R_e \cdot i_b(t) - d_b(t)] \quad (2.15)$$

$$\frac{di_c(t)}{dt} = \frac{1}{L_e} [e_c(t) - R_e \cdot i_c(t) - d_c(t)] \quad (2.16)$$

Reunindo-se as equações 2.14, 2.15 e 2.16 e representando-se na forma matricial, encontra-se a expressão 2.17:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_e}{L_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_e}{L_e} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \\ \frac{1}{L_e} \\ \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_a(t) - d_a(t) \\ e_b(t) - d_b(t) \\ e_c(t) - d_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Com a equação 2.17, o procedimento para o controle das correntes de entrada do motor-mancal consistirá na utilização das coordenadas $dq\theta$, que têm como resultado a monitoração das correntes de eixo direto e de eixo de quadratura. Convencionalmente, o controle de conversores trifásicos é realizado em coordenadas $dq\theta$, visto que, nesse sistema de coordenadas, podem-se obter grandezas constantes, que são mais fáceis de controlar. A conversão se fará em duas etapas distintas: a primeira, conhecida como *transformada de Clarke*; e a segunda, denominada *transformada de Park*. Na primeira, transformam-se as tensões e correntes para um sistema de dois vetores ortogonais entre si e não mais defasados de 120° como no sistema abc . Na segunda, coloca-se o sistema estacionário com a mesma velocidade do campo girante, de forma que o sistema girante fique estático com relação a esse referencial girante (BARBI, 1985). Tem-se, então, um sistema de referência síncrono, composto de

dois eixos síncronos, chamados de eixo direto eixo d , e eixo em quadratura, eixo q (LIMONGI et al., 2006).

Observa-se, em (SCHOLTZ, 2006), um estudo bem detalhado da aplicação da matriz de transformação abc para dq . Então, aplicando-se as devidas manipulações matemáticas à equação 2.17, chega-se à seguinte expressão:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_e}{L_e} & -\omega \\ \omega & \frac{-R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \\ \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} ed(t) - d_d(t) \\ eq(t) - d_q(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Aplicando-se agora a transformada de *Laplace* à equação 2.18:

$$s \cdot \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_e}{L_e} & -\omega \\ \omega & \frac{-R_e}{L_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d(s) \\ I_q(s) \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} Ed(s) - D_d(s) \\ Eq(s) - D_q(s) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Desenvolvendo-se a equação 2.19, chega-se às equações 2.20 e 2.21:

$$L_e \cdot s \cdot I_d(s) = -R_e \cdot I_d(s) - L_e \cdot \omega \cdot I_q(s) + Ed(s) - D_d(s) \quad (2.20)$$

$$L_e \cdot s \cdot I_q(s) = L_e \cdot \omega \cdot I_d(s) - R_e \cdot I_q(s) + Eq(s) - D_q(s) \quad (2.21)$$

Fazendo-se algumas manipulações matemáticas nas equações 2.20 e 2.21, podem-se obter as variáveis que se deseja controlar:

$$I_d(s) = \frac{-L_e \cdot \omega \cdot I_q(s) + Ed(s) - D_d(s)}{L_e \cdot s + R_e} \quad (2.22)$$

$$I_q(s) = \frac{L_e \cdot \omega \cdot I_d(s) + Eq(s) - D_q(s)}{L_e \cdot s + R_e} \quad (2.23)$$

Nas equações 2.22 e 2.23, observa-se o acoplamento entre as variáveis $I_d(s)$ e $I_q(s)$ através da variável ω . Observando-se a proposta apresentada em (SCHOLTZ et al., 2006) para eliminar o acoplamento, pode-se fazer com que $D_d(s)$ e $D_q(s)$ assumam valores tais que compensem de forma inversa o cruzamento entre as variáveis de eixo direto e eixo em quadratura.

Têm-se, então, as equações 2.24 e 2.25:

$$D'_d(s) = Ed(s) - \omega \cdot L_e \cdot I_q(s) - D_d(s) \quad (2.24)$$

$$D'_q(s) = Eq(s) + \omega \cdot L_e \cdot I_d(s) - D_q(s) \quad (2.25)$$

Nestas, D'_d e D'_q são variáveis de desacoplamento.

Assim, considerando-se as equações de 2.18 a 2.25 e realizando-se as devidas manipulações matemáticas nas equações 2.24 e 2.25, as equações 2.26 e 2.27 representarão o sistema de primeira ordem com a seguinte função de transferência:

$$I_d(s) = \frac{Dd'(s)}{L_e \cdot s + R_e} \quad (2.26)$$

$$I_q(s) = \frac{Dq'(s)}{L_e \cdot s + R_e} \quad (2.27)$$

A planta para as malhas de correntes é dada por:

$$G_{planta}(s) = \frac{1}{L_e \cdot s + R_e} \quad (2.28)$$

Dessa forma, o procedimento do controle de corrente é realizado através de controladores *PI* (Controlador Proporcional-Integral). Esse tipo de controlador é largamente utilizado na área de eletrônica de potência, devido a sua robustez e à simplicidade em termos de projeto.

A seguir será apresentado o procedimento de projeto do controlador aplicado aos dois inversores *PWM* trifásicos, bem como feita uma breve descrição desse controlador no domínio contínuo e discreto em componentes *dq*.

2.3 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados alguns conceitos básicos e a modelagem da máquina sem mancais com bobinado dividido. Também foram descritas a modelagem e a análise em eixos girantes *dq* do inversor *PWM* trifásico e as principais equações para o controle de corrente, enfatizando-se o desacoplamento das variáveis de controle. Vale ressaltar que o intuito deste capítulo foi o de servir como base para o projeto dos controladores digitais de corrente.

Capítulo 3

Estratégia de Controle

3.1 Controlador Proporcional Integral

3.1.1 Controlador *PI* de Corrente

Conforme proposta indicada por Scholtz (2006) e Camargo (2006), o projeto dos controladores digitais pode ser dividido em duas fases: modelamento matemático e projeto. Na primeira fase, busca-se o equacionamento que descreve o processo e que deve ser utilizado para análise e estudo do sistema de controle. Na segunda fase, realiza-se o projeto propriamente dito. Dentro das diversas técnicas de projeto de controle digital, será empregada a técnica clássica de um algoritmo PI (Tomaselli, 2001), (LINDEKE, 2003).

Como a implementação do algoritmo de controle no *DSP* requer que as equações sejam escritas no tempo discreto ou na forma de “equações a diferenças” foram utilizadas controladores do tipo proporcional integral, normalmente empregados no controle de corrente dos conversores *CC-CA*, devido à sua ação integral, que permite obter erro nulo em regime permanente. Além disso, são de fácil implementação e requerem um reduzido esforço computacional, o que facilita a sua utilização em microcontroladores. A estrutura básica da malha interna de controle de corrente é mostrada na Figura 3.1.

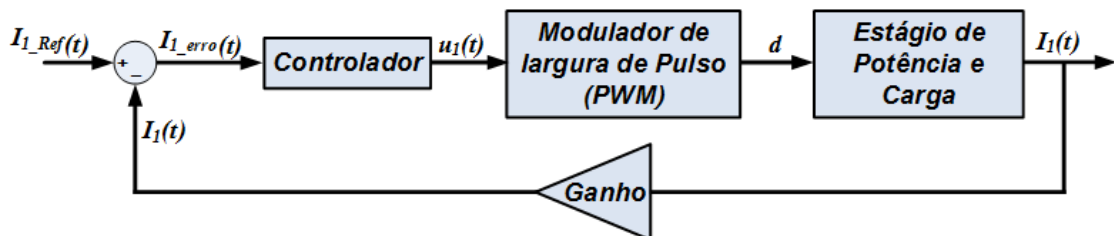


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de controle de correntes no estator.

O sistema de controle proposto, além de controlar as correntes em cada bobina da máquina sem mancais, tem como principal objetivo o envio dos sinais de referência de correntes para os canais de entrada do *DSP* (registradores de comparação) para

geração dos sinais *PWM* (*Pulse With Modulation*). Estes sinais são gerados por uma comparação com uma onda triangular em alta frequência (onda portadora), que tem como saída o chaveamento dos *IGBT's* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Posteriormente, será abordado o estágio de potência de forma mais detalhada.

Para que o controle de corrente seja estável, os ganhos dos controladores PI necessitam ser determinados. Tais esse parâmetros são o ganho proporcional e integral, cuja obtenção é abordada de forma detalhada em (AZEVEDO, 2007) e (CAMARGO, 2006).

A seguir será apresentada a obtenção dos ganhos do controlador PI de corrente.

Domínio da frequência

A função de transferência no domínio contínuo do controlador PI é dada por:

$$G_{PI}(s) = K_{ps} + \frac{K_{is}}{s} \quad (3.1)$$

Considerando realimentação unitária, e a resistência R_e é desprezível em relação aos ganhos do controlador. Destaca-se que a função de transferência em malha fechada (controlador mais planta) é dada pela combinação 2.28 e 3.1:

$$G_{MF}(s) = \frac{(K_{ps} \cdot s + K_{is})/L_e}{s^2 + \frac{K_{ps}}{L_e} \cdot s + \frac{K_{is}}{L_e}} \quad (3.2)$$

Assim, comparando-se o denominador de 3.2 com a função de transferência de 2ª ordem no domínio contínuo, $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$, determinam-se os ganhos do controlador.

Ressalta-se que os parâmetros K_{ps} e K_{is} são definidos por:

$$K_{ps} = 2\zeta\omega_n L_e \quad (3.3)$$

$$K_{is} = \omega_n^2 L_e \quad (3.4)$$

Nestas:

- K_{ps} é o ganho proporcional no domínio da frequência;
- K_{is} é o ganho integral no domínio da frequência;
- ζ é o coeficiente de amortecimento;
- ω_n é a frequência natural do sistema em malha fechada.

Foi escolhida como melhor condição experimental $\zeta = 0,707$ e $\omega_n = 631,6802$ rad/s.

Plano Z

A partir do equacionamento acima exposto, os ganhos no domínio discreto para os compensadores PI são determinados por:

$$K_{pz} = K_{ps} - \frac{K_{is} \cdot T_s}{2} \quad (3.5)$$

$$K_{iz} = K_{is} \cdot T_s \quad (3.6)$$

em que:

- K_{pz} é o ganho do controle proporcional no domínio discreto;
- K_{iz} é o ganho do controle integral no domínio discreto;
- T_s é o período de amostragem.

Uma segunda etapa do projeto dos controladores consiste em determinar a função de transferência no domínio discreto.

Assim, a função de transferência do controlador *PI* no plano *Z* é dada por:

$$G_{PI}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_{pz} - \frac{K_{iz} \cdot T_s}{1 - z^{-1}} \quad (3.7)$$

Logo, transformando-se a equação 3.7 em uma "equação à diferença", a ação do controle para os controladores de corrente é dada por:

$$u(k) = u(k-1) + (K_{pz} + K_{iz}) \cdot e(k) - K_{pz} \cdot e(k-1) \quad (3.8)$$

$$e(k) = Ref(k) - y(k) \quad (3.9)$$

em que:

- $e(k)$ é o k -ésimo valor de erro no tempo discreto;
- $Ref(k)$ é o sinal de referência para a variável de controle;
- $y(k)$ é a variável de controle;
- $u(k)$ é a ação de controle aplicada ao intervalo de tempo da k -ésima amostra.

Esses procedimentos são realizados pelo fato de implementação do algoritmo de controle no *DSP* requerer que as equações sejam escritas na forma de "equações a diferenças". Cabe salientar que os parâmetros obtidos são um ponto de partida para um refinamento da sintonia dos controladores.

A malha de controle de corrente bem sintonizada facilita o controle de posição radial, pois a força magnética gerada relaciona-se diretamente a esse conjunto de correntes elétricas.

3.2 Controle Inteligente Baseado em Lógica Nebulosa ou *Fuzzy*

A Lógica *Fuzzy* foi desenvolvida por Loft A. Zadeh (1965) e é baseada na teoria dos conjuntos *Fuzzy*, a qual tem como objetivo analisar as incertezas não probabilísticas e o conhecimento subjetivo usando um tratamento matemático formalizado.

Diferentemente da lógica tradicional, na qual um elemento pertence ou não pertence a um determinado conjunto, a lógica difusa permite que um elemento pertença a mais de um conjunto com certo grau de pertinência. Para tanto, definiu-se grau de pertinência como uma função que indica o quanto um elemento é compatível com um determinado conjunto. Essa ideia representa melhor a percepção humana, o que faz com que a lógica difusa se enquadre como uma técnica de inteligência artificial (LEKHCHINE; SOUFI; BAHI, 2013). Conclui-se que a lógica difusa provê um método de traduzir expressões verbais, vagas, imprecisas e qualitativas, comuns na comunicação humana em valores numéricos. Nas aplicações da lógica *Fuzzy*, destacam-se o controle de processos, a aproximação de funções, o apoio à decisão, etc (SIMÕES; SHAW, 2007).

3.2.1 Estrutura Geral dos Sistemas de Controle *Fuzzy*

Nesta seção, apresenta-se a estrutura dos Controladores *Fuzzy*, os quais utilizam regras lógicas no algoritmo de controle permitindo a descrição numa rotina, a experiência humana, a intuição e da heurística para controlar em determinado processo (SIMÕES; SHAW, 2007).

A estrutura geral de um controlador *Fuzzy* consiste em três etapas básicas: fuzzificação, inferência e a defuzzificação, conforme mostrado na Figura 3.2.

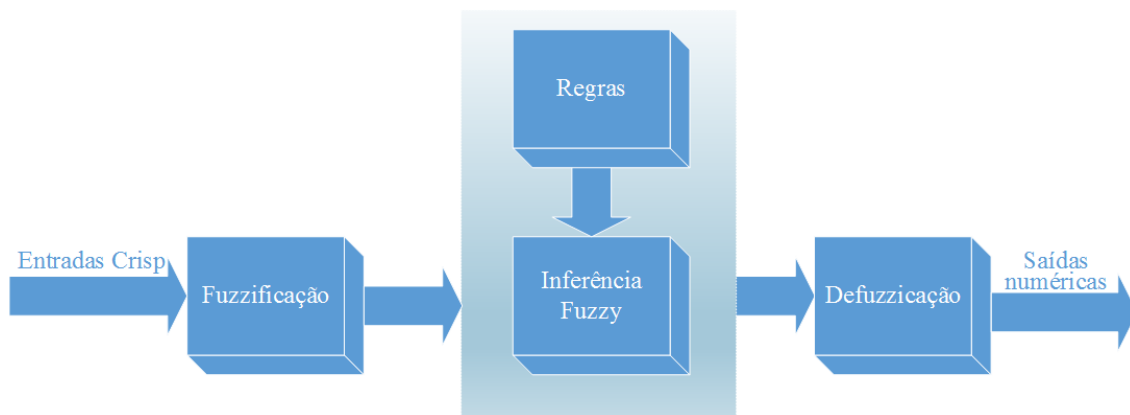


Figura 3.2: Sistema *Fuzzy*.

Como podemos observar, o diagrama da Figura 3.2 contém quatro partes:

- **Fuzzificação** – consiste no processo de conversão de valores de uma entrada do sistema em um ou mais conjuntos *Fuzzy*. Permite que as entradas do sistema sejam expressas em termos linguísticos para que as regras possam ser aplicadas de forma simples, isto é, normaliza em discurso padronizado um universo *Fuzzy* (SIMÕES; SHAW, 2007).
- **Regras** - compreende em uma base de dados e uma base de regras, de maneira a caracterizar a estratégia de controle e as suas metas. A maioria dos sistemas de controle de lógica *Fuzzy* é baseados no conhecimento, o que significa

que seus *Fuzzy* são descritos por regras de lógica SE-ENTÃO. Estas devem ser estabelecidas com base no conhecimento e na experiência do especialista e implementadas por meio de operações lógicas rigorosas (SIMÕES; SHAW, 2007).

- **Inferência** – manifesta-se por meio de operações com os conjuntos *Fuzzy*, ou seja, é nesse momento que se aplica a lógica de tomada de decisões de acordo com os dados do sistema a serem controlados. Um aspecto importante é a definição dos conjuntos *Fuzzy* correspondentes às variáveis de entrada e às de saída, pois o desempenho do sistema de inferência depende do número de conjuntos e de sua forma adotada (SIMÕES; SHAW, 2007).
- **Defuzzificação** – é, em certo sentido, o inverso do processo de fuzzificação: converte todos os termos *Fuzzy* criados pelo processo de inferência em valores numéricos e os envia para o sistema físico (planta, processo), de modo a controlar o sistema. Para realizar a operação de defuzzificação, existem diversos métodos, destacando-se entre eles o do centro de área, o da média dos máximos e o do primeiro máximo (SIMÕES; SHAW, 2007).

3.2.2 Sistema de Inferência Fuzzy

O processo de inferência propriamente dito é o responsável pela aplicação das regras apoiando-se em declarações do tipo SE-ENTÃO e operações nebulosas. Nessa etapa, ocorre a tomada de decisões.

Podemos citar algumas características importantes na escolha do sistema de inferência *Fuzzy*:

- apresenta habilidade de modelar problemas com propriedades não lineares;
- é capaz de incorporar tanto o conhecimento objetivo (modelos matemáticos) quanto o conhecimento subjetivo (informações linguísticas de difícil tratamento formal);
- apresenta habilidade em modelar sistemas que envolvam múltiplos especialistas;
- trata de forma adequada as incertezas.

Os modelos de inferência *Fuzzy* mais comuns presentes na literatura podem ser classificados como:

- **Modelos clássicos (Mamdani)**

Os modelos de Mamdani convertem os valores quantitativos em qualitativos (*Fuzzy*) e, após isso, através de inferência, em outros valores ainda qualitativos, sendo necessária a etapa de defuzzificação para a obtenção da resposta final quantitativa (MAMDANI, 1974).

- **Modelos por interpolação (Takagi–Sugeno–Kang)**

Nos modelos Sugeno, o resultado da inferência de suas regras conduz a valores de saída que são funções das variáveis de entrada. A resposta de um controlador do tipo Sugeno é dada pela média ponderada das respostas das regras, não sendo necessária a defuzzificação.

Neste trabalho, optou-se pelo método proposto por Mamdani (1974), e a defuzzificação utilizada foi do Centro dos Máximos (CoM), conforme a equação 3.10:

$$\bar{u} = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i} \quad (3.10)$$

Nesta:

- n é o número de regras;
- u_i corresponde ao conjunto nebuloso da parte conclusiva da regra i ;
- μ_i representa o valor máximo das funções de pertinência da parte condicional da regra i .

3.3 Estratégia de Controle *Fuzzy*

O objetivo operacional dos Controladores *Fuzzy-PD* é manter o rotor levitando em uma referência de posição fixa. Isso significa que o que se busca é um alinhamento com o eixo central do estator. Espera-se também que esse posicionamento seja robusto às variações paramétricas, de modo que o rotor possa girar livre de atrito mecânico (CASTRO, 2004) (KAUSS, 2008). Logo, linearizar as equações não lineares em torno de uma condição de operação para a estabilização do rotor do motor-macal não garante essas condições de operação quando são usados controladores convencionais. Para corrigir esse problema do efeito da linearização, muitas vezes, faz-se o uso excessivo de ganhos na sintonia dos controladores, o que, por vezes, acarreta respostas não esperadas do modelo físico (AHMAD et al., 2010).

Para a implementação do controle de posição, deve-se levar em consideração os estudos realizados por (SALAZAR; STEPHAN, 1993), (SALAZAR; STEPHAN; DUNFORD, 1996) (CHIBA et al., 1996), (SANTISTEBAN, 1999) (FERREIRA, 2002) (CASTRO, 2004), (PAIVA, 2007) e (VICTOR, 2012). Esses trabalhos demonstram que o modelo de posicionamento do rotor é instável em malha aberta, devido à presença de um polos no semiplano direito. A solução encontrada para o sistema tornar-se estável foi a implementação do controlador do tipo Proporcional-Derivativo (*PD*), que adiciona um zero, posicionado de modo a garantir que os polos de malha fechada estejam no semiplano esquerdo.

A esse respeito, Ferreira (2002) considera que encontrar os parâmetros do controlador *PD* é uma tarefa árdua, uma vez que as constantes envolvidas na modelagem são de difícil obtenção, por essa razão, os parâmetros foram encontrados de forma experimental.

Então, se o controlador *PD* bem ajustado não pode obter um desempenho satisfatório em determinadas condições de controle, devido à complexidade da modelagem do sistema a ser controlado, é extremamente necessário um controlador que tenha

a capacidade de lidar com certas imperfeições do sistema e que possa tratar as não linearidades de forma robusta, como é o caso do controlador do tipo *Fuzzy-PD* apresentado nesta tese.

3.3.1 Estrutura do Controlador *Fuzzy-PD*

Este controlador recebe esse nome porque produz valores de atuação (u_x e u_y) a partir do conhecimento das variáveis : erro e e variação do erro Δe .

O diagrama de blocos apresentado na Figura 3.3 mostra as malhas de controle da posição radial nos eixos x e y .

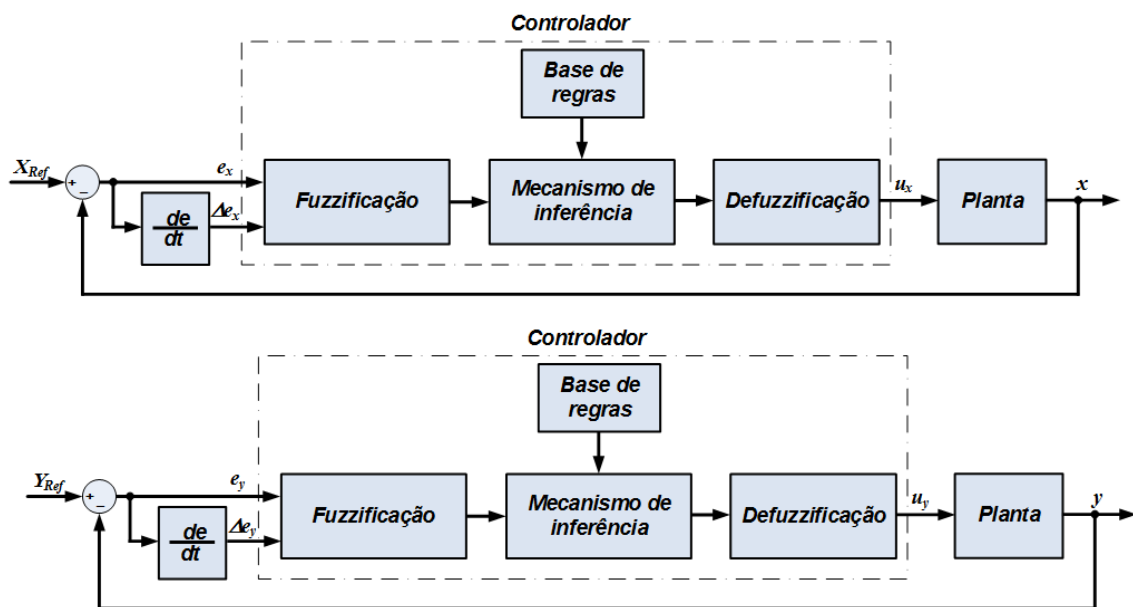


Figura 3.3: Esquema geral dos controladores.

Conforme pode ser observado no diagrama de blocos da Figura 3.3, as variáveis necessárias para realização do controle de posição são:

- X_{ref} e Y_{ref} - sinais de referência impostos pelo *DSP*;
- x e y - sinais provenientes do sensor de posição (variáveis de leitura).

Na implementação do controle *Fuzzy*, o controlador recebe quatro entradas - e_x , Δe_x , e_y e Δe_y e produz duas saídas, u_x e u_y . Os parâmetros de entradas são enviados para o processo de *fuzzificação*, no qual são convertidos para sinais normalizados, isto é, as variáveis de entrada são transformadas em variáveis *Fuzzy*.

Com base nos valores no domínio *Fuzzy*, a máquina de inferência realiza buscas no banco de regras para determinar os valores *Fuzzy* de saída. Os quais são defuzzificados, isto é, traduzidos em valores reais (valores discretos) para atuar sobre o sistema. As variáveis de saída do controlador são os sinais de controle de posição nas direções u_x e u_y (SIMÕES; SHAW, 2007).

Os sinais e_x , Δe_x , e_y e Δe_y implementados no *DSP* são obtidos a partir da Lei de Controle na forma de equações à diferenças:

$$\begin{aligned} e_x(k) &= X_{ref}(k) - x(k) \\ e_y(k) &= Y_{ref}(k) - y(k) \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} \Delta e_x(k) &= \frac{e_x(k) - e_x(k-1)}{T_s} \\ \Delta e_y(k) &= \frac{e_y(k) - e_y(k-1)}{T_s} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Considere-se:

- T_s é o período de amostragem e k , é o passo de integração.

Conforme (SINGHALA; SHAH; PATEL, 2014), projeto do controlador possui os seguintes passos:

- definição de variáveis e termos linguísticos;
- construção das funções de pertinência;
- estabelecimento das regras (avaliação das regras na base de regras) e conjuntos de pertinência (*Fuzzy sets*) - parte central do controlador;
- combinação do resultado de cada regra;
- seleção da estratégia de defuzzificação (conversão dos dados de saída em valores não difusos).

3.3.2 Projeto e Sintonia dos Controladores *Fuzzy*

Para a definição do universo de discurso das variáveis de entrada, no caso erro e variação do erro, foram realizados ensaios com a máquina sem controle de posição radial. O resultado está demonstrado na Figura 3.4, na qual percebe que o erro na direção x variou de -1350 a +1100 aproximadamente e, na direção y , de -1300 a 1250. Esses valores não estão em unidades físicas, são obtidos diretamente do módulo conversor analógico digital do *DSP*.

De posse da faixa de variação dos erros, foi escolhido para intervalo de discurso de ambas as variáveis erro x e erro y , o intervalo de -1500 a +1500 e optou-se por dividir inicialmente entre sete funções de pertinência distribuídas igualmente nesses intervalos. Esse procedimento foi repetido para as outras variáveis derivadas do erro em x e em y .

Feita a definição inicial, foram realizados ajustes de forma experimental, alterando-se, principalmente as funções mais próximas do valor *zero*, buscando-se, desse modo, conseguir mais precisão e, conseqüentemente, um desempenho satisfatório dos controladores. Também foi elaborada uma base de regras iniciais com o apoio em conhecimentos prévios do sistema. As regras também sofreram ajustes baseados no

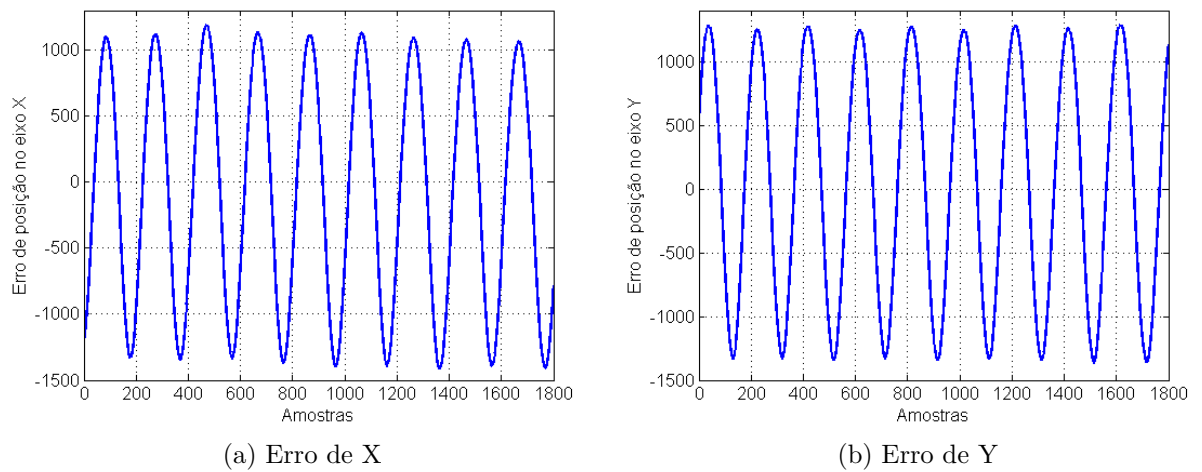


Figura 3.4: Variação da variável erro nos eixos x e y

comportamento do sistema durante vários experimentos. Intercalaram-se os ajustes das funções de pertinência com os ajustes das regras, nunca ambos ao mesmo tempo, pois assim foi possível atribuir qualquer melhoria em função de alterações nas funções de pertinência ou nas regras.

Paras as funções de pertinência da variação do erro em x e em y , optou-se por se usarem apenas cinco funções de pertinência distribuídas em um universo de discurso no intervalo de -6 a $+6$.

Com relação à variável de saída u , há uma limitação física no circuito dos sensores de corrente que são protegidos por fusíveis de $1A$. A partir dessa informação os sinais de controle do controlador proposto variou de $-0,6$ a $+0,6$, deixando uma margem de segurança para os circuitos. Vale ressaltar que essa escolha não afetou o desempenho do sistema de controle.

Nas Figuras 3.5 e 3.6, são mostradas as funções de pertinências sintonizadas obtidas pelo procedimento de sintonia descrito e que definem os controlares *Fuzzy* que foram utilizados no controle.

Base de Regras

Como já descrito, as regras do controlador *Fuzzy* assumem-se a forma SE erro = A; E variação do erro = B; $ENTÃO$ $u = C$. E podem ser correspondem através de uma matriz na qual as colunas representam a variável erro e as linhas, à variação do erro, enquanto a saída u abrange os elementos dentro da matriz. Neste caso, estas representam rótulos linguísticos, cujos os significados e valores estão indicados na Tabela 3.3.

Na realização do controle de posição para os eixos x e y , as bases de regras para o controlador proposto é definida em função do e_x , Δe_x , e_y e Δe_y com base nas funções

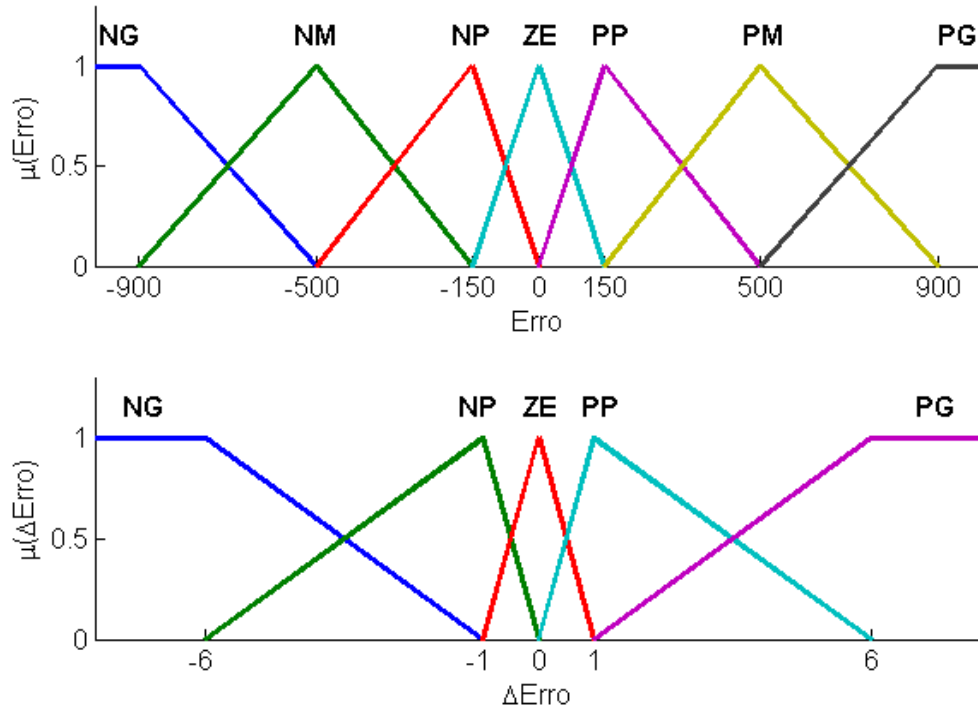


Figura 3.5: Funções de pertinência das variáveis de entrada.

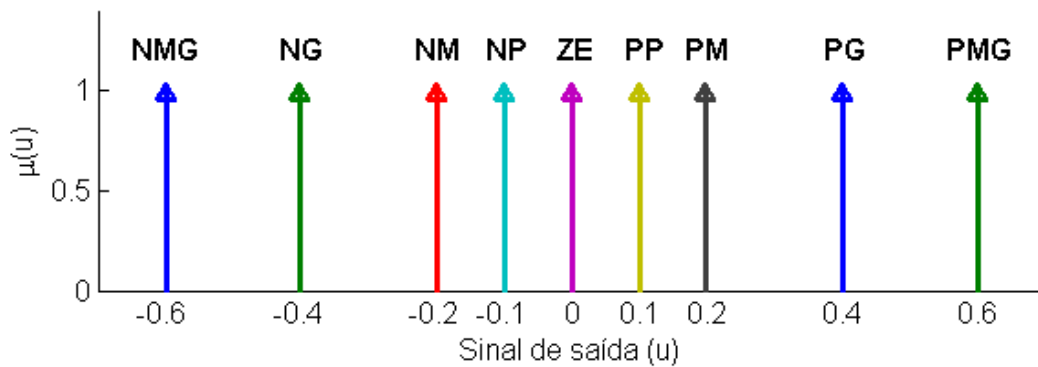


Figura 3.6: Funções de pertinência da variável de saída.

de pertinências triangulares de entrada e saída, em termos de seus conjuntos *Fuzzy* (SIMÕES; SHAW, 2007).

Neste trabalho, os dois controladores *Fuzzy-PD* possuem as mesmas funções de pertinência de formar a simplificar a implementação prática e minimizar o esforço computacional. Porém, diferentes bases de regras foram implementadas para os eixos x e y , devido ao acoplamento magnético (em vermelho) entre as forças radiais que são produzidas sobre o rotor para centralização do eixo no estator.

Na Figura 3.7, pode-se observar a existência de um acoplamento magnético (em vermelho) entre eixos x e y .

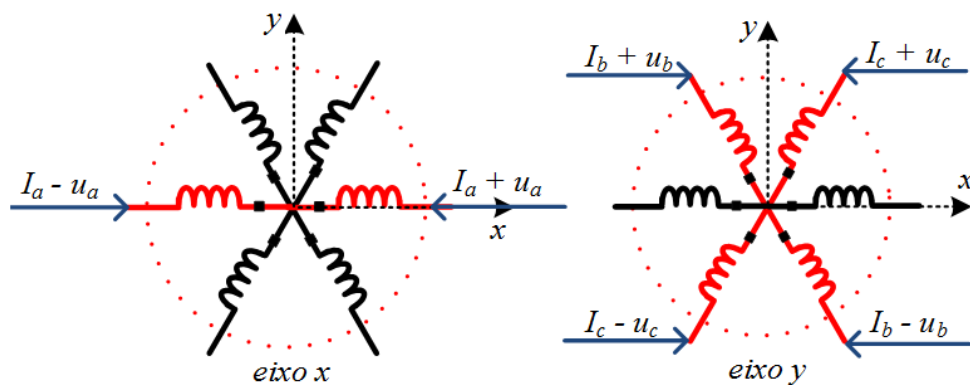


Figura 3.7: Acoplamento magnético entre os eixos x e y .

As Tabelas 3.1 e 3.2 mostram, respectivamente, as bases de regras dos controladores *Fuzzy* para os eixos x e y .

$\Delta e_x \backslash e_x$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PG	NMG	NMG	NMG	NMG	NG	NP	NP
PP	NMG	NG	NM	ZE	PP	PG	PG
ZE	NG	NP	NP	PP	PM	PG	PMG
NP	NM	ZE	PP	PM	PG	PMG	PMG
NG	PP	PG	PG	PG	PMG	PMG	PMG

Tabela 3.1: Base de regras *Fuzzy* para o eixo x .

$\Delta e_y \backslash e_y$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PG	NMG	NNG	NMG	NG	NM	NM	NP
PP	NMG	NM	NM	NM	ZE	PP	PP
ZE	NG	NM	ZE	ZE	PP	PM	PG
NP	NP	NP	PP	PP	PM	PG	PMG
NG	PP	PM	PG	PG	PG	PMG	PMG

Tabela 3.2: Base de regras *Fuzzy* para o eixo y .

Rótulo	Significado	Valor
NMG	negativo muito grande	-0,6
NG	negativo grande	-0,4
NM	negativo médio	-0,2
NP	negativo pequeno	-0,1
ZE	zero	0
PP	positivo pequeno	+0,1
PM	positivo médio	+0,2
PG	positivo grande	+0,4
PMG	positivo muito grande	+0,6

Tabela 3.3: Rótulos linguísticos usados para descrever os conjuntos *Fuzzy*.

3.4 Critérios de Desempenho do Controlador

Propostos por Lopez et al. (1967) - regulação e Rovira et al.,(1969) - servo, os índices baseados na integral do erro determinam o desempenho do comportamento dinâmico do sistema de controle. Para serem úteis, devem ser em um número sempre positivo ou nulo, ou seja, quanto menor for o valor desses critérios, melhor é a qualidade do desempenho do sistema (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006), (DORF; BISHOP, 2001), (JAGATHEESAN; ANAND, 2012).

De acordo com Pires (2014), o desempenho do controlador pode ser determinado a partir da visualização gráfica dos resultados gerados por simulações. No entanto, a visualização gráfica e a comparação de simulações são muito subjetivas, o que torna necessária a definição de índices capazes de monitorar o desempenho do sistema de controle.

Nesta tese, três critérios de desempenho baseados na integral do erro foram utilizados - *IAE*, *ISE* e *ITAE* (MALARVIZHI; KIRUBA, 2015), (AYAS; ALTAS; SAHIN, 2015), (BALESTRINO et al., 2006), (PIRES, 2014).

3.4.1 Integral Absoluta do Erro - IAE

A integral do erro absoluto (IAE) é dada pela equação 3.13. É a integral do valor absoluto do sinal de erro no tempo (DORF; BISHOP, 2001). O critério é definido como:

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (3.13)$$

3.4.2 Integral do quadrado do Erro - ISE

A integral do erro quadrático (ISE) é dada pela equação 3.14. É a integral do quadrado do sinal de erro no tempo (DORF; BISHOP, 2001). O critério é definido como:

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (3.14)$$

3.4.3 Integral do erro absoluto ponderado no tempo - ITAE

A integral do erro absoluto ponderado no tempo (ITAE) é dada pela equação 3.15. É a integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do sinal de erro (DORF; BISHOP, 2001). O critério é definido como:

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt \quad (3.15)$$

Maiores detalhes dos índices de desempenho baseados no erro podem ser encontrados em Dorf e Bishop (2001).

3.5 Descrição Detalhada do Esquema de Controle

O esquema de controle proposto, mostrado no diagrama da Figura 3.8, tem duas malhas de controle, uma para a posição radial e outra para as correntes no estator (i_{a1} , i_{a2} , i_{b1} , i_{b2} , i_{c1} , e i_{c2}). Esse sistema em malha fechada tem um bloco de geração de correntes de referência de torque, um bloco para o cálculo da transformação radial de forças, um bloco para a transformação de coordenadas e um bloco para o controle de corrente. Em seguida, será, descrito cada um dos blocos separadamente.

Geração de Correntes de referência

O gerador de correntes de referência de torque tem a função de gerar três senoides defasadas de 120° . Além das correntes de referência, o gerador senoidal que

é implementado no *DSP* fornece os sinais de $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ responsáveis pela sincronização do sistema radial com as correntes de fase do estator.

A referência trifásica para as correntes é definida por:

$$\begin{aligned} I_a &= I_{max} \cdot \sin(2\pi ft) \\ I_b &= I_{max} \cdot \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c &= I_{max} \cdot \sin\left(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Considere-se:

- I_{max} como a amplitude máxima das correntes senoidais no estator;
- f como a frequência elétrica das correntes, em Hertz;
- t tempo decorrido em segundos.

Transformação Radial de Forças

Conforme pode ser observado no diagrama de blocos da Figura 3.8, para iniciar o controle da posição radial, são realizadas as leituras dos sinais provenientes dos sensores de posição x e y . Em seguida, realizam-se as comparações dos valores de referência com os valores medidos ($X_{ref} - x$) e ($Y_{ref} - y$). Essa relação resulta no cálculos para obtenção dos erros (e_x, e_y) e nas variações dos erros (Δe_x e Δe_y). Esses sinais são aplicados às entradas dos dois controladores *Fuzzy-PD* independentes que fornecem como saídas CC (referencial síncrono dq) as ações de controle u_x e u_y .

O funcionamento do controle de posição radial da máquina sem mancal se baseia no referencial abc . Assim, as ações de controle para cada uma das direções x e y necessitam de uma mudança de referencial, conforme o diagrama de blocos da Figura 3.9.

Para passar do referencial síncrono dq para o referencial abc , duas etapas distintas são seguidas. Na primeira, ocorre a transformação das variáveis do referencial dq para o referencial estacionário α - β por meio da aplicação da transformada P^{-1} , conhecida como transformada inversa de *Park* (Matriz de transformação):

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Essa transformação leva à obtenção das seguintes equações:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_x \cdot \cos(\omega t) + u_y \cdot \sin(\omega t) \\ u_\beta &= -u_x \cdot \sin(\omega t) + u_y \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (3.18)$$

A forma matricial pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

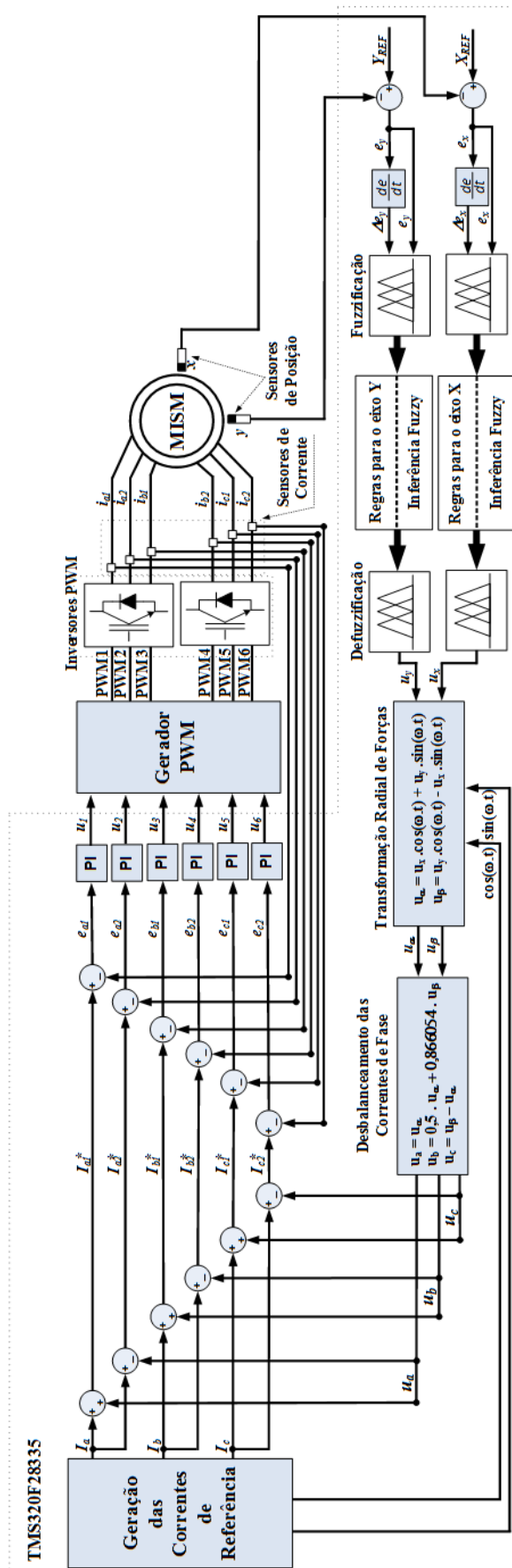
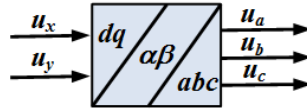


Figura 3.8: Diagrama do sistema de controle de corrente e de posição radial.

Figura 3.9: Diagrama do bloco $dq-abc$.

Finalmente, a segunda etapa consiste na transformação para o referencial trifásico abc :

$$\begin{aligned} u_a &= u_\alpha \\ u_b &= u_\beta \cdot (0,8660254) + u_\alpha \cdot (0,5) \\ u_c &= u_b - u_\alpha \end{aligned} \quad (3.20)$$

Observa-se, na equação 3.21, que os sinais dos controladores de posição radial u_a , u_b e u_c , após as transformações, são adicionados às correntes ou subtraídos delas cada meio grupo de bobinas das fases A , B , e C , respectivamente, para o controle das forças de restauração da posição do rotor.

Além disso, as correntes na equação 3.21 são referências para os controladores de corrente.

$$\begin{aligned} I_{a1}^* &= I_a + u_a \\ I_{a2}^* &= I_a - u_a \\ I_{b1}^* &= I_b + u_b \\ I_{b2}^* &= I_b - u_b \\ I_{c1}^* &= I_c + u_c \\ I_{c2}^* &= I_c - u_c \end{aligned} \quad (3.21)$$

3.5.1 Controle de Correntes

A malha de corrente é responsável por conferir características desejadas, como: formas de onda de corrente e os valores de referência para a rotina de PWM , o qual tem como saída as razões cíclicas para cada chave dos conversores, gerando, desse modo, os sinais denominados referências de correntes, que são subtraídos das correntes medidas diretamente dos sensores de corrente. As referências de correntes, ao serem comparadas, determinam o sinal do erro, que, por sua vez é aplicado na entrada do controlador PI . A ação desse referido sinal tem como saída uma tensão de referência para a rotina de PWM , enquanto esta tem como saída as razões cíclicas para cada chave dos conversores. Essas chaves são denominadas $IGBT$'s e, quando acionadas, suas saídas alimentam cada um dos seis meio grupos de bobinas do estator, efetivando, assim, a geração de torque e a geração de forças radiais.

O sinal de saída desses controladores PI , um para cada bobina do estator, são limitados dentro de uma faixa de operação. A limitação do sinal de controle faz com que ele opere sempre em uma região linear.

Planta de Potência

Com o objetivo de comprovar os dados de projeto, isto é, as leis de controle, como também compreender o comportamento do conversor *CC-CA*, foram realizadas, a partir da Figura 3.10, algumas simulações computacionais para avaliar o comportamento da malha de corrente.

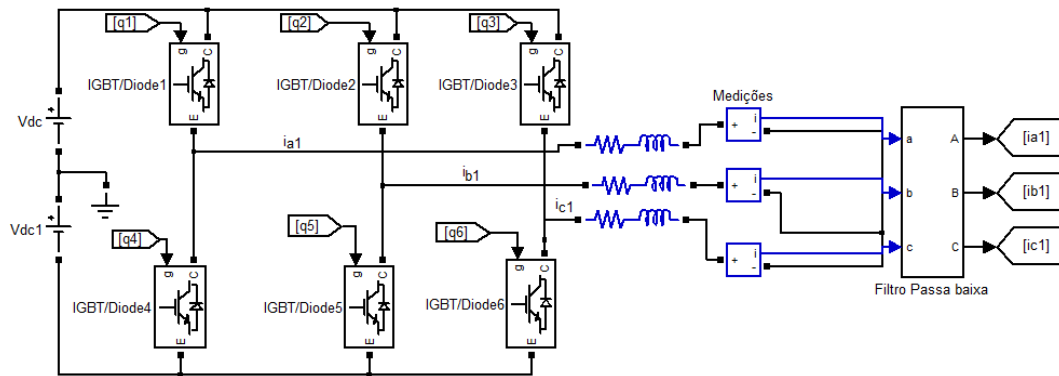


Figura 3.10: Planta de potência.

Medições e Controle

As Figuras 3.11 e 3.12 ilustram os diagramas de controle e a geração da modulação *PWM*.

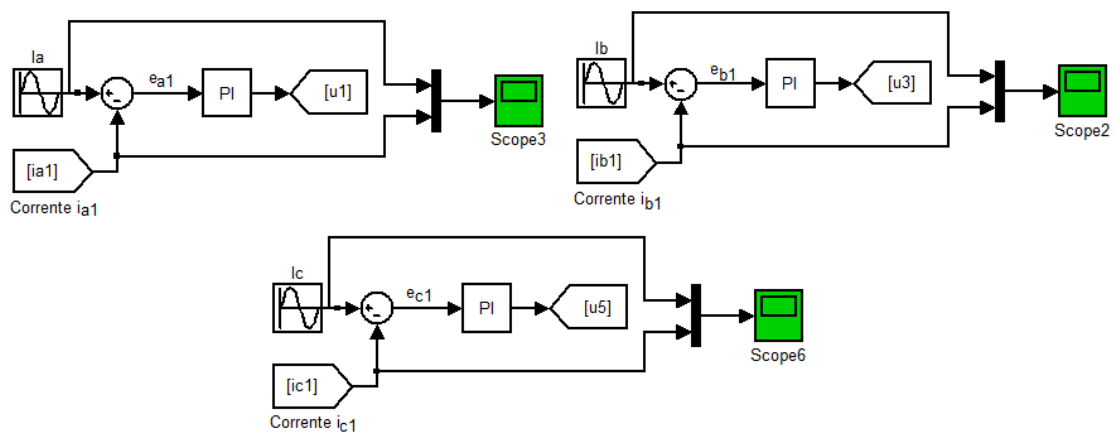


Figura 3.11: Estrutura de controle da malha de corrente.

A malha de controle das correntes i_{a1} , i_{b1} e i_{c1} é idêntica à i_{a2} , i_{b2} e i_{c2} . Logo, os controladores foram projetados da mesma forma para ambas as malhas de controle.

Se as correntes de referência forem corretamente determinadas, a técnica de controle deverá fazer com que as correntes de entrada sejam perfeitamente fiéis

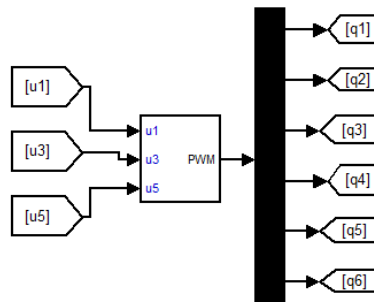


Figura 3.12: Geração dos sinais de comando das chaves estáticas *PWM* para cada braço do inversor.

às correntes de referência, ou seja, que o sistema tenha erro nulo. Tal controlador permite obter erro nulo em regime permanente somente para sinais *CC*, em função da sua ação integral. No caso de sinais *CA*, um erro residual sempre será encontrado, devido ao ganho e à fase do sistema em malha fechada. Certamente, esses erros podem ser minimizados através de um projeto adequado do controlador.

As Figuras 3.13, 3.14a, 3.14b e 3.14c demonstram o bom desempenho atingido pelo controle de corrente.

Verifica-se, portanto, que a forma da onda de corrente de saída i_{a1} apresenta um formato semelhante à da referência I_a , comprovando, assim, o excelente desempenho da malha de controle de corrente.

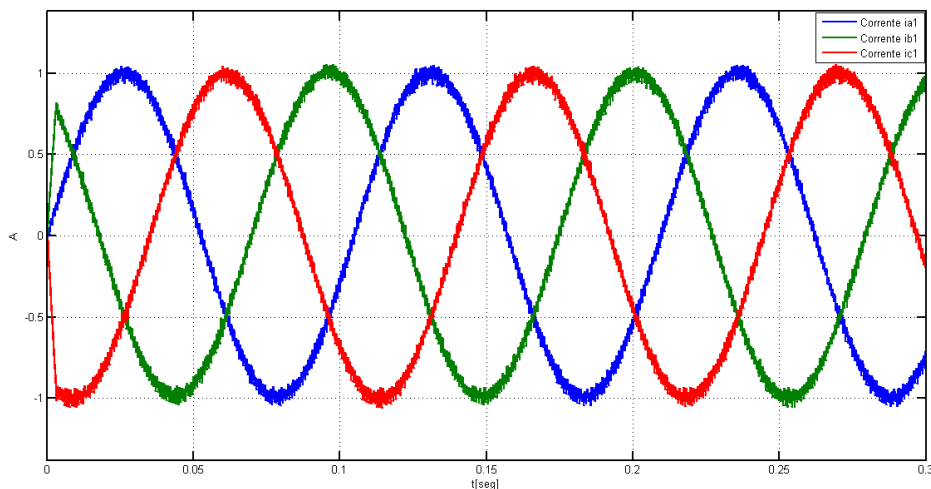
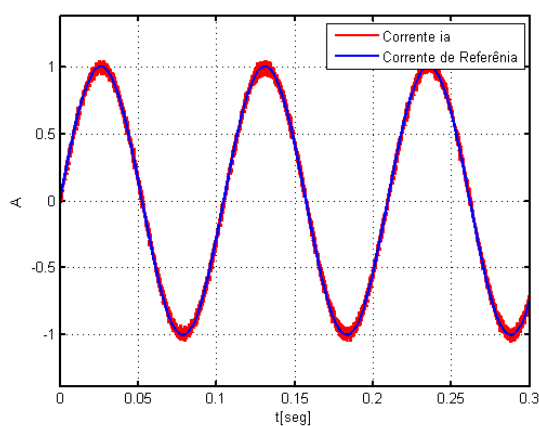
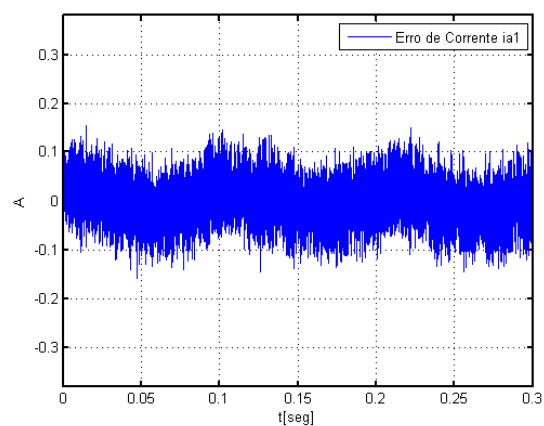


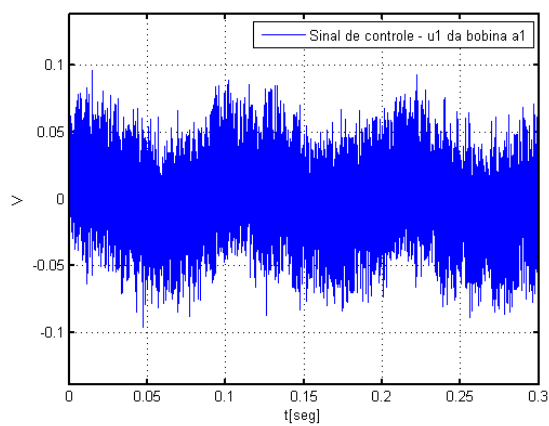
Figura 3.13: Geração dos sinais de comando das chaves estáticas *SPWM* para cada braço do inversor.



(a) Corrente de referência I_a e controle da corrente de estator i_{a1}



(b) Erro de corrente de estator i_{a1}



(c) Sinal de controle u_1 da corrente de estator i_{a1}

Figura 3.14: Simulação da malha de corrente.

3.6 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentadas as estratégias de controle para o motor-mancal, incluindo a descrição e o projeto dos controladores.

O controlador *Fuzzy-PD* foi escolhido para o controle do posicionamento radial por apresentar um excelente desempenho em sistemas não-lineares ou de difícil modelagem matemática.

Igualmente, foi apresentado o diagrama geral do sistema, no qual se fez uma breve descrição de cada um dos blocos idealizados juntamente com o algoritmo de controle proposto.

Um outro aspecto importante abordado neste capítulo foi o estudo da modelagem da malha de corrente, iniciando o análise dos controladores no domínio “S” ao plano “Z”, possibilitando assim a implementação prática no DSP.

Logo, a principal contribuição deste capítulo foi a proposta de um controlador inteligente de posição radial aplicado a uma máquina de indução como motor-mancal.

Capítulo 4

Acionamento e Condicionamento de Sinais

4.1 Estágio de Potência e Subistemas

Um motor-mancal envolve não somente o motor em si, que no geral é constituído pelo estator, pelo rotor e pelas bobinas e, obviamente, destituído de mancais mecânicos, mas também de alguns circuitos auxiliares importantes para o seu devido funcionamento. A Figura 4.1 mostra a ligação das diversas interfaces e demais componentes com o motor-mancal e *DSP*, no qual o sistema de controle é implementado.

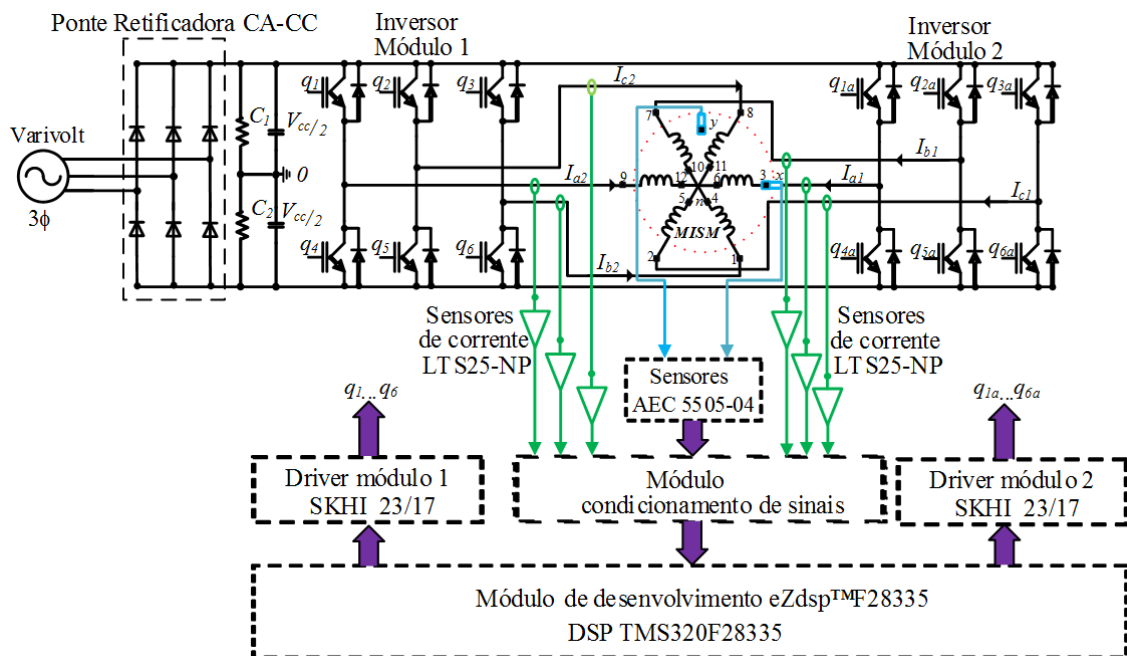


Figura 4.1: Estrutura de potência.

A seguir, serão descritos os circuitos auxiliares relevantes à construção do motor-mancal.

4.1.1 Fonte de Alimentação

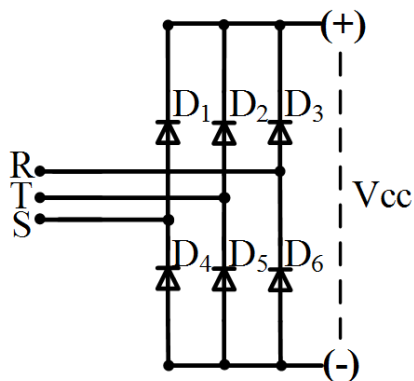
A fonte de alimentação do motor-mancal consiste num variador (variac/varivolt) de tensão trifásico, conectado diretamente à rede de energia elétrica da concessionária. Essa fonte de tensão possui frequência em 60 Hz e amplitude variável e pode ser visualizada na fotografia da Figura 4.2.



Figura 4.2: Fotografia da fonte trifásica variável.

4.1.2 Conversor CA-CC

A Figura 4.3 apresenta o retificador trifásico de onda completa de potência que tem como fonte primária o varivolt trifásico de 0 – 220V e fornece como saída um nível de tensão CC. Esse conversor a diodos é responsável simplesmente pela conversão de energia elétrica, ou seja, converte o sinal CA fornecido pelo varivolt, e em um sinal de tensão contínua CC, com a finalidade de alimentar os dois inversores de frequência, os quais alimentam individualmente cada meia-bobina da máquina.



(a) Esquema elétrico



(b) Fotografia da ponte retificadora

Figura 4.3: Ponte retificadora

4.1.3 Inversores de Frequência (VSI)

Abaixo, na Figura 4.4, apresentamos os dois inversores de potência utilizados:

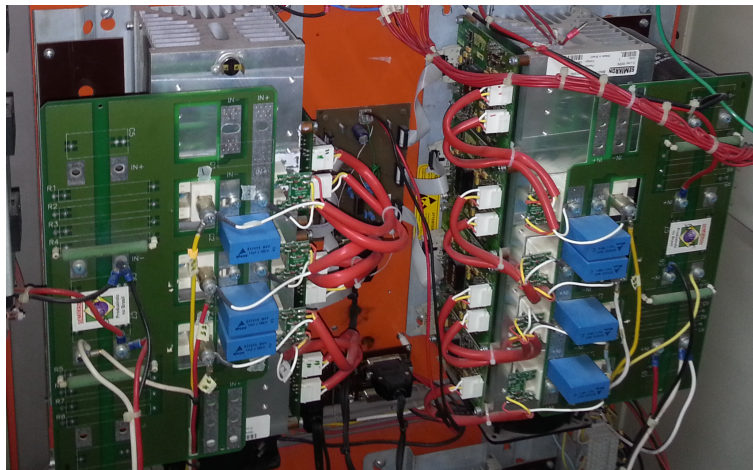


Figura 4.4: Fotografia dos inversores trifásicos.

Cada inversor é constituído por seis dispositivos de comutação denominados *IGBTs*, q_1 , q_2 , q_3 , q_4 , q_5 e q_6 . As chaves q_4 , q_5 e q_6 comutam de forma complementar, atribuindo valores binários, $q_k = 0$, chave aberta; e $q_k = 1$, chave fechada, de forma que $q_4 = 1 - q_1$, $q_5 = 1 - q_2$, $q_6 = 1 - q_3$ (CORREA et al., 2002). Como o acionamento da *MISM* utiliza dois inversores *PWM*, doze chaves são acionadas, logo, são enviados doze sinais de tensão utilizando a técnica de modulação *PWM* da unidade de controle e por meio dos *drivers SKHI 23/17* (ver Figura 4.5) para o comando das chaves, as quais permitem que cada um dos grupos de bobinas do motor seja controlado individualmente. É incorporado ao comando dessas chaves um *dead-time* fixo em cada ciclo de acionamento do par de chaves *IGBTs*. Atribuindo-se o *dead-time* fixo, garante-se que dois ou mais braços dos inversores jamais possam ser acionados ao mesmo tempo por algum motivo em quaisquer das condições de operação, seja comando, ou seja falha das malhas de controle. Esses dispositivos são montados sobre um dissipador de alumínio extrudado com ventilação forçada para facilitar o resfriamento. O *IGBT* é visto na fotografia da Figura 4.6.

A técnica de modulação *SPWM* senoidal a dois níveis, implementada no módulo *ePWM*, é utilizada no controle dos *IGBTs*. A seguir, será feita uma breve descrição desse módulo.

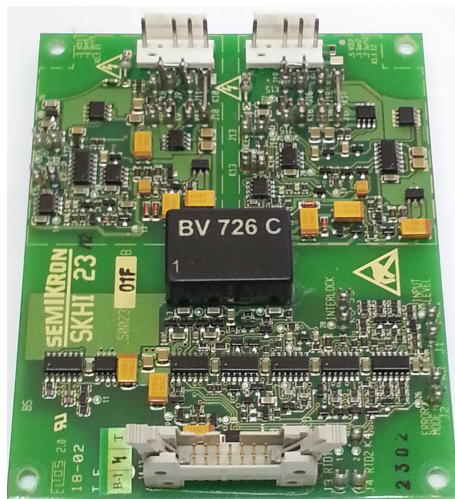


Figura 4.5: Fotografia do *driver SKHI 23/17*.

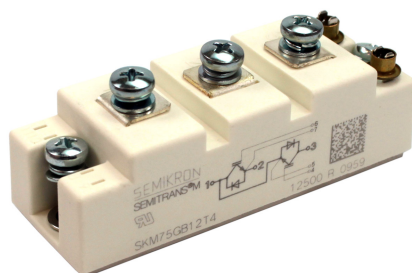


Figura 4.6: Fotografia do IGBT *SKM 75GB 176 DN*.

4.1.4 Módulo PWM - DSP TMS320F28335

O módulo *ePWM* - (*Enhanced Pulse Width Modulator*) é um dos periféricos mais importantes encontrados no *DSP* para utilização em controle de dispositivos. Sua importância advém, primeiramente, do fato de ele ser responsável por converter as informações digitais trabalhadas dentro do processador em grandezas analógicas, através da modificação da largura de pulso dos sinais gerados, eliminando então a necessidade de um circuito adicional de conversão Digital-Analógica. Além disso, esse tipo de periférico pode ser utilizado para o acionamento de circuitos de potência baseados no chaveamento de dispositivos de alta frequência, como *IGBTs* e *MOSFETs*. Um dispositivo que possui um periférico responsável pela geração do sinal *PWM*, como o *DSP*, deve ser capaz de realizar essa tarefa com a menor interferência possível da *CPU*. O *DSP* possui 18 canais *PWM* independentes, sendo 12 disponíveis nos módulos *PWM*, através dos pinos de entrada e saída, e mais 6 canais adicionais, que podem ser obtidos através de outro periférico do *DSP* (ver Figura 4.7).

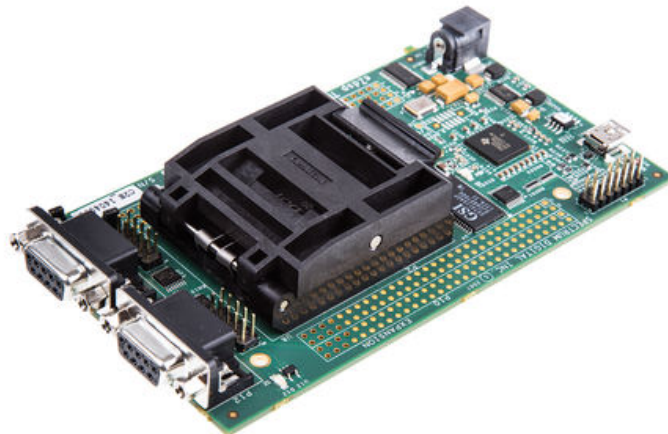


Figura 4.7: Placa de desenvolvimento eZdsp F28335.

Nos sistemas de controle, existe uma grande preocupação em relação à possibilidade de *IGBTs* de um mesmo braço atuarem simultaneamente, conforme comentado anteriormente, como também o fato do aparecimento de frequências indesejáveis (harmônicas), devido ao chaveamento dos *IGBTs*. Então para a não ocorrência desses fatos, faz-se necessário um tempo morto (*dead time*) entre os sinais dos *PWMs* enviados aos *IGBTs*, impossibilitando, assim, que os dois *IGBTs* do mesmo braço atuem ao mesmo tempo, como mostrado na Figura 4.8.

No *DSP F28335*, é possível escolher entre dois tipos de contagem no módulo *PWM*: *Up* ou *Down*, denominado *PWM* assimétrico, que gera um gráfico dente de serra; e uma contagem *UP* and *DOWN*, chamado *PWM* simétrico, que gera uma onda triangular.

No *PWM* assimétrico, quando o contador chega a um nível pré-determinado, retorna-se ao valor zero e reinicia-se a contagem. O módulo pode ser configurado

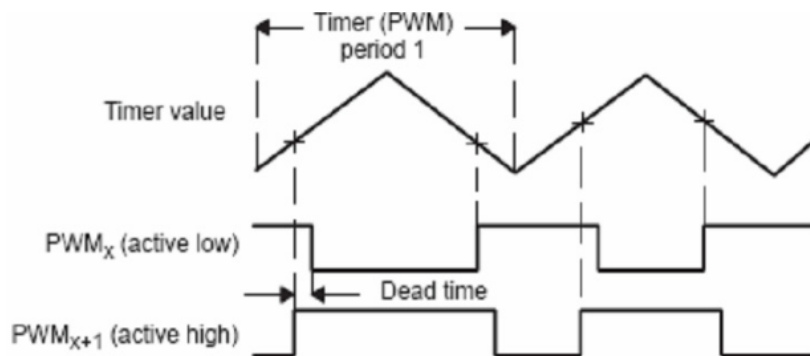


Figura 4.8: Aplicação de tempo morto em *PWM* simétrico.

para que, no instante do reinício, o sinal comute ou não. Pode-se comutar quando a saída estiver em 0 e for para 1 e vice-versa. Nesse caso, quando o contador volta a ser zerado, a saída *PWM* comuta e permanece no mesmo estado até que o contador volte ao nível de comparação estabelecido. Controlando-se o valor da comparação é que se altera a largura do pulso do sinal *PWM* na saída. Dessa forma, durante um período, a saída do *PWM* assimétrico começa em um nível e termina em outro.

No *PWM* simétrico, a saída pode terminar no mesmo nível de quando começa, pois ele pode mudar de nível durante a subida do contador, mas retorna ao nível anterior durante a descida, o que faz com que a onda na saída seja simétrica. A onda triangular é formada porque, na primeira metade do período, o incremento é positivo e, na segunda metade, é negativo, fazendo com que ela suba e depois desça. Nesta tese, é utilizada a técnica *PWM* simétrico, que será descrita na seção Modulação *PWM* Senoidal.

A descrição detalhada dos registrados acima é encontrada no guia de referência do *ePWM* da Texas (INSTRUMENT, 2009).

4.1.5 Modulação *PWM* Senoidal - *SPWM*

A modulação *SPWM* consiste na comparação da forma de onda senoidal desejada com uma portadora triangular implementada no módulo *ePWM*. Verifica que, na implementação, desse tipo de modulação, o sinal u^* é o sinal de controle do controlador. Neste caso, esse sinal é proveniente da malha de controle de corrente, já mencionado no capítulo 3. O princípio desse tipo de modulação *SPWM* se baseia na comparação de uma onda de referência senoidal de baixa frequência com uma onda triangular de alta frequência. Essa intersecção gera os pulsos de comando *SPWM* das chaves estáticas controladas (BARBI; MARTINS, 2005).

A Figura 4.9 ilustra o princípio da técnica de modulação senoidal em dois níveis implementada no módulo *ePWM*.

Para avaliar os sinais de comando, a Figura 4.10 apresenta as chaves $q1$ nos pulsos

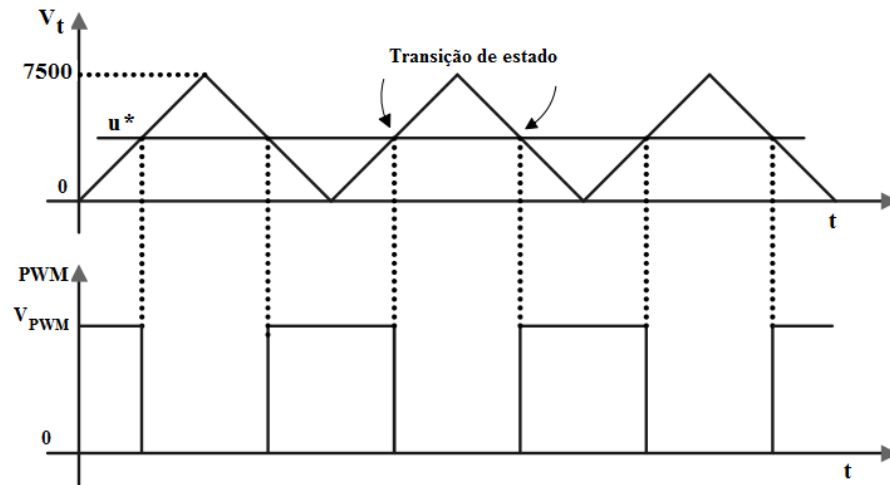


Figura 4.9: Geração dos pulsos de comando das chaves - *PWM* simétrico.

positivos e $q3$ para os pulsos negativos, nas seguintes condições (estados topológicos):

- Se $u^* > Vt \Rightarrow$ acionar $q1 = 1$ (desligar $q3 = 0$)
- Se $u^* < Vt \Rightarrow$ desliga $q1 = 0$ (acionar $q3 = 1$)

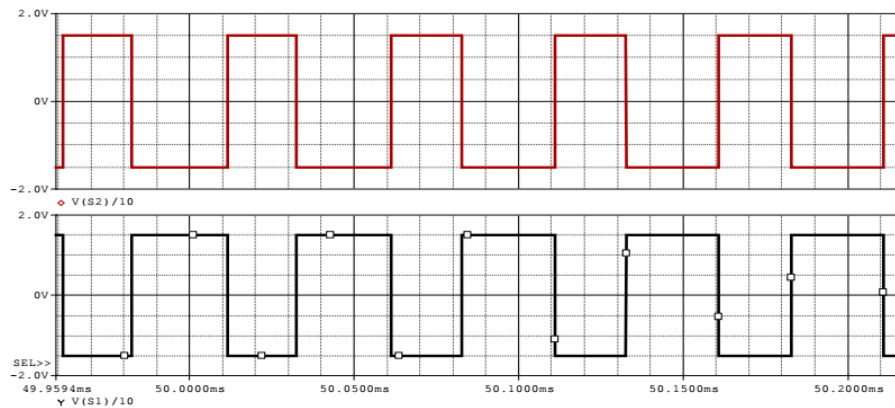


Figura 4.10: Geração dos pulsos $q1 = \text{vermelho}$ e $q3 = \text{preto}$.

A Figura 4.11 mostra a modulação *SPWM* para os inversores trifásicos para o comando das chaves superiores, sendo que, para as chaves inferiores, a modulação *SPWM* comporta-se de forma complementar.

Segundo (CORREA et al., 2002), os comandos *SPWM* podem ser definidos de acordo com os tempos de operação das chaves, ou seja, estes são calculados a partir das tensões trifásicas de referência, considerando o período de amostragem

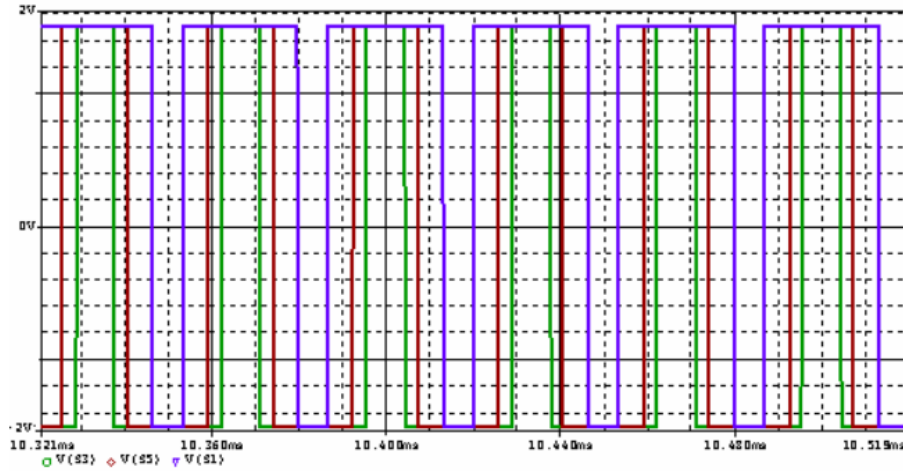


Figura 4.11: Pulsos de comando das chaves.

(T_s). Seguindo esse raciocínio, podem-se definir os intervalos das chaves a partir das equações:

$$\begin{aligned}
 \tau_{u1} &= \left(\frac{u_1}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s \\
 \tau_{u2} &= \left(\frac{u_2}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s \\
 \tau_{u3} &= \left(\frac{u_3}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s \\
 \tau_{u4} &= \left(\frac{u_4}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s \\
 \tau_{u5} &= \left(\frac{u_5}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s \\
 \tau_{u6} &= \left(\frac{u_6}{V_{CC}} + \frac{1}{2} \right) \cdot T_s
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Nestas:

τ_{uk} (k corresponde à variação de 1 a 6) representa a razão cíclica das chaves, também conhecida como *duty cycle*.

4.1.6 Placa de Condicionamento de Sinais

Sensores de Corrente

O sinais de correntes i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} , i_{a2} , i_{b2} e i_{c2} são obtidos por meio de sensores de correntes *LTS 6-NP*. Esses dispositivos foram escolhidos por apresentam grande

flexibilidade na medição de correntes, quer sejam contínuas ou alternadas, além de terem boa precisão e alta confiabilidade.

Antes de serem submetidos ao conversor Analógico-Digital do *DSP*, são somados aos níveis de 2,5 *Vcc* de tensão constante, adequando-se às amplitudes e ao casamento das impedâncias, através dos amplificadores operacionais *TL084*. Para a realização da calibração dos sensores, os sinais de *offset* e ganho foram ajustados por meio de comparações com as leituras dos mesmos sinais via instrumentos de medição, como multímetros e osciloscópios, utilizados adequadamente no programa de controle. A Figura 4.12 mostra uma foto da placa de condicionamento de sinais de correntes.

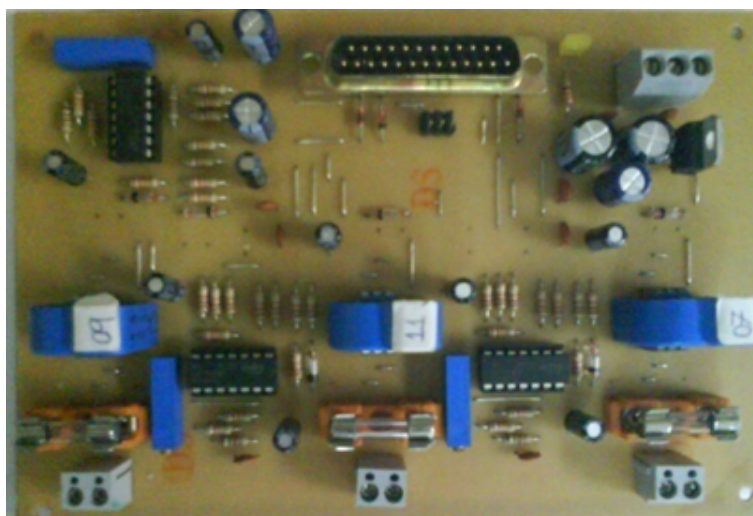


Figura 4.12: Fotografia da placa de condicionamento de sinais.

Fonte: (FILHO, 2012)

Sensores de Posição

Os sensores de posição são fixados na tampa dianteira do motor, um na direção *x* e o outro na direção *y*. Os sinais de posição, projetados para medir a posição do rotor em relação ao centro do estator são obtidos por meio de dois sensores *AEC 5505-04*, amplificadores operacionais e divisores resistivos ajustados de forma conveniente, um para o eixo *x* e outro para o eixo *y*. De forma semelhante, esses sinais, medidos antes de serem submetidos ao conversor analógico-digital do *DSP*, são somados aos níveis de tensões de *offset*, adequando-se às amplitudes e ao casamento das impedâncias, através dos amplificadores operacionais do tipo *TL084*. A utilização desses sensores de posição do eixo do rotor para motores-mancas é indispensável para que o sistema de controle possa exercer o posicionamento desejado do eixo. As posições para o eixo de abscissa *x* e o eixo de ordenada *y* podem ser dispostas conforme ilustrado na Figura 4.13.

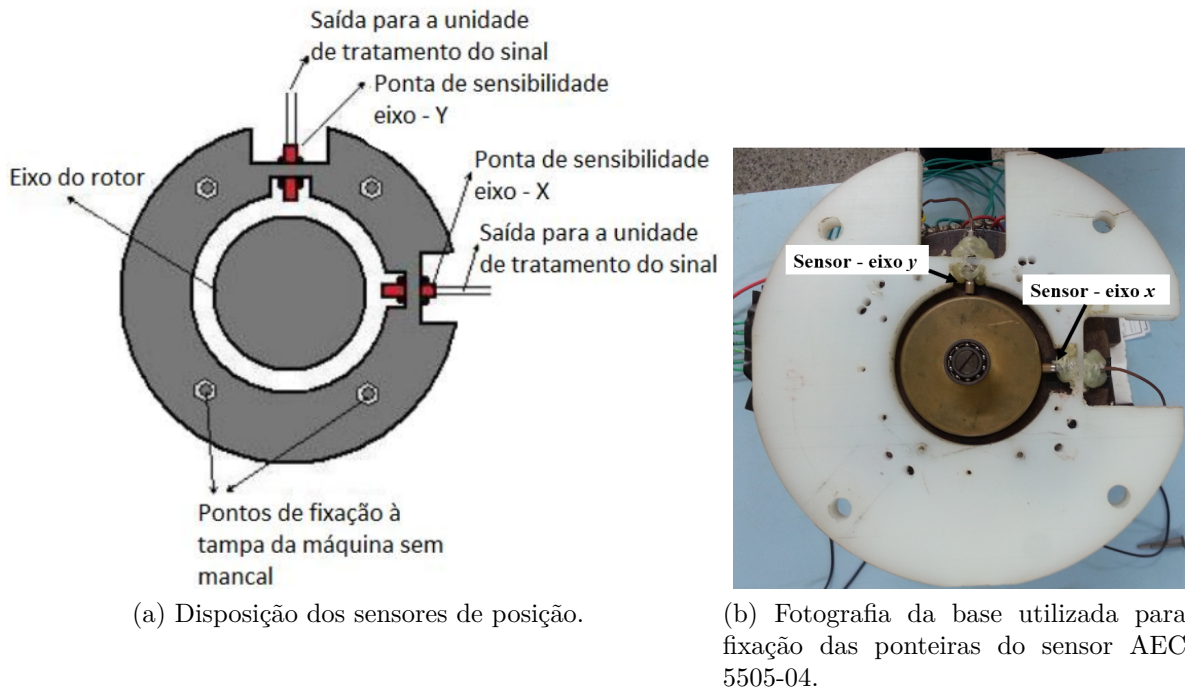


Figura 4.13: Posicionamento dos sensores de posição.

Fonte: (FILHO, 2012)

Maiores detalhes dos sensores de posição podem ser encontrados em Filho (2012)

4.1.7 Implementação do programa de controle

O ambiente de programação do *TMS320F28335* foi implementado utilizando-se da linguagem C/C++. A Figura 4.14 ilustra o diagrama funcional de implementação do sistema de controle programado internamente ao *DSP*. Procurou-se, nestes diagrama, simplificar a visualização da estrutura funcional de cada rotina implementada.

Conforme pode ser observado no diagrama esquemático, o bloco inicia executando as definições e as declarações dos elementos do sistema. Em seguida, ocorrem a inicialização configuração dos registradores e dos periféricos. Nessa etapa, define-se a inicialização do *ADC - trigger* a partir da interrupção do *PWM* e o início da interrupção. Na etapa seguinte, são realizadas as leituras das correntes do estator i_{a1} , i_{a2} , i_{b1} , i_{b2} , i_{c1} , i_{c2} , oriundas dos sensores de efeito Hall; as leituras das posições iniciais dos sensores x e y ; e a geração das correntes de referência.

Após a obtenção dos sinais das posições x e y , são obtidos os cálculos dos erros e da variação dos erros dos sinais de posição. As leis de controle para cada uma das direções x e y são obtidas através de dois controladores *Fuzzy* independentes.

O sinal de saída desses controladores oriundos do processo da defuzzificação passa por uma mudança de referencial realizada pelas transformadas de *Park* e *Clark*, de

modo a se obterem valores num referencial trifásico estático. Ao final desta etapa, são disponibilizados os valores de corrente de posicionamento u_a , u_b e u_c . Através dessas variáveis, é implementada a geração das referências de corrente $I_{a1}^* = I_a + u_a$; $I_{a2}^* = I_a - u_a$; $I_{b1}^* = I_b + u_b$; $I_{b2}^* = I_b - u_b$; $I_{c1}^* = I_c + u_c$; $I_{c2}^* = I_c - u_c$ para a utilização nas malhas de controle de corrente dos dois conversores *PWM*.

No controlador de corrente, é calculado o erro para cada uma das seis correntes do estator em relação às referências de corrente obtidas do controlador de posição. O sinal de saída desses controladores *PI* são valores de referência para a rotina de *PWM*, que tem como saída, as razões cíclicas para cada chave dos conversores.

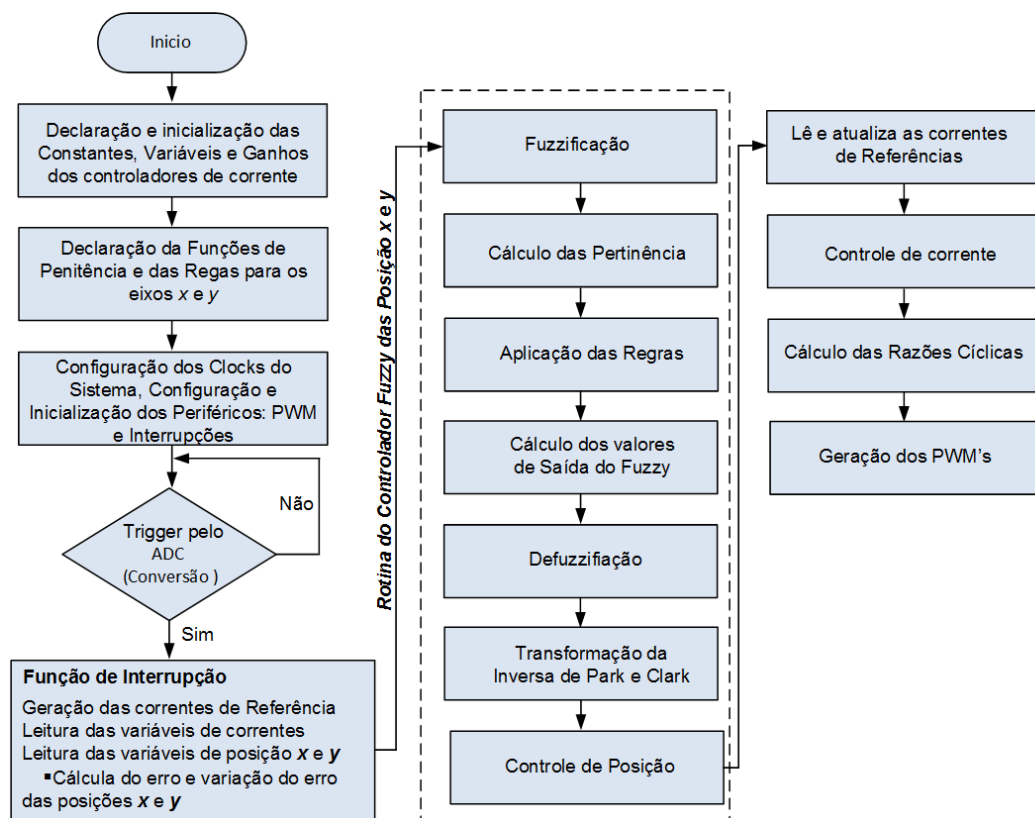


Figura 4.14: Fluxograma da lógica de controle.

4.2 Conclusões

Resumindo, neste capítulo, foram feitas uma generalização de um sistema motor mancal e a apresentação dos itens básicos necessários para o sistema de controle. Também foi apresentado o dimensionamento do estágio de potência, o qual é de extrema importância para o sistema de controle.

Ainda foram demonstrados de maneira sucinta os mecanismos da modulação *PWM* convencional. Para tanto, apresentou-se em diagrama de blocos, uma estru-

tura para um motor-mancal, enfatizando-se suas interfaces e sensores, bem como suas particularidades para aplicação em um *DSP* específico, o *TMS320F28335*.

Capítulo 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Bancada Experimental

Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais obtidos com a Máquina de Indução sem Mancais Trifásica com Bobinado Dividido. Esses resultados foram obtidos no Laboratório de Engenharia e de Computação (LECA) da Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN.

A Figura 5.1 apresenta a fotografia da bancada utilizada para o controle, aquisição e condicionamento dos sinais experimentais do motor-mancal.

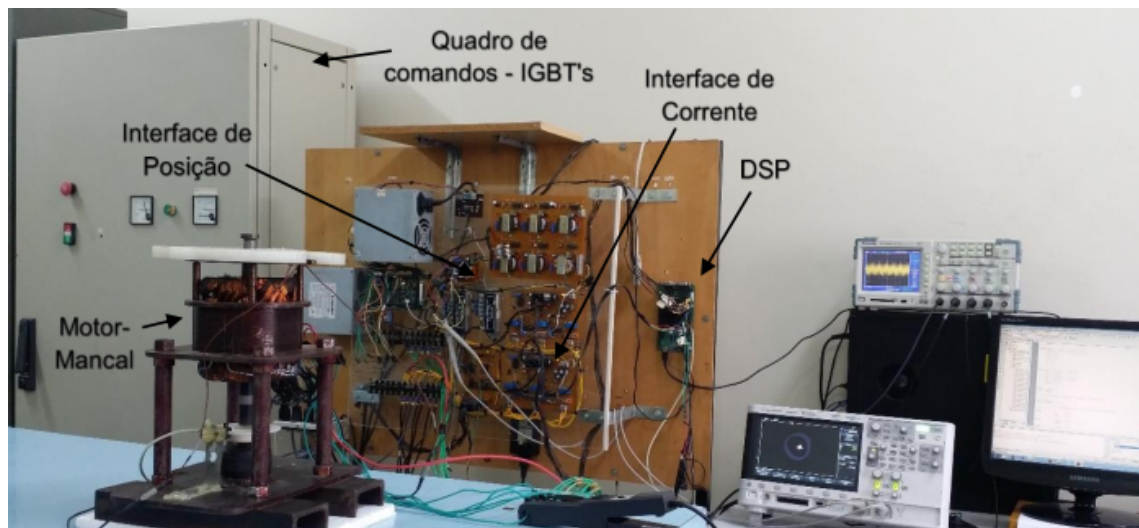


Figura 5.1: Fotografia panorâmica do sistema.

A obtenção desses sinais se deu de duas formas: a primeira, utilizou o ambiente de programação *Code Composer Studio (CCS)*, que permite que o sistema a ser controlado seja programado em linguagem *C++* ou *Assembly*; a segunda, um osciloscópio digital *TDS 524A* da Tektronix para a aquisição das correntes e um osciloscópio digital *DSO-X-2012A* da Agilent para a visualização dos sinais de posição

x e y e a geração da figura de *Lissajous*.

No primeiro caso, ambiente é fabricado pela Texas Instruments e seu processador *TMS320F28335* faz parte de uma família de processadores chamada *C2000*. Trata-se de um microcontrolador com processador de *32 bits* que possui uma arquitetura conhecida como “Harvard-modificada”, a qual separa o barramento de dados e o barramento de instruções, e ainda possibilita o armazenamento e o acesso de dados na memória de instruções. A *CPU* do referido ambiente conta com uma unidade de ponto flutuante, que o torna capaz de realizar operações matemáticas pelo processador, sem a necessidade de rotinas especiais. O *CCS* possui a grande vantagem de possibilitar que se visualize como as informações estão realmente sendo adquiridas pelo conversor analógico-digital. Essa visualização pode ser efetuada de duas maneiras distintas, a saber: a janela de visualização (*watch window*), através de informações puramente numéricas; e no gráfico de visualização (*graphic view*), através da visão gráfica da informação (ver Figura 5.2). O módulo em questão possui uma interface de comunicação com o software *Matlab*[®], que auxilia na aquisição de dados internos do *DSP*.

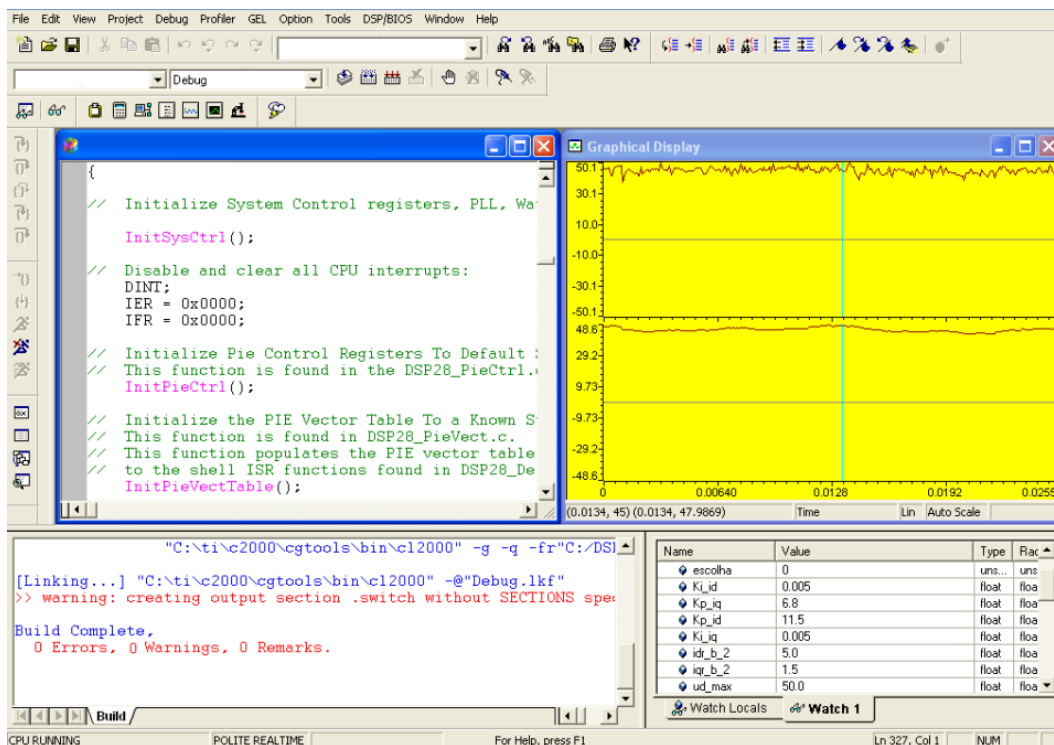


Figura 5.2: Interface de visualização e programação.

As Tabela 5.1 e Tabela 5.2 apresentam os principais parâmetros que foram utilizados nas experiências práticas deste trabalho.

Especificação do Motor-Mancal

Parâmetros	Valor
Potência nominal	1 Hp[cv]
Frequência	60 Hz
Número de polos	4
Tensão nominal	380 V
Corrente nominal	3.02/1.75 A V
Corrente à vazio	380 V
Potência à vazio	160.00 W
Resistência de estator por fase	0.73 Ω

Tabela 5.1: Parâmetros do motor-mancal.

Especificação do Conversor

Parâmetros	Valor
Tensão eficaz de entrada	220 V
Tensão de linha nominal	380 V
Tensão do barramento CC	147 V
Frequência da rede	60 Hz
Frequência de comutação	10 kHz

Tabela 5.2: Parâmetros dos conversores.

5.2 Controle de Posição Radial do Rotor

Nesta seção, serão apresentados as circunferências de órbita máxima do rotor, os gráficos das posição do rotor nas direções x e y e as correntes trifásicas para a operação do motor-mancal. Para validar a implementação experimental, foram realizados alguns experimentos com os controladores *Fuzzy* e *PD* de posição para diferentes condições de operação.

Para o devido funcionamento do motor-mancal, segue o procedimento para a geração da circunferência da órbita máxima de ação do rotor (VICTOR, 2012):

Geração das Figuras de *Lissajour*

- ativar o osciloscópio para o modo de operação X - Y (persistência do osciloscópio), no qual deve-se, traçar na tela do osciloscópio, uma figura de *Lissajour*

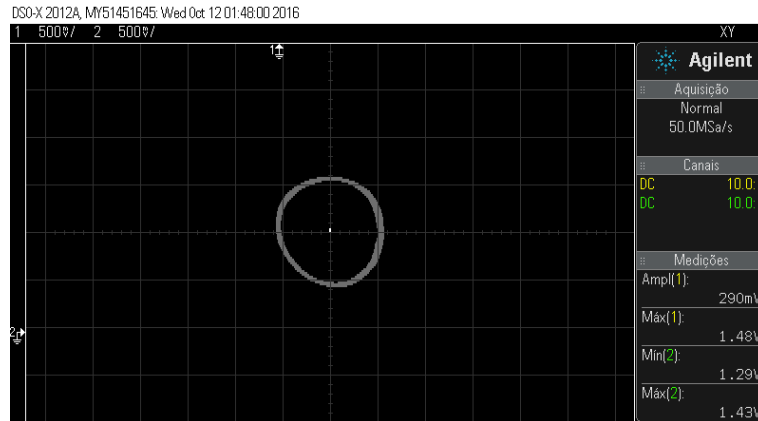


Figura 5.3: Máxima trajetória do rotor medido pelos sensores de posição. Cada divisão equivale a 0,125mm

- (ver Figura 5.3) regularmente circular, utilizando os sinais de posição x e y e, em, seguida, ajustar o posicionamento para que o ponto fique no centro;
- centralizar manualmente, com o motor parado, o rotor, observando na tela do osciloscópio e anotar os valores lidos no computador através do *DSP* como os valores de referência para X_{ref} e Y_{ref} ;
 - ajustar, gradativamente, amplitude e frequência do gerador de referência via *DSP* para o acionamento do motor, partindo desde o valor zero de corrente até o valor máximo de projeto para que o eixo inicie o movimento e permaneça na velocidade nominal para a frequência de operação escolhida, iniciando, assim, a rotina do controlador de corrente;
 - ativar a rotina do controlador *Fuzzy* posição;
 - justar, se necessário, os ganhos dos controladores de corrente;
 - justar, se necessário, os parâmetros do sistema de inferência empregado na estrutura, de forma a melhorar a resposta do sistema de controle;
 - coletar dados de posição, dispersão da posição e correntes de alimentação dos grupos de bobinas do motor.

A seguir, serão mostradas as principais formas de onda, já adquiridas com o sistema ajustado.

5.2.1 Estudo de caso I - Regime permanente

A Figura 5.4 apresenta a circunferência da órbita máxima do rotor e a posição do rotor, utilizando-se o controlador Fuzzy com o motor-mancal girando a 1800 rpm. A mancha no centro da circunferência representa as posições que o rotor assumiu em algum determinado momento, o que foi observado com o osciloscópio em modo de persistência do traço. Conforme já comentado anteriormente, essa projeção circular é conhecida como Figura de Lissajous e é obtida girando-se o eixo manualmente, translacionando-o pela periferia do entreferro. Para este caso, vê-se o sucesso do

posicionamento do rotor, pois manteve-se levitando sem tocar nos limites laterais, ou seja, o controlador *Fuzzy* de posição mantém o eixo centralizado, apresentando uma pequena região de dispersão.

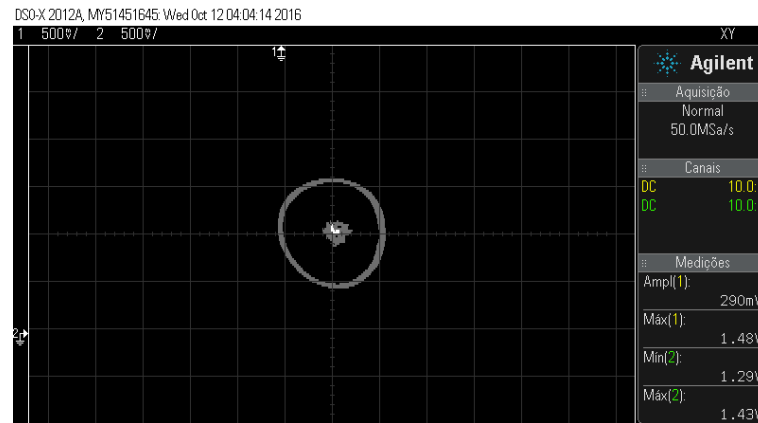


Figura 5.4: Circunferência de órbita máxima do rotor e posição do rotor com atuação do sistema de controle - Controlador *Fuzzy*.

Outro resultado experimental importante obtido foi a análise comparativa entre os controladores *Fuzzy*, devido à capacidade desses controladores de incorporar em não linearidades presentes no sistema, e no *PD* clássico.

Ensaio - Controlador *Fuzzy PD*

Este experimento apresenta o comportamento do sistema em regime permanente ao ser acionado do repouso até a velocidade nominal de 1800 *rpm*.

A Figura 5.5 apresenta o desempenho dos sinais nas posições *x* e *y* operando na frequência de 60 Hz. É possível observar que os sinais de ambos os sensores de posição tiveram uma resposta rápida no transitório. A Figura 5.6 mostra um *zoom* dos deslocamentos radiais do rotor da Figura 5.5.

Observa-se, a partir dos resultados experimentais obtidos, que os controladores *Fuzzy* apresentam uma resposta pouco ruidosa nos sinais de posição. Isso acontece porque a ação de controle da malha de posição *Fuzzy* consegue suavizar a influência do forte acoplamento entre o controle de torque e a posição radial.

Ensaio - Controlador *PD*

Aplicando as mesmas condições de operação, observam-se, na Figura 5.7, fortes oscilações provocadas nos sinais de posições *x* e *y* no momento do transitório. Essas oscilações influenciam na perda de desempenho dos controladores de posicionamento radial. Para proporcionar uma redução nessas oscilações, foi necessário estabelecer limitadores nas ações de controle de posição. Esses limitadores obrigam a malha de controle de corrente a operar com baixos valores de correntes de referência (1A rms).

O problema é que essa limitação nos sinais de controle de posição afeta diretamente o desempenho de todo o sistema do motor-mancal.

Concluindo a análise do comportamento dos controladores *Fuzzy* e *PD*, apresentam-se, na Figura 5.8, os diagramas de posicionamento radial, gerados durante a operação do sistema para ambos controladores. Observa-se, a partir destes resultados experimentais, que o motor-mancal se posiciona com menores oscilações e mais próximo à referência com a operação dos controladores *Fuzzy PD*, ou seja, a resposta do *Fuzzy* apresenta menos dispersão. A dispersão dos sinais demonstra que o sistema passou da etapa transitória para a permanente, pois a maior concentração dos traçados ocorre no centro do gráfico.

Essa análise comprova, experimentalmente, que o uso dos controladores *Fuzzy PD* para o controle das posições dos eixos x e y se mostrou eficaz para o controle da posição radial.

Para o bom funcionamento dos controladores de posição, é necessário que os controladores de correntes estejam bem sintonizados. A fim de confirmar o bom desempenho obtido pelo controle de corrente sobre o estator, as Figuras 5.9 e 5.10 mostram a eficiência do sistema de controle operando a uma frequência de 60Hz.

Índices de Desempenho

Para a avaliação dos controladores, foram usados alguns critérios de desempenho descritos na seção 3.5 como solução para avaliar o erro a partir de suas respostas transitórias e de regime permanente.

A seguir, podem ser verificados, nas Tabelas 5.3 e 5.4, os valores dos índices de desempenho da integral do erro dos dois controladores.

Segundo Dorf e Bishop (2011), um sistema de controle é considerado ótimo quando o índice de desempenho selecionado for minimizado. Assim, com base nessas informações, o controlador *Fuzzy PD* mostrou índices de desempenho melhores do que o *PD*.

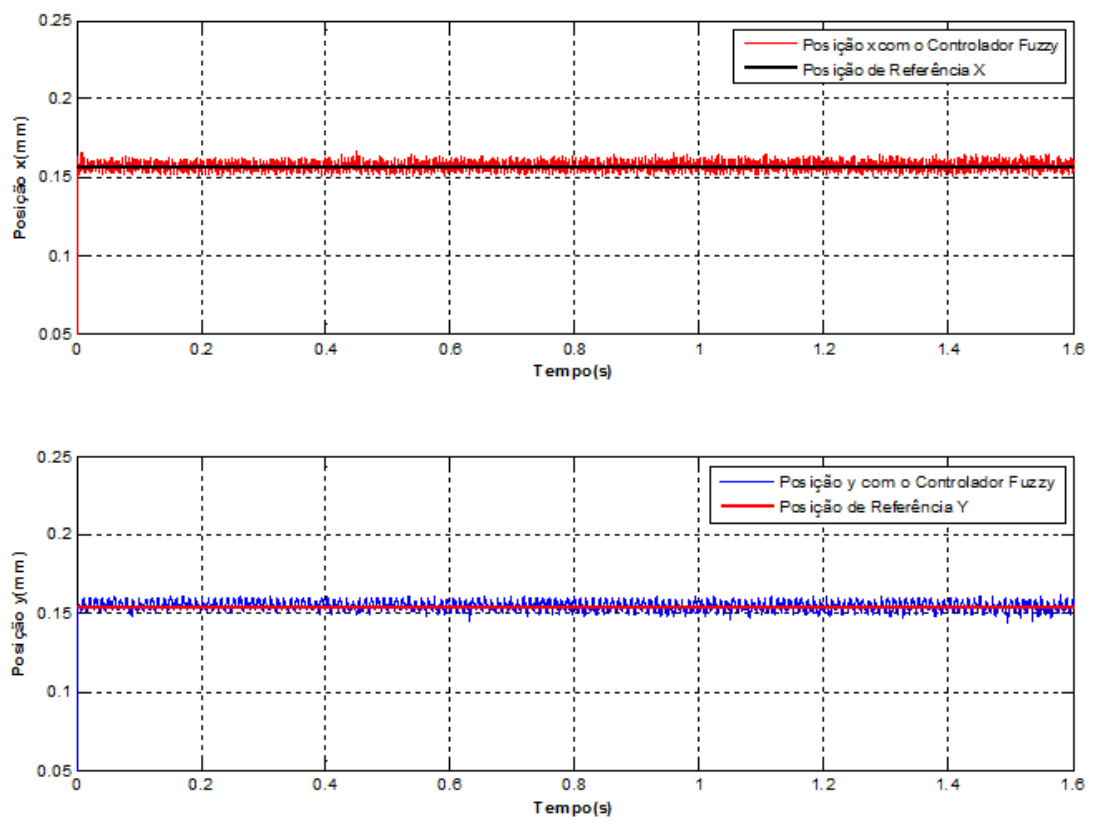


Figura 5.5: Deslocamento radial dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador *Fuzzy PD*.

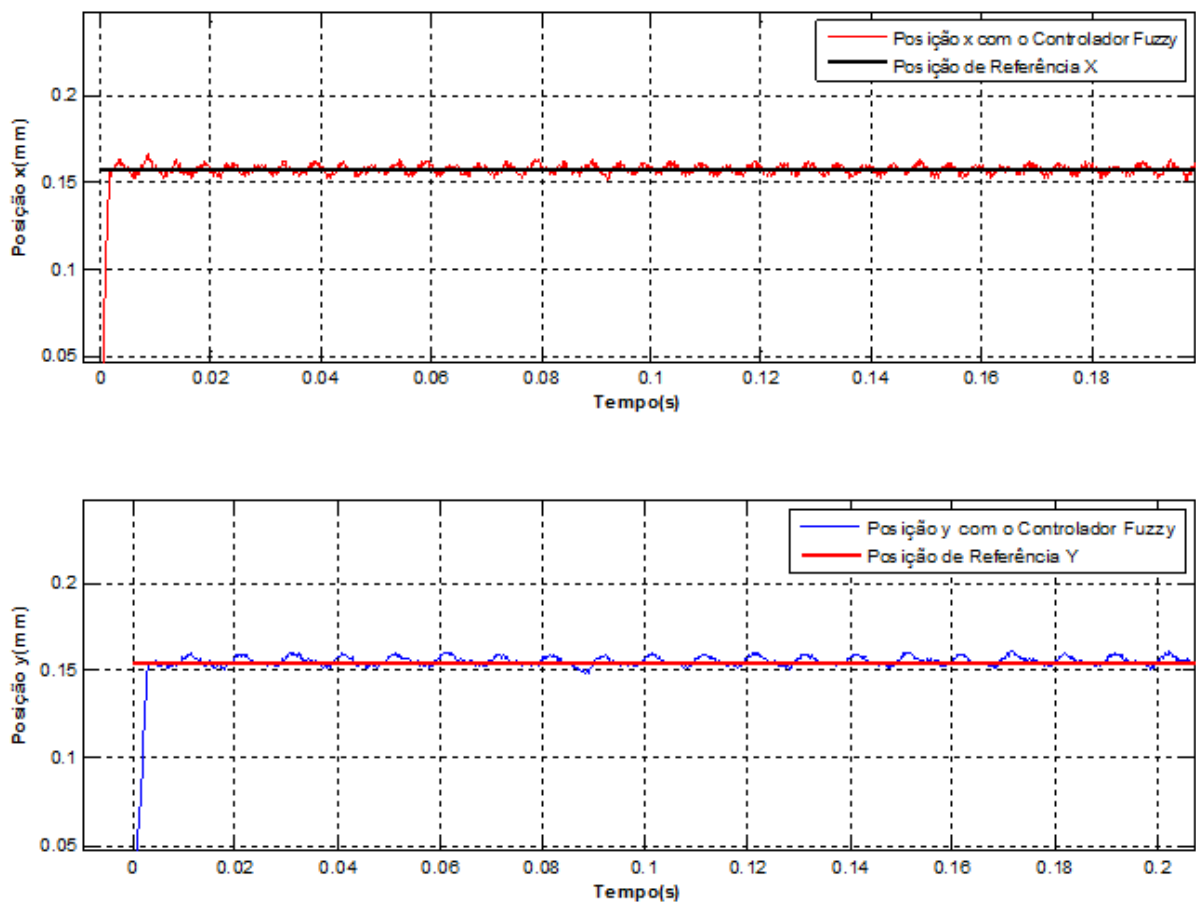


Figura 5.6: Zoom do deslocamento radial dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador *Fuzzy PD*.

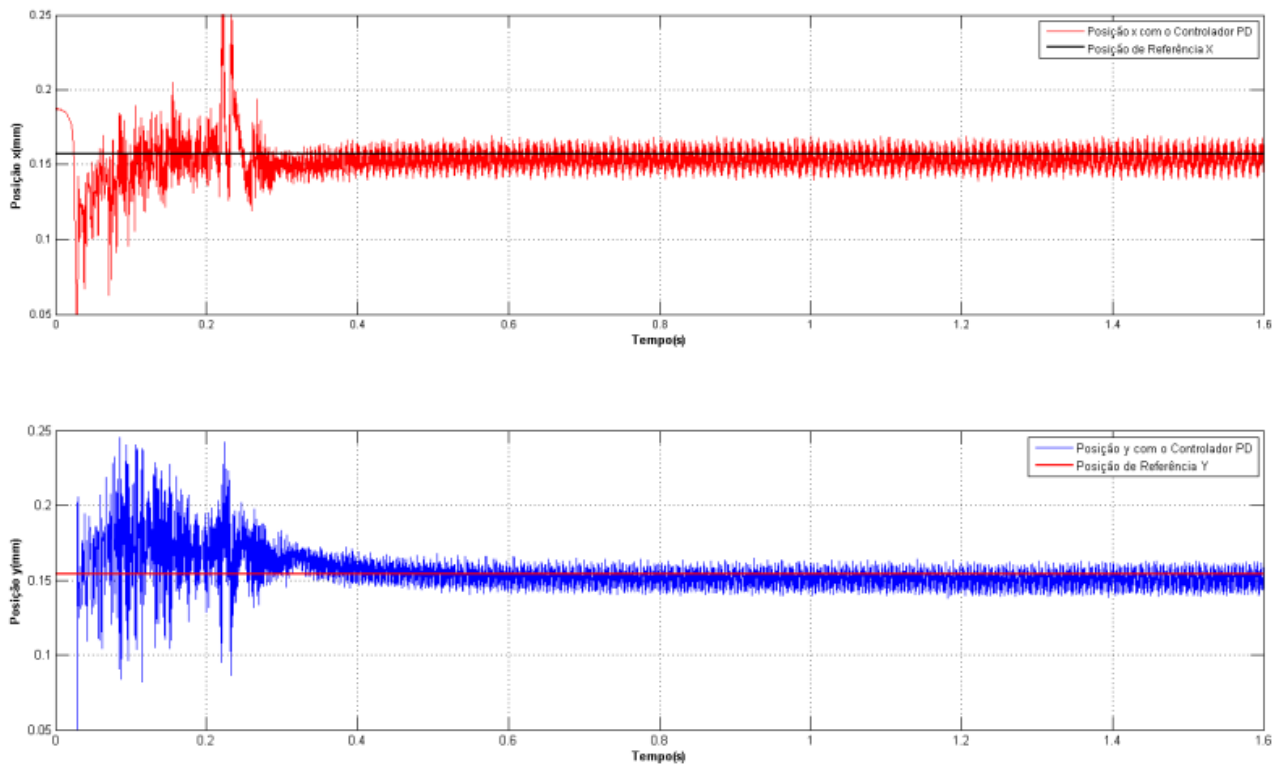


Figura 5.7: Deslocamentos radiais dos eixos x e y acionado a 60Hz - Controlador PD .

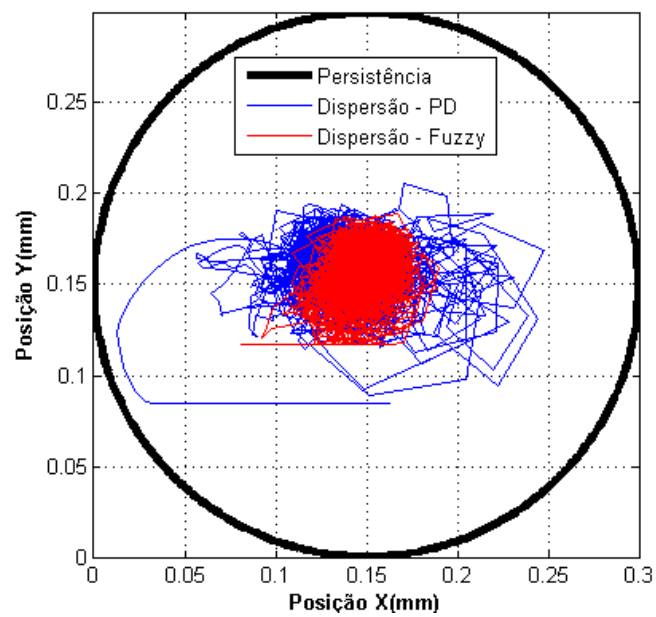


Figura 5.8: Diagrama de posicionamento radial dos controladores $Fuzzy PD$ e PD .

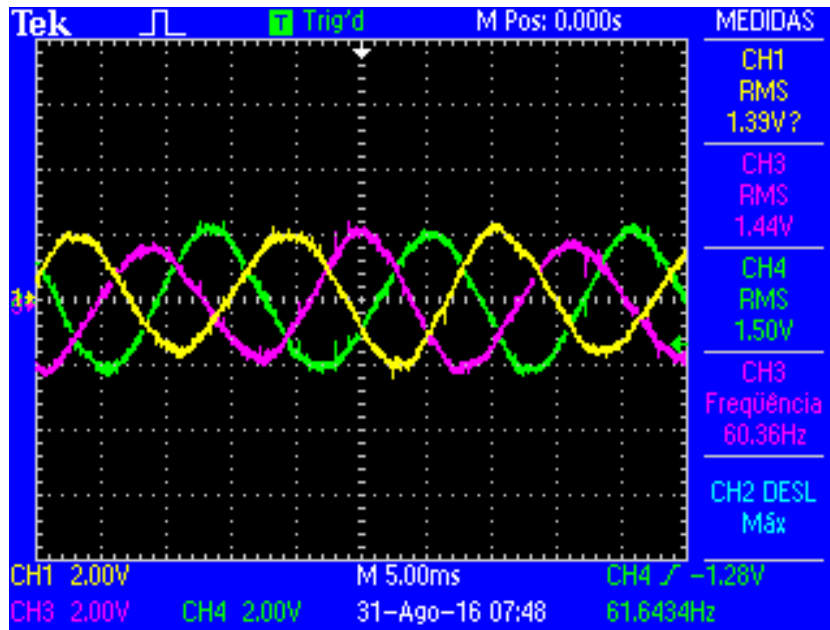


Figura 5.9: Validação da malha de corrente na frequência de 60Hz.

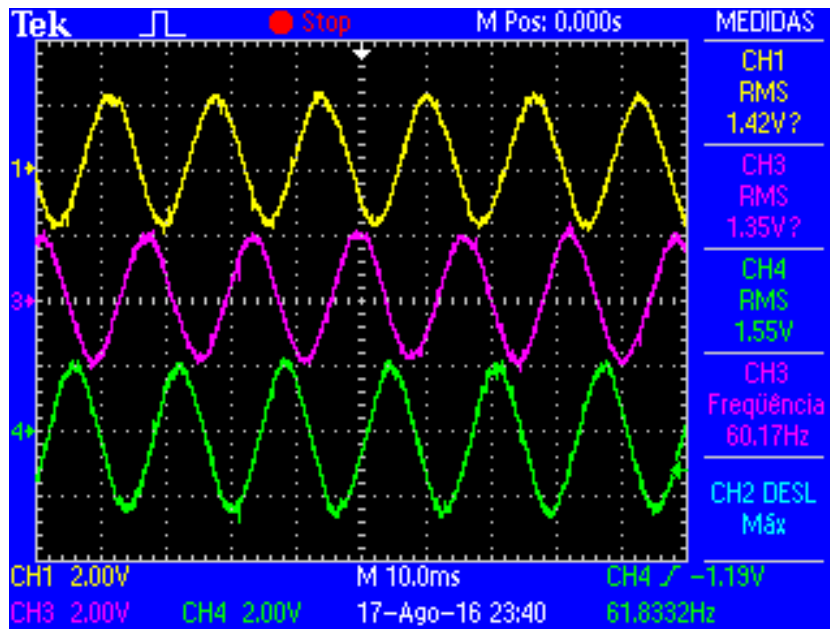


Figura 5.10: Correntes trifásicas na frequência de 60Hz.

Cr�terios de Desempenho - dire�o x	ISE	IAE	ITAE
Controlador Fuzzy PD	1.0079e-005	0.0023145	0.0018708
Controlador PD	1.5597e-004	0.0072	0.0041

Tabela 5.3: Desempenho dos controladores - eixo x .

Cr�terios de Desempenho - dire�o y	ISE	IAE	ITAE
Controlador Fuzzy PD	6.6026e-006	0.0018672	0.0015158
Controlador PD	7.4268e-004	0.0163	0.0096

Tabela 5.4: Desempenho dos controladores - eixo y .

5.2.2 Estudo de caso II - Resposta ao degrau

Com o objetivo de avaliar o comportamento dos controladores *Fuzzy PD*, bem como verificar a presen a do acoplamento entre as posi es a resposta transit ria, testes de resposta ao degrau foram aplicados nas dire es x e y de forma independente.

Nas Figuras 5.11 e 5.12, s o mostradas as respostas ao degrau ao longo das dire es x e y .   importante destacar a exist ncia de um acoplamento magn tico entre as for as radiais que s o produzidas sobre o rotor para centraliza o do eixo no estator. Por meio desses resultados, observa-se o excelente comportamento din mico do controlador *Fuzzy PD* no momento em que   aplicada uma perturba o constante do tipo degrau em ambas as dire es.

Por fim, cabe salientar que, nessas condi es (perturba o em degrau), o motor-mancal mant m-se levitando, sem tocar os limites laterais.

5.2.3 Conclus o

Os resultados experimentais comprovam a efici ncia e a robustez dos controladores *Fuzzy PD* para o controle da posi o radial comparados ao desempenho de controladores convencionais. Diante destas constata es, nota-se a import ncia do uso dos controladores *Fuzzy PD* para o controle das posi es dos eixos x e y para o devido controle da M quina de Indu o sem Mancais com Bobinado Dividido.

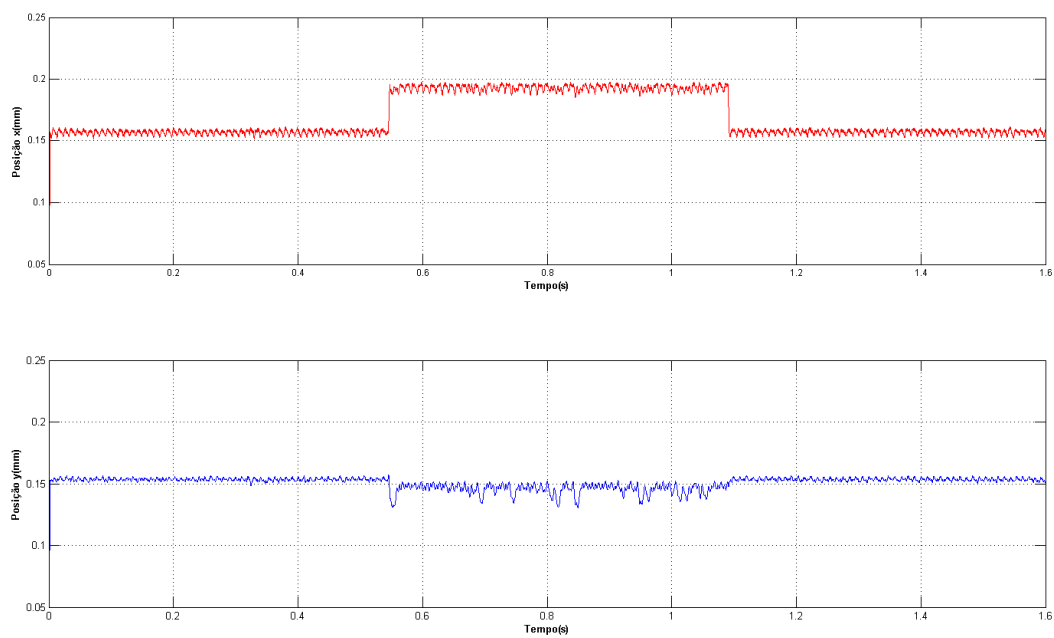


Figura 5.11: Resposta ao degrau de posição x com o motor girando a 1800 rpm - Controlador *Fuzzy*.

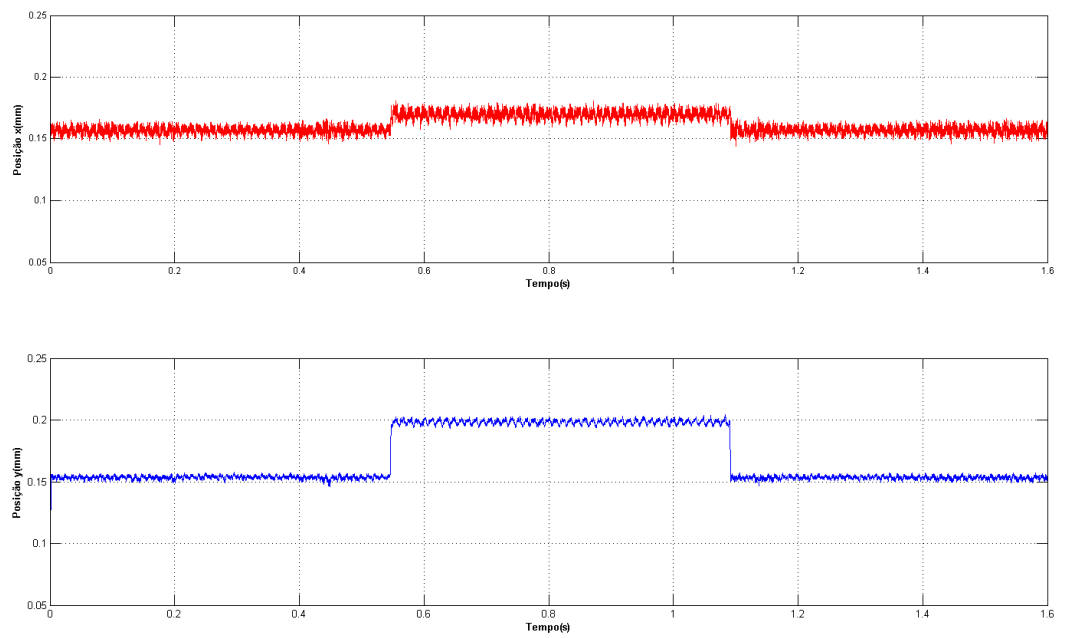


Figura 5.12: Resposta ao degrau de posição y com o motor girando a 1800 rpm - Controlador *Fuzzy*.

Capítulo 6

Conclusões Finais e Perspectivas Futuras

Neste último capítulo, apresentaremos as conclusões e as perspectivas futuras.

6.1 Conclusão

Este trabalho teve como objetivo realizar o estudo e a implementação de um sistema de controle inteligente de posição radial aplicado a máquinas de indução como motor-mancal do tipo bobinado dividido.

No primeiro capítulo deste trabalho, apresentou-se a necessidade da utilização de técnicas de controle inteligentes como os modelos *Fuzzy*, por serem inerentemente confiáveis e robustas e virem se tornando ferramentas eficientes em sistemas insensíveis às variações paramétricas e em sistemas que operam em regiões distintas do ponto de operação.

Fez-se, ao longo do segundo capítulo, uma apresentação do motor-mancal e dos Inversores *SPWM*, tendo sido demonstrada a modelagem do conversor utilizando as transformações de *Clarke* e *Park*, que tem como resultado a monitoração das correntes de eixo direto e de eixo de quadratura para o devido controle da malha de corrente do motor-mancal. Do mesmo modo, uma análise matemática sobre o método das componentes de corrente instantânea *id-iq* foi apresentada, a qual propiciou embasamento para a elaboração da estratégia e do projeto dos controladores de corrente.

O capítulo três ilustrou procedimentos para a elaboração do projeto dos controladores. Na seção 3.3, foi detalhada a metodologia de controle adotada neste trabalho e, 3.3.1 e na seção 3.3.2, apresentada a sintonia realizada no controlador *Fuzzy PD*.

No capítulo quatro, mostraram-se o estágio de potência e alguns circuitos auxiliares necessários para o devido funcionamento do motor-mancal. No decorrer do capítulo, foram apresentadas as principais características do módulo *eZdspTMF28335* e, na sequência, de forma sucinta, a técnica de modulação *SPWM*. Por fim, apresentou-se o fluxograma da implementação do sistema de controle computacional escrito em linguagem *C*.

Finalmente, no capítulo cinco, apresentaram-se os resultados experimentais para o controle de posicionamento radial. Foram feitos ensaios com o intuito de observar o desempenho do motor-mancal. Como pode ser visto nas figuras apresentadas nesse capítulo, os resultados experimentais obtidos contribuíram para reafirmar a importância das técnicas *Fuzzy* aplicadas ao controle de máquinas sem mancais. Com a análise desses resultados, foi possível concluir que:

- o uso do controlador *Fuzzy PD* é mais apropriado, devido as características não-lineares das máquinas sem mancais, uma vez que esse controlador consegue tratar as não linearidades com mais robustez;
- as semelhanças construtivas entre a máquina sem mancais utilizada e a máquina convencional permitiram a aplicação direta das técnicas de controle inteligente já difundidas;
- o acoplamento entre os eixos no posicionamento radial mostrou-se tão pequeno que não representou problemas no uso independente de controladores para cada eixo;
- esta análise comprova, experimentalmente, que o uso dos controladores *Fuzzy PD* para o controle das posições dos eixos x e y se mostrou eficaz para o controle da posição radial.

A partir dessas conclusões, esta tese teve como principal contribuição comprovar a viabilidade do controlador *Fuzzy PD* no controle do posicionamento radial, aqui aplicado em uma máquina de indução sem mancais trifásica com bobinado dividido.

Como sugestão para trabalhos futuros que podem dar continuidade a esta linha de pesquisa, citam-se os seguintes temas:

- estudo comparativo de controladores de *Mamdani* e *Sugeno* para controle de posição radial;
- implementação de um controlador *Fuzzy Adaptativo*;
- aplicação de técnicas de controle Preditivo;
- integração do controle de velocidade em conjunto com o controle de posição, utilizando controle vetorial para obtenção de respostas melhores em regime e transitório;
- implementação em conjunto, com o controle de posição, da modulação vetorial - *Space vector*, com a finalidade minimizar a distorção harmônica e as perdas por chaveamento dos conversores;
- Redução ao número de controladores de corrente utilizando-se o método das componentes de corrente instantânea $dq0$;

Portanto, conclui-se que o objetivo proposto foi alcançado e que este trabalho servirá para a continuidade de pesquisas futuras com os motores-mancais.

Referências Bibliográficas

AHMAD, A. K. et al. Control of magnetic levitation system using fuzzy logic control. In: *2010 Second International Conference on Computational Intelligence, Modelling and Simulation*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 51–56. ISSN 2166-8523.

AYAS, M. S.; ALTAS, I. H.; SAHIN, E. An optimized fuzzy logic controller for a parallel mechanism rehabilitation robot. In: *2015 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

AZEVEDO, G. Medeiros de S. Sistema de conversão de energia fotovoltaica com compensação baseada em corrente e tensão. Universidade Federal de Pernambuco, 2007.

BALESTRINO, A. et al. Performance indices and tuning in process control. In: *2006 14th Mediterranean Conference on Control and Automation*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6.

BARBI, I. *Teoria fundamental do motor de indução*. [S.l.]: Editora da UFSC Florianópolis, 1985.

BARBI, I.; MARTINS, D. C. Introdução ao estudo dos conversores cc-ca. *Edição dos autores*, 2005.

CAMARGO, R. F. de. *Método de sincronização aplicado a conversores PWM trifásicos*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

CAMPOS, M. C. M. M. de; TEIXEIRA, H. C. *Controles típicos de equipamentos e processos industriais*. [S.l.]: Edgard Blücher, 2006.

CASTRO, F. E. F. d. *Motor de indução trifásico sem mancais com bobinado dividido: otimização do sistema de posicionamento radial*. Dissertação (Mestrado) — Dissertação de mestrado, PPgEE–UFRN, Natal, 2004.

CHEN, X. et al. Predictive current control method to reduce common-mode interference for three-phase induction motor. In: *IEEE. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016 IEEE 8th International*. [S.l.], 2016. p. 2859–2862.

- CHIBA, A.; FUKAO, T. Optimal design of rotor circuits in induction type bearingless motors. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 34, n. 4, p. 2108–2110, 1998.
- CHIBA, A. et al. *Magnetic bearings and bearingless drives*. [S.l.]: Elsevier, 2005.
- CHIBA, A. et al. Transfer characteristics of radial force of induction-type bearingless motors with four-pole rotor circuits. In: *The 5th International Symposium on Magnetic Bearing*. [S.l.: s.n.], 1996. p. 175–181.
- CORREA, M. B. de R. et al. A three-leg voltage source inverter for two-phase ac motor drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 17, n. 4, p. 517–523, 2002.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Sistemas de controle modernos*. [S.l.]: Livros Técnicos e Científicos, 2001.
- FERREIRA, J. d. S. *Proposta de máquinas de indução trifásica sem mancal com bobinado dividido*. Dissertação (Mestrado) — Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica-UFRN, Natal-RN, Brasil, 2002.
- FERREIRA, J. M. S. *Modelagem de máquina de indução trifásica sem mancais com bobinado dividido*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2006.
- FILHO, J. C. d. S. Sensores e interfaces com aplicações em motor-mancal. IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 10, INDUSCON. , 2012, Fortaleza, 2012.
- INSTRUMENT, T. Tms320x2833, 2823x enhanced pulse width modulator (epwm) module sprug04a, oct. 2008. *Revised Jul*, 2009.
- JAGATHEESAN, K.; ANAND, B. Dynamic performance of multi-area hydro thermal power systems with integral controller considering various performance indices methods. In: *2012 International Conference on Emerging Trends in Science, Engineering and Technology (INCOSET)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 474–478.
- KAUSS, W. L. *Motor mancal magnético com controle Otimo implementado em um dsp*. Dissertação (Mestrado) — Dissertação de Mestrado, UFRJ, 2008.
- LEKHCHINE, S.; SOUFI, Y.; BAHI, T. Fuzzy logic control for rotor field oriented control of a dual star induction machines. In: *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1723–1728. ISSN 2155-5516.
- LEONHARD, W. *Control of electrical drives*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001.

LIMONGI, L. R. et al. Implementation of a digital signal processor-controlled shunt active filter. *Electrical Power Quality and Utilisation. Journal*, v. 12, n. 2, p. 5–14, 2006.

LOPES, J. S. B. *Estudo e Implementação da Técnica de Inteligência Artificial Para o Controle de Velocidade do motor-mancal com Bobinado Dividido utilizando o Dsp Tms3208f28335*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2016.

MALARVIZHI, K.; KIRUBA, R. Design and implementation of two tank conical interacting system using intelligent technique (pso). In: *2015 International Conference on Advanced Computing and Communication Systems*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.

MAMDANI, E. H. Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, IET*, v. 121, n. 12, p. 1585–1588, 1974.

ONG, C.-M. *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*. [S.l.]: Prentice Hall PTR Upper Saddle River, NJ, 1998. v. 5.

OSHIMA, M. et al. Characteristics of a permanent magnet type bearingless motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 363–370, 1996.

PAIVA, J. A. d. *Controle vetorial de velocidade de uma máquina de indução sem mancais trifásica com bobinado dividido utilizando estimação neural de fluxo*. Tese (Doutorado), 2007.

PIRES, V. P. Sintonia de um controlador pid em um sistema de controle de vazão. *Revista da Graduação*, v. 7, n. 2, 2014.

SALAZAR, A. O.; STEPHAN, R. A bearingless method for induction machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 29, n. 6, p. 2965–2967, 1993.

SALAZAR, A. O.; STEPHAN, R.; DUNFORD, W. Um sistema de motor elétrico sem mancal mecânico. *SBA Controle e Automação*, v. 7, n. 3, p. 105–112, 1996.

SANTISTEBAN. *Estudo da Influencia da Carga Torsional sobre o Posicionamento Radial de um Motor-Mancal*. Tese (Doutorado) — Tese de Doutorado—Programa de Engenharia Elétrica/UFRJ—Rio De Janeiro/RJ, Brasil, 1999.

SANTISTEBAN, J. A.; STEPHAN, R. M. Vector control methods for induction machines: an overview. *IEEE Transactions on Education*, v. 44, n. 2, p. 170–175, 2001.

SCHOLTZ, J. S. et al. *Projeto de um retificador trifásico regenerativo com elevado fator de potência e controle em coordenadas dq0 implementado no DSP TMS320F2812*. Dissertação (Mestrado), 2006.

SIMÕES, M. G.; SHAW, I. S. Controle e modelagem fuzzy. *Blucher: FAPESP, São Paulo, BRA*, 2007.

SINGHALA, P.; SHAH, D.; PATEL, B. Temperature control using fuzzy logic. *arXiv preprint arXiv:1402.3654*, 2014.

SOARES, V.; VERDELHO, P.; MARQUES, G. Active power filter control circuit based on the instantaneous active and reactive current i d-i q method. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC'97 Record., 28th Annual IEEE*. [S.l.], 1997. v. 2, p. 1096–1101.

VICTOR, V. F. *Viabilidade da Utilização de Máquinas de Indução Convencionais como Motores sem Mancais Mecânicos*. Tese (Doutorado), 2012.

VICTOR, V. F. et al. Analysis and study of a bearingless ac motor type divided winding, based on a conventional squirrel cage induction motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, IEEE, v. 48, n. 11, p. 3571–3574, 2012.

ZHOU, Y. Fuzzy incremental pd controller design for vehicle speed control. In: *2015 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 440–445.

Apêndice A

A.1 Trabalhos Publicados em Congressos e/ou Revistas

Revista IEEE América Latina – Volume 13 - número 4 - abril 2015

A Proposal for a New Wind Turbine Topology Using an Electromagnetic Frequency Regulator. Autores: P. V. Silva, Member, IEEE, R. F. Pinheiro, A. O. Salazar, L. P. Júnior, Member, IEEE and C. C. Azevedo.

Revista de Eletrônica de Potência – Volume 20 - número 3 - jun./ago. 2015

Um Novo Sistema Para Controle de Velocidade em Aeroogeradores Utilizando o Regulador Eletromagnético de Frequência. Autores: P. Vitor Silva, R. Ferreira Pinheiro, A. Ortiz Salazar, L. Pereira do Santos Junior and J. Doolan Fernandes.

ISMB 13 – The International Symposium on Magnetic Bearings

Analysis and Study of a Bearingless AC Motor type Divided Winding, Based on a Conventional Squirrel Cage Induction Motor. Autores: Valcí F. Victor, Luciano P. Dos S. Junior, José S. B. Lopes, and Andres O. Salazar

1st Brazilian Workshop on Magnetic Bearings

Lopes, J. S. B., Junior, L. dos S, PAIVA, J. Á. de, Salazar, A.O; MAITELLI, A. L. Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System for Estimation of Rotor Flux of a Bearingless Induction Motor applied to Speed Control. 1st Brazilian Workshop on Magnetic Bearings, Rio de Janeiro, October, 2013.

IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 48, Issue: 11, Nov. 2012

Analysis and Study of a Gearless AC Motor type Divided Winding, Based on a Conventional Squirrel Cage Induction Motor. Autores: V.F. Valci, F.O. Quintaes, A.S. Lock, A.O. Salazar, J.A Diaz-Amado and J.S. Lopes


```
float ang = 0, is1 = 0, is2 = 0, is3 = 0;
float cosp = 0, senp =0, freq = 61.5;

Uint16 kmove1 = 7, ik =0, jk = 0, flag_ativa_rna = 0;

float temp[7] = {0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0},
temp1[7] = {0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0},
temp2[7] = {0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0},
mvel_rds = 0.0,
mPosXf = 0.0,
mPosYf = 0.0;
Uint16 flag_ativa_velocidade = 0, fim_flag_matlab = 0;

//(2).Variaveis para ADC
signed int sinal1 = 0,
sinal2 = 0,
sinal3 = 0,
sinal4 = 0,
sinal5 = 0,
sinal6 = 0,
sinalx = 0,
sinaly = 0;

float corrente1=0.0,
corrente2=0.0,
corrente3=0.0,
corrente4=0.0,
corrente5=0.0,
corrente6=0.0;

float corrente1f=0.0,
corrente2f=0.0,
corrente3f=0.0,
corrente4f=0.0,
corrente5f=0.0,
corrente6f=0.0;

float PosX=0.0,
PosY=0.0,
PosXf=0.0,
PosYf=0.0;
```

```
float velo_X = 0,
velo_Y = 0,
erroX = 0,
erroY = 0,
erroX_ant = 0,
erroY_ant = 0;

float Ux = 0.0,
Uy = 0.0;
Uint16 intp = 0;

//(3).Variaveis - Controle de Corrente

float kpi = 200.0, //Ganho do Controlador Proporcional de Corrente
kii = 1.464844e-6; //Ganho do Controlador Integrativo de Corrente

float ref1 = 0.0,
ref2 = 0.0,
ref3 = 0.0,
ref4 = 0.0,
ref5 = 0.0,
ref6 = 0.0;

float tempo = 0.0,
tf = 50;

float ReferX = 929.0, //1563.0, //989.0, //2100, //0.15,
ReferY = 996.0, //613.0, //1653.0, //1500, //0.15,
x_al = 0,
y_be = 0,
ua = 0.0,
ub = 0.0,
uc = 0.0,
limX = 1.0,
limY = 1.0;

float cosp1 = 0.0,
senp1 = 0.0;
```



```

float Kp; // Parametro: proportional loop gain
float Ki; // Parametro: integral gain
float Km; // Parametro: derivative weighting
float Umax; // Parametro: upper saturation limit
float Umin; // Parametro: lower saturation limit
} PID_PARAMETERS;

typedef struct {
float up; // Data: proportional term
float ui; // Data: integral term
float v1; // Data: pre-saturated controller output
float i1; // Data: integrator storage: ui(k-1)
float w1; // Data: saturation record: [u(k-1) - v(k-1)]
} PID_DATA;

typedef struct {
PID_TERMINALS term;
PID_PARAMETERS param;
PID_DATA data;
} PID_CONTROLLER;

//Prototico para inicializar parametros do Controlador
void PID_init(PID_CONTROLLER *v);
void PID_FUNC(PID_CONTROLLER *v);

// Instancia dos Controladores
PID_CONTROLLER PI_Corrente1;
PID_CONTROLLER PI_Corrente2;
PID_CONTROLLER PI_Corrente3;
PID_CONTROLLER PI_Corrente4;
PID_CONTROLLER PI_Corrente5;
PID_CONTROLLER PI_Corrente6;

void main(void)
{
// Step 1. Initialize System Control:
// PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks

InitSysCtrl();

// Step 2. Initalize GPIO:

```

```

// Init GPIO pins for ePWM1A,ePWM1B ePWM2A
InitEPwmGpio();
InitECap1Gpio();

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

// Initialize the PIE control registers to their default state.
InitPieCtrl();

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

// Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
// Service Routines (ISR).
InitPieVectTable();

// Interrupts are re-mapped to ISR functions found within this file.
EALLOW;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
EDIS;

// Step 4. Initialize A/D Peripheral:
InitECapture();
InitAdc();

//          Stop PWM counter timer
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // - reseta TBCLKSYNC
EDIS;

InitEPwm1();
InitEPwm2();
InitEPwm3();

```

```

//      Start PWM counter timer. All PWM Channels are synchronized
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
EDIS;

// Step 5. User specific code, enable interrupts:
IER |= M_INT1; //interrupcao do Timer0 & ADC

// Enable ADCINT in PIE
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1; //Utilizar a interrupcao do ADC

// Enable global Interrupts and higher :
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

// Step 6. IDLE loop.
ConfigGPIO(); // Configura os pinos IO
init_zone7(); // Memoria externa

//Funcao que configura o ADC
ConfigCAD();

// Inicializa os Controladores

PID_init(&PI_Corrente1);
PID_init(&PI_Corrente2);
PID_init(&PI_Corrente3);
PID_init(&PI_Corrente4);
PID_init(&PI_Corrente5);
PID_init(&PI_Corrente6);

/*-----*/
/*----- Rotina Principal -----*/
/*-----*/

interrupt void adc_isr(void)
{

GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO13 = 1;

```



```

if ( diferro < Fp_de[j][2] && diferro > Fp_de[j][0] )
{
  if ( diferro <= Fp_de[j][1] )
  {
    mi_de = (diferro - Fp_de[j][0]) / ( Fp_de[j][1] - Fp_de[j][0] ); }
  else
  {
    mi_de = (Fp_de[j][2] - diferro) / ( Fp_de[j][2] - Fp_de[j][1] ); }
}
else { mi_de = 0.0; }
//-----

//= "E" logico nebuloso (valor minimo) =
if (mi_e < mi_de)
{
  miMinimo = mi_e; }
else { miMinimo = mi_de; }
//-----

miSaidas[ regras[j][i] ] = miSaidas[ regras[j][i] ] + miMinimo;

if(flag_matlab == 1 && miMinimo >= 0.001)
{cont_regras[j][i] = cont_regras[j][i] + 1;}

//= "OU" logico nebuloso (valor maximo) =
//if (miSaidas[ regras[j][i] ] < miMinimo)
//{ miSaidas[ regras[j][i] ] = miMinimo; }
//-----
}
} // Fecha if (mi_e != 0)
} //*****FIM DA INFERENCIA *****

//++++DEFUZIFICACAO - Centro do Maximo Para o Eixo X++++

soma_mis=0; du=0;
for (i=0;i<9;i++)
{
  soma_mis = soma_mis + miSaidas[i];
  du = du + Fp_u[i] * miSaidas[i];
}
Ux = du/soma_mis;
//Ux = du;

//-----
for (i=0; i<9;i++) miSaidas[i]=0;
//***** INFERENCIAS DAS REGRAS *****
for (i=0; i<7; i++)
{

```

```

//===== Determinacao de mi para a variavel "erroY" =====
if (erroY < Fp_eY[i][2] && erroY > Fp_eY[i][0])
{ if (erroY <= Fp_eY[i][1]) // Lado esquerdo do triangulo
{ mi_e = (erroY - Fp_eY[i][0]) / (Fp_eY[i][1] - Fp_eY[i][0]); }
else
{ mi_e = (Fp_eY[i][2] - erroY) / (Fp_eY[i][2] - Fp_eY[i][1]); }
}
else{ mi_e = 0.0; }
//-----

if (mi_e != 0.0)
{ for (j=0; j<5; j++)
{
//===== Determinacao de mi para a variavel "diferro_Y" ==
if (diferro_Y < Fp_deY[j][2] && diferro_Y > Fp_deY[j][0] )
{ if (diferro_Y <= Fp_deY[j][1])
{ mi_de = (diferro_Y - Fp_deY[j][0]) / ( Fp_deY[j][1] - Fp_deY[j][0]); }
else
{ mi_de = (Fp_deY[j][2] - diferro_Y) / ( Fp_deY[j][2] - Fp_deY[j][1]); }
}
else { mi_de = 0.0; }
//-----
//= "E" logico nebuloso (valor minimo) =
if (mi_e < mi_de)
{ miMinimo = mi_e; }
else{ miMinimo = mi_de; }
//-----

miSaidas[ regrasY[j][i] ] = miSaidas[ regrasY[j][i] ] + miMinimo;

//= "OU" logico nebuloso (valor maximo) =
//if (miSaidas[ regrasY[j][i] ] < miMinimo)
//{ miSaidas[ regrasY[j][i] ] = miMinimo; }
//-----
}
} // Fecha if (mi_e != 0)
} //***** FIM DA INFERENCIA *****

//++++DEFUZIFICACAO - Centro do Maximo Para o Eixo Y++++
soma_mis=0; du=0;

```



```

correntelf = correntelf * 0.6858 + corrente1 * 0.3142 ; //500

corrente2 = (float) -6.9051 * (sinal2/2048.0) + 0.0036;
corrente2f = corrente2f * 0.6858 + corrente2 * 0.3142;

corrente3 = (float) -7.5425 * (sinal3/2048.0) + 0.0562;
corrente3f = corrente3f * 0.6858 + corrente3 * 0.3142;

corrente4 = (float) -7.3091 * (sinal4/2048.0) + 0.0454;
corrente4f = corrente4f * 0.6858 + corrente4 * 0.3142;

corrente5 = (float) -7.4077 * (sinal5/2048.0) + 0.0557;
corrente5f = corrente5f * 0.6858 + corrente5 * 0.3142;

corrente6 = (float) -7.6512 * (sinal6/2048.0) + 0.0459;
corrente6f = corrente6f * 0.6858 + corrente6 * 0.3142;

/*  

/*  

/*
//Controlador 1
PI_Corrente1.param.Kp = kpi;
PI_Corrente1.param.Ki = kii;
PI_Corrente1.param.Umax = 73.1325;
PI_Corrente1.param.Umin = -73.1325;
PI_Corrente1.term.Ref = ref1;
PI_Corrente1.term.Fbk = correntelf; //sinal 5
//Controlador 2
PI_Corrente2.param.Kp = kpi;
PI_Corrente2.param.Ki = kii;
PI_Corrente2.param.Umax = 73.1325;
PI_Corrente2.param.Umin = -73.1325;
PI_Corrente2.term.Ref = ref2;
PI_Corrente2.term.Fbk = corrente2f; //sinal 6
//Controlador 3
PI_Corrente3.param.Kp = kpi;
PI_Corrente3.param.Ki = kii;
PI_Corrente3.param.Umax = 73.1325;

```



```

EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = ((u3/147.0) + (0.5)) * EPwm2Regs.TBPRD;
EPwm2Regs.CMPB = ((u4/147.0) + (0.5)) * EPwm2Regs.TBPRD;

EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = ((u5/147.0) + (0.5)) * EPwm3Regs.TBPRD;
EPwm3Regs.CMPB = ((u6/147.0) + (0.5)) * EPwm3Regs.TBPRD;

//if((mvel_rds >=0 ) && (fim_flag_matlab == 0)) flag_matlab = 1;

if(flag_matlab)
{ //ativa_com_matlab

if(tempo > tf)
{ //inicio temporizador
if(indexb < tam_index)
{

if( (indexb <=0) && (N<1) ){
ReferY = ReferY+300;
N++;}
if( (indexb >= 2000) && (N<2) ){
ReferY = ReferY-300;
N++;}
if( (indexb >= 4000) && (N<3) ){
ReferY = ReferY-300;
N++;}
if( (indexb >= 6000) && (N<4) ){
ReferY = ReferY+600;
N++;}
if( (indexb >= 8000) && (N<5) ){
ReferY = ReferY-300;
N++;}

Buffer1[indexb] = mPosXf;
Buffer2[indexb] = mPosYf;
// Buffer3[indexb] = diferro_X;
// Buffer4[indexb] = diferro_Y;
// Buffer5[indexb] = Ux;
// Buffer6[indexb] = Uy;
tempo = 0;
indexb++;

```


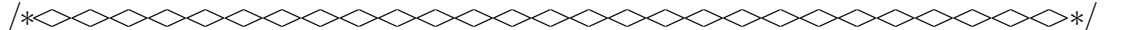
```

} // fim_indexador
else
{
flag_matlab = 0;
indexb = 0;
tempo = 0;
// fim_flag_matlab = 1;

}

} // fim_temporizador
else
tempo = tempo + 1;

} // fim_atv_matlab

/**/
/*<><Reinicializa a sequencia do Conversor ADC<><>*/
/**/

AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCST.bit.INT_SEQ1_CLR = 1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO13 = 1;
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;

}

void InitEPwm1()
{
// Setup TBCLK
EPwm1Regs.TBPRD = 7500;
EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;

// Set Compare values
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm1Regs.CMPB = 0;

// Setup counter mode
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

```

```

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

// Set actions
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;

EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;

// Set SOCA trigger;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 2;
EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
}

void InitEPwm2()
{
// Setup TBCLK
EPwm2Regs.TBPRD = 7500;
EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;

// Set Compare values
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm2Regs.CMPB = 0;

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

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

EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

```

```

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

EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;//AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;//AQ_SET;

}

void InitEPwm3(void)
{
// Setup TBCLK
EPwm3Regs.TBPRD = 7500;
EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0x0000;
EPwm3Regs.TBCTR = 0x0000;

// Set Compare values
EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm3Regs.CMPB = 0;

// Setup counter mode
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;

// Setup shadowing
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;

EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;

// Set actions
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;//AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;//AQ_SET;

EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_SET;//AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_CLEAR;//AQ_SET;

}

```

```

void ConfigCAD(void)
{
// 1. Define a janela de tempo
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 10; //(Mudar p/ 15)
// AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0007;
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0004;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.SMODE_SEL = 1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;

//3. E Quais Canais selecionados a serem convertidos
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x0; // Setup conv from ADCINA0
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x1; // Setup conv from ADCINA1
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x2; // Setup conv from ADCINA2
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV03 = 0x3; // Setup conv from ADCINA3

//4. Quem vai start a conversao - PWM
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;

//5. Conversor AD trabalhando a 75 Mhz
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 1;
}

void ConfigGPIO(void)
{
// Configura GPIO
EALLOW;

// Configura os pinos GPIO28 e GPIO29 como SCI-A
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO29 = 1; // SCITXDA
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO28 = 1; // SCIRXDA

// Configura o pino GPIO13 como um saida
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO13 = 0;
GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO13 = 1;

EDIS;
}

void InitECapture()

```

```

{
ECap1Regs.ECEINT.all = 0x0000;
ECap1Regs.ECCLR.all = 0xFFFF;
ECap1Regs.ECCTL1.bit.CAPLDEN = 0;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.TSCTRSTOP = 0;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.CONT_ONESHT = 1;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.STOP_WRAP = 0;
ECap1Regs.ECCTL1.bit.CAP1POL = 0;
ECap1Regs.ECCTL1.bit.CTRRST1 = 1;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.SYNCO_SEL = 0;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.TSCTRSTOP = 1;
ECap1Regs.ECCTL2.bit.REARM = 1;
ECap1Regs.ECCTL1.bit.CAPLDEN = 1;
ECap1Regs.ECEINT.bit.CEVT1 = 1;

}

void init_zone7(void)
{

// Make sure the XINTF clock is enabled
SysCtrlRegs.PCLKCR3.bit.XINTFENCLK = 1;

// Configure the GPIO for XINTF with a 16-bit data bus
// This function is in DSP2833x_Xintf.c
InitXintf16Gpio();

EALLOW;
// All Zones-----
// Timing for all zones based on XTIMCLK = SYSCLKOUT
XintfRegs.XINTCNF2.bit.XTIMCLK = 0;
// Buffer up to 3 writes
XintfRegs.XINTCNF2.bit.WRBUFF = 3;
// XCLKOUT is enabled
XintfRegs.XINTCNF2.bit.CLKOFF = 0;
// XCLKOUT = XTIMCLK
XintfRegs.XINTCNF2.bit.CLKMODE = 0;

// Zone 7-----
// When using ready, ACTIVE must be 1 or greater
// Lead must always be 1 or greater
// Zone write timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRLEAD = 1;

```

```

XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRACTIVE = 2;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XWRTRAIL = 1;
// Zone read timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDLEAD = 1;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDACTIVE = 3;
XintfRegs.XTIMING7.bit.XRDTRAIL = 0;

// don't double all Zone read/write lead/active/trail timing
XintfRegs.XTIMING7.bit.X2TIMING = 0;

// Zone will not sample XREADY signal
XintfRegs.XTIMING7.bit.USEREADY = 0;
XintfRegs.XTIMING7.bit.READYMODE = 0;

// 1,1 = x16 data bus
// 0,1 = x32 data bus
// other values are reserved
XintfRegs.XTIMING7.bit.XSIZE = 3;
EDIS;

//Force a pipeline flush to ensure that the write to
//the last register configured occurs before returning.
asm(" RPT #7 || NOP");
}

void InitXintf16Gpio()
{
EALLOW;
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO64 = 3; // XD15
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO65 = 3; // XD14
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO66 = 3; // XD13
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO67 = 3; // XD12
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO68 = 3; // XD11
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO69 = 3; // XD10
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO70 = 3; // XD19
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO71 = 3; // XD8
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO72 = 3; // XD7
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO73 = 3; // XD6
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO74 = 3; // XD5
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO75 = 3; // XD4
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO76 = 3; // XD3
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO77 = 3; // XD2
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO78 = 3; // XD1
GpioCtrlRegs.GPCMUX1.bit.GPIO79 = 3; // XD0

```

```

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO40 = 3; // XA0/XWE1n
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO41 = 3; // XA1
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO42 = 3; // XA2
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO43 = 3; // XA3
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO44 = 3; // XA4
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO45 = 3; // XA5
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO46 = 3; // XA6
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO47 = 3; // XA7

GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO80 = 3; // XA8
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO81 = 3; // XA9
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO82 = 3; // XA10
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO83 = 3; // XA11
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO84 = 3; // XA12
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO85 = 3; // XA13
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO86 = 3; // XA14
GpioCtrlRegs.GPCMUX2.bit.GPIO87 = 3; // XA15
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO39 = 3; // XA16
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO31 = 3; // XA17
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO30 = 3; // XA18
//      GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO29 = 3; // XA19

GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 3; // XREADY
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO35 = 3; // XRNW
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO38 = 3; // XWE0

//      GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO36 = 3; // XZCS0
GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO37 = 3; // XZCS7
//      GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO28 = 3; // XZCS6
EDIS;
}
//-----

void PID_init(PID_CONTROLLER *v)
{
v->term.Ref=0;
v->term.Fbk=0;
v->term.Out=0;
//      v->term.c1=0;
//      v->term.c2=0;

//      v->param.Kr = (1.0);
v->param.Kp = (1.0);

```

