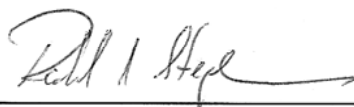


MOTOR MANCAL COM CONTROLE IMPLEMENTADO EM UM DSP

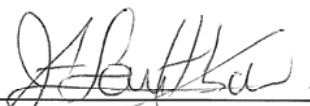
Rafael Ramos Gomes

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO
DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:



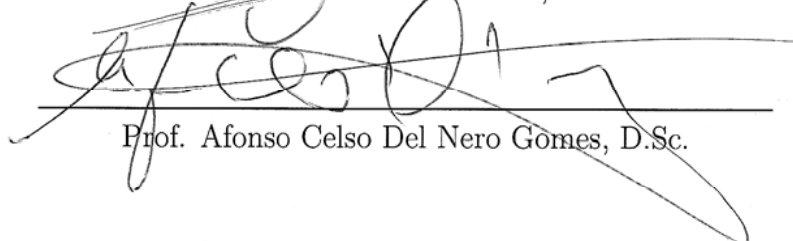
Prof. Richard Magdalena Stephan, Dr.-Ing.



Prof. José Andrés Santisteban Larrea, D.Sc.



Prof. Andrés Ortiz Salazar, D.Sc.



Prof. Afonso Celso Del Nero Gomes, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2007

GOMES, RAFAEL RAMOS

Motor Mancal com Controle Implementado em um DSP [Rio de Janeiro] 2007

XIV, 130 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1 - Motores elétricos sem mancais mecânicos

2 - Mancais magnéticos

3 - Motores de alta velocidade

4 - Controle por DSP

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Este trabalho é dedicado a Francisca Irene Lima, uma pessoa especial cujos pensamentos eram fontes de dedicação, entusiasmo e alegria. (in memoriam)

Agradecimentos

Agradeço a todos as pessoas que me ajudaram a concretizar este sonho. Agradeço também a Deus por permitir que este sonho fosse realizado.

Ao meu orientador, Prof. Richard Magdalena Stephan, pelo apoio e dedicação oferecidas na elaboração deste trabalho e pelos conselhos e ensinamentos dados durante todo o mestrado.

A minha família por sempre me oferecer todo o suporte necessário ao meu crescimento pessoal, profissional e acadêmico.

Ao CEPTEL e aos meus superiores que me concederam alguns dias de trabalho para a realização de experimentos em bancada.

A CAPES pelo suporte financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc)

MOTOR MANCAL COM CONTROLE IMPLEMENTADO EM UM DSP

Rafael Ramos Gomes

Março/2007

Orientadores: Richard Magdalena Stephan

José Andrés Santisteban Larea

Programa: Engenharia Elétrica

O mancal-motor é um dispositivo que engloba as finalidades de posicionamento e rotação de uma máquina, combinando as funções de mancal magnético e motor. Para que sua operação seja possível, é necessário um sistema de controle em malha fechada que monitore constantemente a posição do rotor e produza forças eletromagnéticas para restaurar sua posição.

Dois controladores PID são utilizados para a estabilização de cada extremidade do rotor, um para cada eixo ortogonal de controle. Com base no modelo matemático deste sistema, o comportamento dinâmico foi estudado através de simulações numéricas para várias velocidades de operação.

Devido ao efeito giroscópio, o acoplamento entre os eixos ortogonais fica mais sensível a medida que a velocidade de rotação aumenta.

Este fato sugere a modificação dos parâmetros do regulador PID de posição em função da velocidade rotórica através de um controle adaptativo programado.

Esta dissertação apresenta a implementação do sistema de controle de um motor-mancal em um DSP. Sugere também uma metodologia para a determinação dos parâmetros de um controle adaptativo programado. Superposto a este controle de posição radial, foi implementado um controle de velocidade.

Uma bancada experimental, serve de plataforma para testes de laboratório.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

BEARINGLESS MOTOR WITH DSP CONTROL.

Rafael Ramos Gomes

March/2007

Advisors: Richard Magdalena Stephan, Dr.-Ing

José Andrés Santisteban Larea

Department: Electrical Engineering

Bearingless motor is a device with axial positioning and rotational purposes, combining in a single electromagnetic package the functions of magnetic bearings and motor. Position measurement is continuously necessary in order to guarantee the operation of a feedback control system that produces the required axial forces.

Two PID control loops, actuating on orthogonal directions, are used to stabilize each shaft end. Based on a mathematical model, the system behavior was studied through numerical simulations at several operating speeds.

Due to the gyroscopic effect, there is a coupling between the orthogonal directions that increases with the angular velocity. This fact suggests a scheduled PID adaptive controller, whose parameters change according to the rotor speed.

This work presents a bearingless motor control system implemented with the help of a fixed-point Digital Signal Processor (DSP). A methodology for the determination of the scheduled adaptive control parameters is given. Besides the control system for radial positioning, a speed control was implemented.

A laboratory prototype is used as platform for experimental tests.

Sumário

1	Introdução e Motivação	1
1.1	Mancais magnéticos	1
1.1.1	Mancais magnéticos passivos de ímã permanente	2
1.1.2	Mancais magnéticos passivos supercondutores	3
1.1.3	Mancais magnéticos ativos	5
1.2	Estrutura do trabalho	9
2	O Motor-Mancal	11
2.1	Conceitos preliminares	11
2.2	Descrição do dispositivo	12
2.3	Estrutura magnética do motor-mancal	14
2.4	Estrutura mecânica do motor-mancal	19
2.5	Modelo Matemático de Simulação do Sistema Eletromecânico com Dois Graus de Liberdade	21
2.6	Frequências Naturais de Vibração do Rotor com Quatro Graus de Liberdade	22
2.7	Conclusões parciais	24
3	O Sistema de Controle	27
3.1	Fundamentos de sistemas de controle retro-alimentados	27
3.2	Controladores PID convencionais na estabilização da posição radial do rotor.	28
3.3	Controlador Adaptativo Programado	32
3.3.1	Resultados de simulação (otimizados)	35
3.4	Controle PI de velocidade	39
3.5	Conclusões parciais	42

4	Implementação Digital do Sistema de Controle	43
4.1	Aritmética de ponto fixo	43
4.2	Características do hardware utilizado	44
4.3	Implementação do programa de controle	46
4.3.1	Inicialização	46
4.3.1.1	Processo de inicialização do sistema	46
4.3.1.2	Processo de inicialização dos periféricos	47
4.3.1.3	Processo de inicialização de vetores	47
4.3.1.4	Processo de aquisição de pontos	47
4.3.1.5	Processo de determinação da média	47
4.3.1.6	Loop infinito	49
4.3.2	Interrupção para cálculo dos controles de posição e velocidade e geração de correntes senoidais	49
4.3.2.1	Aquisição de pontos	49
4.3.2.2	Filtro de média móvel	49
4.3.2.3	Retirada do nível de off-set	49
4.3.2.4	Ajuste do parâmetro derivativo	51
4.3.2.5	Cálculo dos PID's de posição	51
4.3.2.6	Geração das referências de correntes senoidais	51
4.3.2.7	Controle de corrente	51
4.3.2.8	Cálculo do PI de velocidade	52
4.3.2.9	Soma do valor da velocidade atual do rotor	52
4.3.2.10	Conversão da velocidade em RPM para Hertz	52
4.3.3	Implementação digital dos controladores PID	53
4.4	Conclusões parciais	54
5	Resultados Experimentais	55
5.1	Protótipo de bancada	55
5.2	Controle de posição radial do rotor	55
5.3	Controle de velocidade de rotação do rotor	62
5.4	Conclusões parciais	64
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	65
6.1	Conclusões finais	65
6.2	Sugestões de trabalhos futuros	67

Referências Bibliográficas	68
A Ensaio para determinação dos parâmetros mecânicos	71
B Listagem de simulação das frequências de ressonância	75
C Listagem de determinação dos parâmetros otimizados	77
D Listagem do programa de controle	78
E Diagrama elétrico da placa de condicionamento de sinais	91
F Folha de dados dos sensores de posição	96
G Folha de dados dos sensores de corrente	108
H Folha de dados dos drivers e dos IGBT's utilizados	111
I Folha de dados do tacômetro digital	115
J Trabalhos publicados em anais de congressos	119

Lista de Figuras

1.1	Mancal radial construído de dois anéis radialmente magnetizados . . .	3
1.2	Sistema de armazenamento cinético de energia (<i>Flywheel</i>)	4
1.3	Disposição ortogonal dos eletroímãs de um mancal magnético conven- cional.	5
1.4	Princípio de operação dos mancais magnéticos ativos.	6
1.5	Operação diferencial de um mancal magnético ativo.	7
2.1	Motor mancal.	12
2.2	Bobinas do estator.	13
2.3	Disposição dos sensores de deslocamento.	14
2.4	Vistas do sistema motor-mancal.	15
2.5	Distribuição de campos eletromagnéticos produzidos pela fase A com rotor centralizados e todas as correntes iguais.	16
2.6	Arranjo equivalente de quatro enrolamentos concentrados.	17
2.7	Circuito magnético equivalente.	17
2.8	Estrutura mecânica simplificada.	20
2.9	Modelo mecânico do sistema motor-mancal.	21
2.10	Diagrama em blocos do rotor sustentado por molas.	25
2.11	Autovalores em função da velocidade do rotor considerando suporte elástico.	26
3.1	Diagrama em blocos de um sistema de controle elementar.	28
3.2	Modelo eletromecânico com controladores PID.	29
3.3	Sistema mecânico massa-mola equivalente.	30
3.4	Modelo eletromecânico com controladores PID.	31
3.5	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 900 RPM.	32
3.6	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 1800 RPM.	33
3.7	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 3600 RPM.	33

3.8	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 5400 RPM.	34
3.9	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 7200 RPM.	34
3.10	Valores obtidos em simulação do ganho derivativo ($D = K_p * T_d$) em função da velocidade desenvolvida pelo rotor para um desempenho otimizado.	35
3.11	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 900 RPM com controle adaptativo.	36
3.12	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 1800 RPM com controle adaptativo.	37
3.13	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 3600 RPM com controle adaptativo.	37
3.14	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 5400 RPM com controle adaptativo.	38
3.15	Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 7200 RPM com controle adaptativo.	38
3.16	Modelo de simulação do controle de velocidade.	39
3.17	Resposta ao degrau na referência de velocidade de 500 RPM.	40
3.18	Resposta ao degrau na referência de velocidade de 1000 RPM.	40
3.19	Resposta ao degrau na referência de velocidade de 1500 RPM.	41
3.20	Resposta ao degrau na referência de velocidade de 2000 RPM.	41
4.1	Placa de desenvolvimento eZdsp F2812	45
4.2	Diagrama de implementação do sistema de controle.	47
4.3	Fluxograma de inicialização do programa de controle.	48
4.4	Fluxograma da interrupção de controle de posição e geração de correntes senoidais.	50
4.5	Forma de onda do controle de corrente <i>bang-bang</i>	52
4.6	Diagrama em blocos do controlador PID convencional com <i>anti-reset windup</i>	53
5.1	Fotografia da bancada com o protótipo do motor-mancal utilizado. . .	56
5.2	Circunferência de órbita máxima do rotor e posição do rotor com atuação do sistema de controle.	57
5.3	Resposta a um degrau de posição de 117 μm na velocidade de 500 RPM sem controle adaptativo.	58

5.4	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 1000 RPM sem controle adaptativo.	58
5.5	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 1500 RPM sem controle adaptativo.	59
5.6	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 2000 RPM sem controle adaptativo.	59
5.7	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 500 RPM com controle adaptativo.	60
5.8	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 1000 RPM com controle adaptativo.	60
5.9	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 1500 RPM com controle adaptativo.	61
5.10	Resposta a um degrau de posição de $117\ \mu m$ na velocidade de 2000 RPM com controle adaptativo.	62
5.11	Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 500 RPM	63
5.12	Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 1000 RPM	63
5.13	Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 1500 RPM	63
5.14	Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 2000 RPM	64

Lista de Tabelas

4.1	Valores de conversão da base Q em binário e decimal.	44
-----	--	----

Lista de Símbolos

A_g - Área transversal de um pólo magnético;

D - Parâmetro derivativo;

g - Largura do entreferro em metros;

i - Corrente em Ampères;

I_x - Momento de inércia na direção x ;

L - Indutância em Henry ;

k - Constante elástica da mola;

K_D - Ganho derivativo;

K_I - Constante linearizada devido a um diferencial de corrente ;

K_P - Ganho proporcional ;

K_Y - Constante linearizada devido a um diferencial de posição ;

m - Massa em quilogramas;

P - Parâmetro proporcional;

N - Número de espiras na bobina;

R - Resistência em ohms;

x - Distância no eixo x em metros;

Δ_x - Diferencial de posição no eixo x;

Δ_x - Diferencial de corrente elétrica;

μ_0 - Constante de permeabilidade do ar;

Ω - Velocidade angular do rotor;

λ - Fluxo magnético concatenado.

Capítulo 1

Introdução e Motivação

O objetivo deste capítulo introdutório é apresentar ao leitor as principais tecnologias de posicionamento magnético empregadas em mancais magnéticos, bem como apresentar a estrutura de organização desta dissertação.

1.1 Mancais magnéticos

Um mancal magnético é um dispositivo que permite a rotação de uma peça girante (rotor) sem nenhum contato mecânico com qualquer outra peça fixa ou móvel. Sua principal aplicação é na substituição dos mancais mecânicos. Esta tecnologia elimina o atrito mecânico entre peças móveis e, com isso, a necessidade de lubrificação. Estas características permitem a operação do rotor em altas velocidades de rotação e/ou em locais que não admitem o emprego de lubrificantes. Os mancais magnéticos são majoritariamente empregados nas seguintes áreas:

- Industrial: Motores de alta velocidade ou de difícil manutenção de mancais mecânicos;
- Bioengenharia: Bombas de sangue e corações artificiais;
- Aeroespacial: Giroscópios de satélites artificiais;
- Centrais elétricas nucleares;
- Sistemas de armazenamento cinético de energia: Flywheel.

Os mancais podem ser classificados em dois principais tipos: mancais passivos e mancais ativamente controlados.

Os mancais passivos se subdividem em duas classes principais: os que empregam ímãs permanentes, no qual as forças geradas de posicionamento não podem estabilizar o rotor em todos os graus de liberdade, e os que utilizam a propriedade diamagnética dos materiais supercondutores, que possuem a vantagem de serem intrinsecamente estáveis.

Os mancais ativamente controlados necessitam de algum tipo de realimentação de sinais eletrônicos para operar. Sensores de posição obtém a posição atual do rotor, que é comparado com um valor de referência para o entreferro. O processamento do sinal de erro irá ajustar a intensidade da corrente fluindo no enrolamento de um eletroímã de posicionamento.

As seções seguintes irão detalhar melhor os conceitos de cada uma dessas tecnologias.

1.1.1 Mancais magnéticos passivos de ímã permanente

Um mancal magnético passivo de ímã permanente é composto de duas peças magnéticas interagindo entre si. Pode ser caracterizado pela força (F) interagindo entre os anéis de ímã permanente e uma variação desta força chamada de amortecimento (k), mas não estabilizam o rotor em todos os seus graus de liberdade. O amortecimento ocorre quando um dos anéis de ímã permanente se move em relação ao outro anel.

Espacialmente, esta força de o amortecimento pode ser definida por:

$$\vec{F} = k_x \Delta x \vec{x} + k_y \Delta y \vec{y} + k_z \Delta z \vec{z} \quad (1.1)$$

$$\text{Onde : } (k_x, k_y, k_z) = - \left(\frac{dF_x}{dx} \vec{x} + \frac{dF_y}{dy} \vec{y} + \frac{dF_z}{dz} \vec{z} \right) \quad (1.2)$$

No caso do mancal ser construído exclusivamente de ímãs permanentes, a soma de todos os amortecimentos terá que ser igual a zero $\{k_x + k_y + k_z = 0\}$ de acordo com o teorema de Earnshaw [1].

Os mancais passivos de ímã permanente são normalmente construídos de dois anéis que interagem, conforme apresentado na figura 1.1

Em razão da simetria axial, $k_x = k_y$ e conseqüentemente $k_z = -2k_x$. Se k_z é conhecido, então o amortecimento radial do mancal estaria perfeitamente determinado.

Maiores detalhes sobre a determinação do amortecimento, bem como a descrição das diversas configurações de mancais magnéticos passivos de ímã permanente

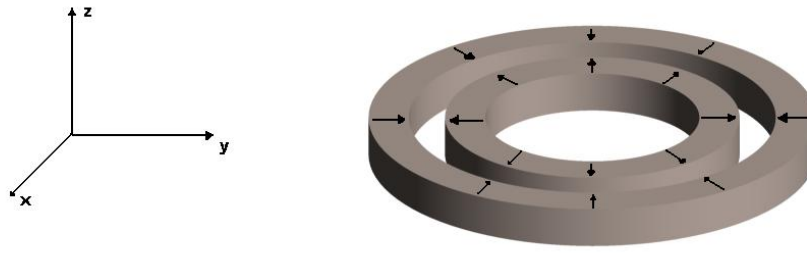


Figura 1.1: Mancal radial construído de dois anéis radialmente magnetizados

podem ser encontradas em [2] [3] [4].

1.1.2 Mancais magnéticos passivos supercondutores

Os mancais supercondutores estão baseados no efeito Meissner de exclusão de campo magnético no interior dos materiais supercondutores [5]. Em supercondutores do tipo II esta exclusão é parcial, o que conduz à estabilidade de levitação [6]. Isso ocorre devido ao fluxo penetrar de forma quantizada no supercondutor sobre o formato de pequenos tubos (fluxoides), formando uma rede de vórtices (Rede de Abrikosov). Este fenômeno físico passou a ser devidamente explorado a partir do final do século XX com o advento dos novos materiais magnéticos e pastilhas cerâmicas supercondutoras de alta temperatura crítica (HTS). Esses novos materiais apresentam uma temperatura crítica de transição do estado normal ao supercondutor mais elevada que os materiais convencionais. Uma grande vantagem desses novos supercondutores de alta temperatura crítica é o fato de poderem ser resfriados com nitrogênio líquido (temperatura de ebulição -196°C), enquanto os metálicos precisam ser refrigerados com hélio líquido (temperatura de ebulição -269°C) para que tenham comportamento supercondutor, o que torna o custo de refrigeração muito elevado.

Os supercondutores de alta temperatura crítica (HTS) possuem um grande potencial para o uso em mancais magnéticos. Os mancais magnéticos HTS consistem tipicamente de um rotor cilíndrico de ímã permanente e um estator HTS. Para que as perdas rotacionais por atrito viscoso sejam minimizadas, os mancais HTS devem operar em câmaras de vácuo. As perdas rotacionais em mancais HTS também consistem de perdas por histerese, devido à variação de campo magnético na superfície do supercondutor e perdas por correntes parasitas nas paredes do recipiente criogênico e no ímã permanente, ambas dependentes da velocidade desenvolvida pelo

rotor.

Uma das principais aplicações dos mancais HTS é em sistemas de armazenamento cinético de energia (*Flywheel*). Um sistema *Flywheel* é empregado em sistemas restauradores de energia, que é usado para eliminar o afundamento de tensão proveniente da rede elétrica, melhorando a qualidade do sistema de energia.

A figura 1.2 mostra um exemplo de um sistema *Flywheel* proposto em [7], onde podem ser visualizada a utilização do mancal magnético supercondutor. Maiores detalhes sobre as características e construção de mancais magnéticos supercondutores podem ser vistos em [8][9].

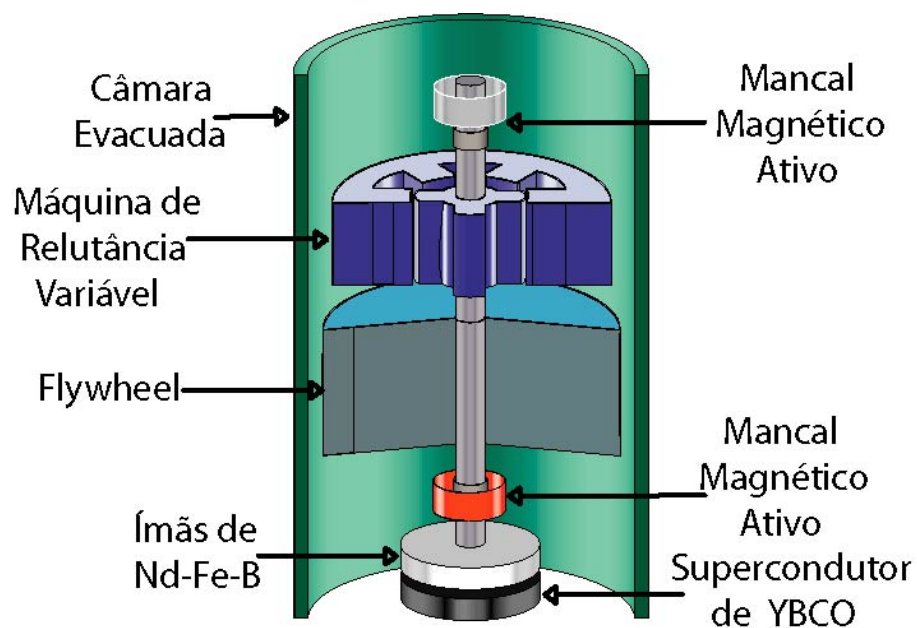


Figura 1.2: Sistema de armazenamento cinético de energia (*Flywheel*)

1.1.3 Mancais magnéticos ativos

Os mancais magnéticos ativos são dispositivos que necessitam de um sistema de controle em malha fechada para operarem. Um mancal magnético ativo convencional consiste de pelo menos dois pares de eletroímãs ortogonalmente dispostos, como mostra a figura 1.3

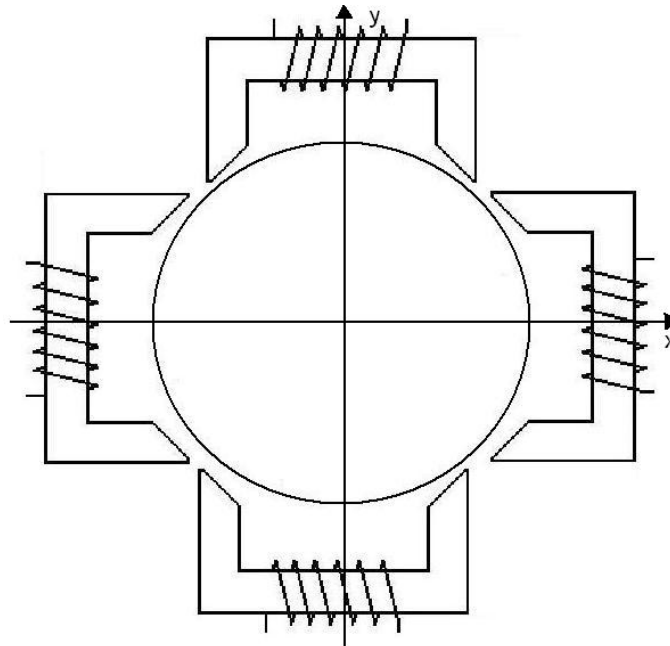


Figura 1.3: Disposição ortogonal dos eletroímãs de um mancal magnético convencional.

Cada eixo de atuação do mancal é formado por um par de pólos diametralmente opostos. O conjunto de dois eixos define o plano de atuação xy . Cada eixo do mancal deve possuir amplificadores para fornecer corrente ao enrolamento do mancal. Com isso, produz-se uma força eletromagnética de atração no objetivo de corrigir a posição central do eixo do rotor. Esta corrente elétrica, que fluirá pelos enrolamentos do estator, produzirá um campo magnético entre o eixo do rotor, estator e entreferro. A figura 1.4 mostra, esquematicamente, o princípio de operação deste tipo de mancal.

Na derivação das forças que são geradas nos atuadores magnéticos, as seguintes simplificações são admitidas:

- i. Fluxo de dispersão magnética desprezível;
- ii. Efeito de espalhamento de fluxo magnético desprezível;
- iii. Material ferromagnético operando abaixo da região de saturação.

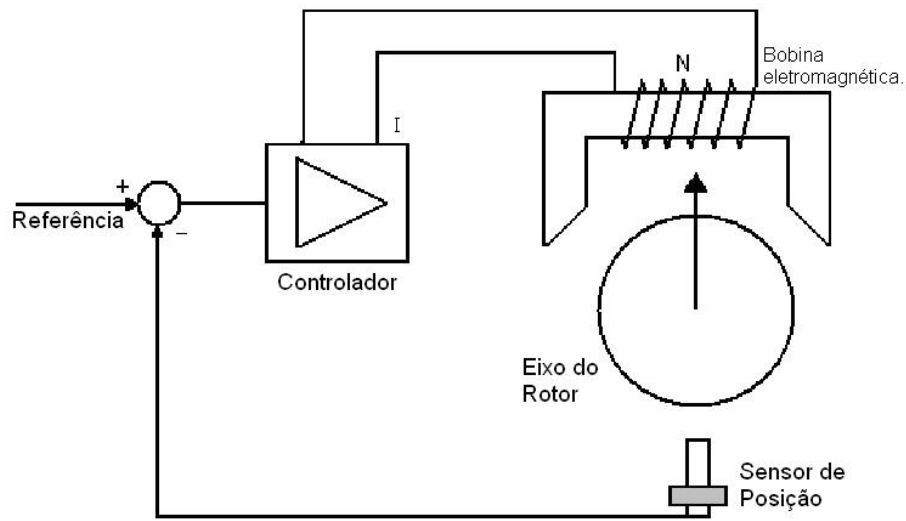


Figura 1.4: Princípio de operação dos mancais magnéticos ativos.

A expressão para a força eletromagnética gerada por apenas um atuador é dada pela equação 1.3, onde μ_0 é a permeabilidade no espaço livre, N é o número de voltas da bobina do atuador eletromagnético, A_g é a área de um pólo magnético e g_0 é a largura do entreferro.

$$F = -\frac{\mu_0 N^2 A_g i^2}{4y^2} \quad (1.3)$$

A equação 1.3 mostra uma relação não linear entre a força eletromagnética produzida em função da corrente aplicada e da distância do entreferro. Esta relação pode ser linearizada em relação a um ponto de operação como mostra a equação 1.4 utilizando a expansão em série de Taylor de primeira ordem.

$$\Delta F(\Delta i, \Delta y) = \frac{\partial F}{\partial i} \Delta i + \frac{\partial F}{\partial y} \Delta y = -\frac{\mu_0 N^2 A_g i_0}{2y_0^2} \Delta i + \frac{\mu_0 N^2 A_g i_0^2}{2y_0^3} \Delta y \quad (1.4)$$

Na operação real de um mancal magnético é utilizado um par de atuadores magnéticos operando em conjunto, conforme o diagrama apresentado na figura 1.5. Nesta configuração, conhecida como modo de atuação diferencial, torna-se possível a geração de força em ambos os sentidos. Deste modo, o valor total dos fluxos magnéticos no mancal é a superposição de um fluxo de equilíbrio somado a um fluxo de posicionamento. O fluxo de equilíbrio é o nível de fluxo em regime permanente induzido no entreferro por uma corrente de equilíbrio em regime permanente (I_0), enquanto o fluxo de posicionamento é o fluxo de controle que varia no tempo produzido pela corrente de controle (ΔI) na bobina. Então, um atuador eletromagnético

é excitado com o somatório das correntes de equilíbrio e de posicionamento (Equação 1.5), enquanto o atuador oposto é excitado com a diferença das correntes de equilíbrio e de posicionamento (Equação 1.6).

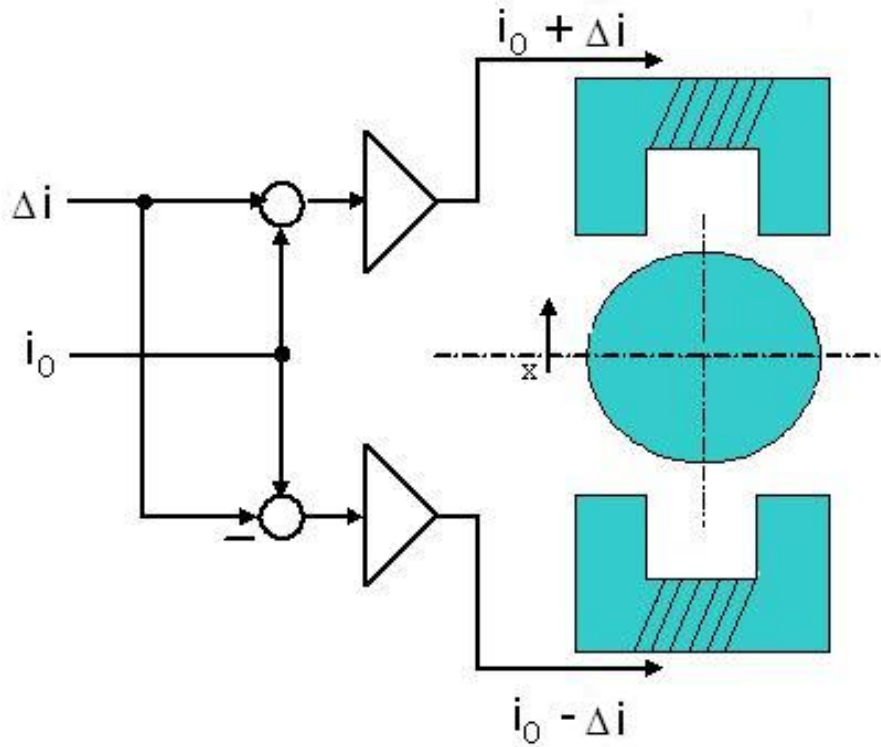


Figura 1.5: Operação diferencial de um mancal magnético ativo.

$$i_{x1} = I_0 + \Delta I \quad (1.5)$$

$$i_{x2} = I_0 - \Delta I \quad (1.6)$$

Para se obter o máximo de excursionamento dinâmico do atuador, a corrente de equilíbrio é normalmente escolhida em aproximadamente metade da corrente de saturação.

Considerando o atuador eletromagnético no eixo y de um mancal magnético ativo mostrado na figura 1.3, a força produzida pelo sistema pode ser determinada considerando o rotor centralizado e a aplicação de uma corrente diferencial ΔI . A força magnética resultante em y , pode ser calculada através das equações 1.3 a 1.6:

$$F_y = F_{y1} - F_{y2} = -\frac{\mu_0 N^2 A_g I_0}{y_0^2} \Delta I + \frac{\mu_0 N^2 A_g I_0^2}{y_0^3} \Delta Y \quad (1.7)$$

A equação 1.7 mostra que a força resultante é uma expressão linear da corrente ΔI considerando o rotor centralizado. A mesma consideração é válida para o eixo y.

A força se relaciona com a posição pela 2ª Lei de Newton. Aplicando-se a transformada de Laplace:

$$\frac{F(s)}{Y(s)} = ms^2 \quad (1.8)$$

onde m é a massa do rotor.

Aplicando-se (1.8) em (1.7), tem-se a função de transferência para o sistema eletromecânico expressa na equação 1.9, considerando o rotor centralizado:

$$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta I(s)} = G(s) = \frac{K_I}{ms^2 - K_Y} \quad (1.9)$$

onde: $K_I = \frac{\mu_0 N^2 A_g I_0^2}{y_0^2}$ e $K_Y = \frac{\mu_0 N^2 A_g I_0}{y_0^3}$

O controle deste sistema pode ser realizado por um compensador PD (Proporcional e derivativo), cuja função de transferência é apresentada na equação 1.10:

$$C(s) = K_P + K_D s \quad (1.10)$$

A função de transferência do sistema em malha fechada é dada por:

$$T(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{K_I(K_P + K_D s)}{s^2 + \frac{K_I K_D}{m}s + \frac{K_I K_P - K_Y}{m}} \quad (1.11)$$

A função de transferência descrita na equação 1.11 é de 2ª ordem cujos parâmetros são dados por (Equações 1.12 e 1.13):

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_I K_P - K_Y}{m}} \quad (1.12)$$

$$\xi = \frac{K K_D}{2m} \sqrt{\frac{m}{K_I K_P - K_Y}} \quad (1.13)$$

onde:

ω_n é a frequência natural de oscilação do sistema;

ξ é o amortecimento do sistema.

Estruturas mais complexas que utilizam o mesmo estator para a rotação e posicionamento são chamadas de motores-mancais. Um motor-mancal consiste em um sistema de controle em malha fechada que monitora constantemente a posição atual do rotor em relação ao eixo central do estator e atua convenientemente em cada pólo

da máquina no objetivo de restaurar a posição central do rotor. Este trabalho de dissertação de mestrado irá abordar o desenvolvimento de um sistema de controle de um motor-mancal utilizando um processador digital de sinais (DSP).

1.2 Estrutura do trabalho

Este capítulo introdutório descreveu as principais alternativas atualmente empregadas na construção de mancais magnéticos. Foram apresentados os mancais magnéticos passivos de ímã permanente e supercondutor, além dos mancais magnéticos ativos. Os primeiros destacam-se pela não necessidade de uma fonte externa de energia e de controles eletrônicos. O último necessita de um sistema de eletrônico de controle em malha fechada para se tornar estável.

O presente trabalho dá continuidade à linha de pesquisa sobre os motores-mancais do Departamento de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ que resultou na dissertação de mestrado de Cardoso[10], além das teses de doutorado de Santisteban[11], Ortiz[12] e David[13] desenvolvidas ao longo das últimas duas décadas. Primeiramente, Andrés Ortiz propôs um sistema de controle analógico para a estabilização da posição radial e velocidade de um motor-mancal. Santisteban implementou um sistema de controle digital utilizando um microcomputador de uso pessoal. David apresentou em seu trabalho os métodos de levitação do rotor por motores-mancais radiais magnéticos e mancal axial supercondutor. Neuri propôs técnicas de controle de motores-mancais utilizando teorias modernas de sistema de controle. Este trabalho irá apresentar a implementação do sistema de controle por DSP utilizando o método de controle adaptativo programado com partida automática e controle de velocidade.

O mancal apresentado neste trabalho se baseia no princípio descrito na seção 1.1.3 dos mancais magnéticos ativos e propõe um sistema variante deste tipo de mancal, no qual é sobreposto o controle de posicionamento a rotação do motor. Este tipo de dispositivo é conhecido como motor-mancal e será detalhadamente descrito nos próximos capítulos.

O capítulo 2 apresentará um modelo matemático que descreve o comportamento do motor-mancal. O capítulo 3 abordará os princípios envolvidos na elaboração de um sistema de controle. No capítulo 4 serão apresentados resultados de simulação de controle do motor-mancal. O capítulo 5 apresentará a implementação em bancada do

sistema de controle utilizando um processador digital de sinais (DSP). Finalmente, o capítulo 6 descreverá as conclusões obtidas na confecção deste trabalho de pesquisa e sugestões de trabalhos futuros.

Capítulo 2

O Motor-Mancal

Este capítulo apresentará ao leitor os conceitos de geração de forças eletromagnéticas através dos princípios de Lorentz e Maxwell, além do desenvolvimento de um modelo eletromecânico do sistema que será utilizado na representação do comportamento dinâmico nas simulações abordadas no capítulo 3.

2.1 Conceitos preliminares

O motor-mancal é um dispositivo eletromecânico que tem como finalidade o posicionamento radial do rotor e sua rotação, combinando as funções de motor e mancal magnético radial. Para que se torne possível sua operação, este sistema necessita de um controle em malha fechada que monitore constantemente a posição do rotor de forma a gerar forças restauradoras. Estas forças podem ser produzidas através da aplicação de correntes diferenciais em cada pólo do estator. Em comparação aos mancais magnéticos convencionais, este sistema tem como vantagem ocupar um menor volume.

A produção de forças eletromagnéticas podem seguir dois princípios físicos distintos: A força de Maxwell e a força de Lorentz. A força de Maxwell é obtida a partir de um circuito magnético onde a permeabilidade relativa do ferro é considerada muito grande em comparação a do ar. Este princípio de geração de forças é explorado nos mancais magnéticos ativos convencionais e já foi apresentado na seção 1.1.3. Já a força de Lorentz é aquela que é aproveitada para gerar torque nas máquinas elétricas de indução.

A força de Maxwell é sempre positiva, enquanto a de Lorentz pode mudar de sentido através da mudança de sentido do campo magnético ou da corrente elétrica. Um mancal-motor de indução emprega estes dois tipos de forças. A força de Maxwell

é utilizada no posicionamento radial do rotor, enquanto a força de Lorentz é utilizada na geração de torque de rotação. Na máquina de relutância variável todas as forças são de Maxwell.

O modelo adotado nesta dissertação de mestrado tem como base a análise apresentada em [14][11]. Outras considerações sobre a modelagem e controle de motores mancais podem ser vistos em [15][16][17].

2.2 Descrição do dispositivo

O sistema motor-mancal abordado nesta dissertação foi construído através de um par de motores elétricos de indução, com a alteração dos enrolamentos de seus estatores para que se tornassem motores bifásicos de quatro pólos. A figura 2.1 apresenta o sistema motor-mancal em corte. A disposição dos enrolamentos do estator é apresentada na figura 2.2.

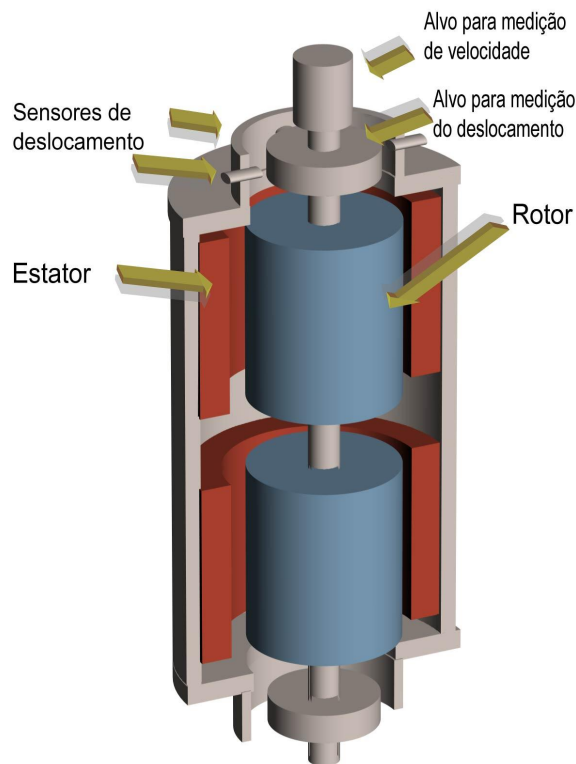


Figura 2.1: Motor mancal.

Os rotores destes motores foram montados em um único eixo, no qual a parte inferior pode acoplar um mancal axial supercondutor.

Neste sistema, admite-se uma folga radial máxima de $0,4\text{mm}$ entre rotor e estator com o rotor centralizado. O deslocamento do rotor em relação ao seu eixo central é

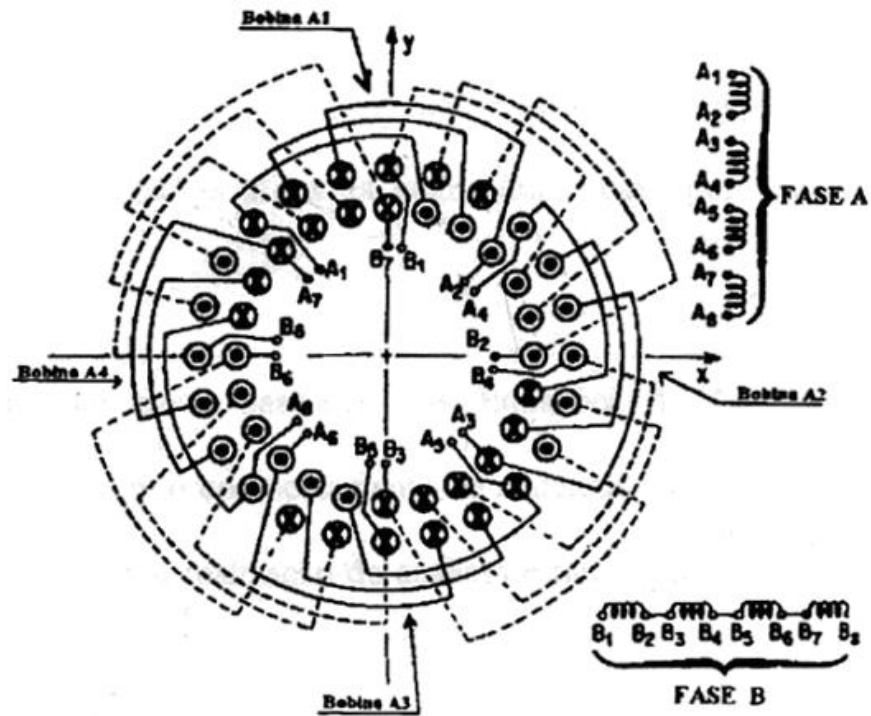


Figura 2.2: Bobinas do estator.

medido por sensores indutivos de posição [18] e são montados na disposição descrita na figura 2.3, sendo necessário a presença de alvos cilíndricos, de material condutor, solidários ao eixo. A diferença entre o diâmetro externo de tais alvos e o diâmetro da circunferência que passa pela extremidade dos sensores é, também, de $0,4\text{mm}$. Os conjuntos de sensores fornecem sinais de tensão que variam linearmente com os deslocamentos radiais do rotor em cada um dos planos de medição.

Por questões de segurança, rolamentos convencionais de esferas são acoplados ao eixo do rotor que trabalham com folga de $0,3\text{mm}$. Este procedimento garante não só a proteção para o conjunto de levitação, mas também a integridade dos próprios sensores. Estes rolamentos são instalados acima e abaixo dos pontos de medição de deslocamentos radiais superior e inferior, respectivamente. Além dos mancais radiais, prevê-se também calço axial abaixo do rolamento de proteção inferior capaz de suportar o peso do rotor.

Acima do rolamento de proteção superior, existe um cilindro com ranhuras longitudinais que serve de alvo para um sensor, também indutivo, cujo sinal pulsante é utilizado para a determinação da velocidade angular axial do rotor.

No protótipo utilizado nesta dissertação, apesar de poder operar com os dois mancais magnéticos, apenas foi utilizado o mancal superior. No mancal inferior, foi

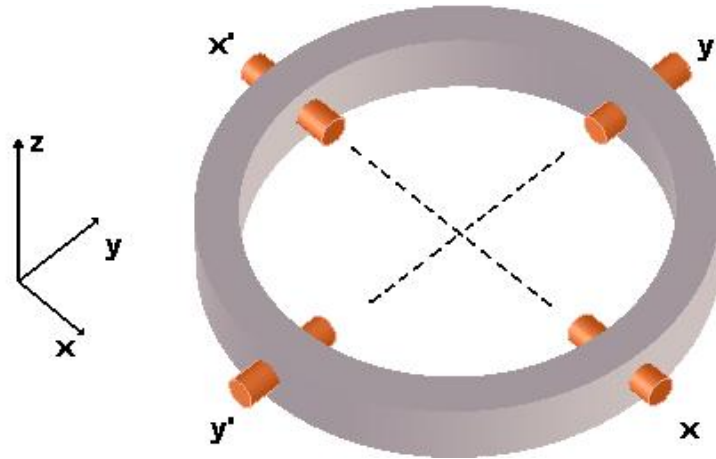


Figura 2.3: Disposição dos sensores de deslocamento.

utilizado um mancal mecânico de rolamento convencional. As dimensões completas desde protótipo, cujas cotas são apresentadas na figura 2.4, são:

$$a = 68,9 \times 10^{-3}m, \quad (2.1)$$

$$b = -82,8 \times 10^{-3}m, \quad (2.2)$$

$$c = 148,0 \times 10^{-3}m, \quad (2.3)$$

$$d = -163,0 \times 10^{-3}m, \quad (2.4)$$

$$g = 218,0 \times 10^{-3}m. \quad (2.5)$$

A massa do rotor e os momentos de inércia obtidos experimentalmente, conforme o ensaio apresentado no apêndice A, são:

$$m = 4,42kg, \quad (2.6)$$

$$I_x = I_y = 2,17 \times 10^{-3}kgm^2, \quad (2.7)$$

$$I_z = 50,3 \times 10^{-3}kgm^2. \quad (2.8)$$

2.3 Estrutura magnética do motor-mancal

A figura 2.5 apresenta a distribuição de campos eletromagnéticos produzidas pela fase A quando todas as correntes circulando por esta fase são iguais.

Estes enrolamentos da fase A são utilizados para o controle de posicionamento do rotor e cada pólo desta fase é acionada de forma independente. Isto torna possível a

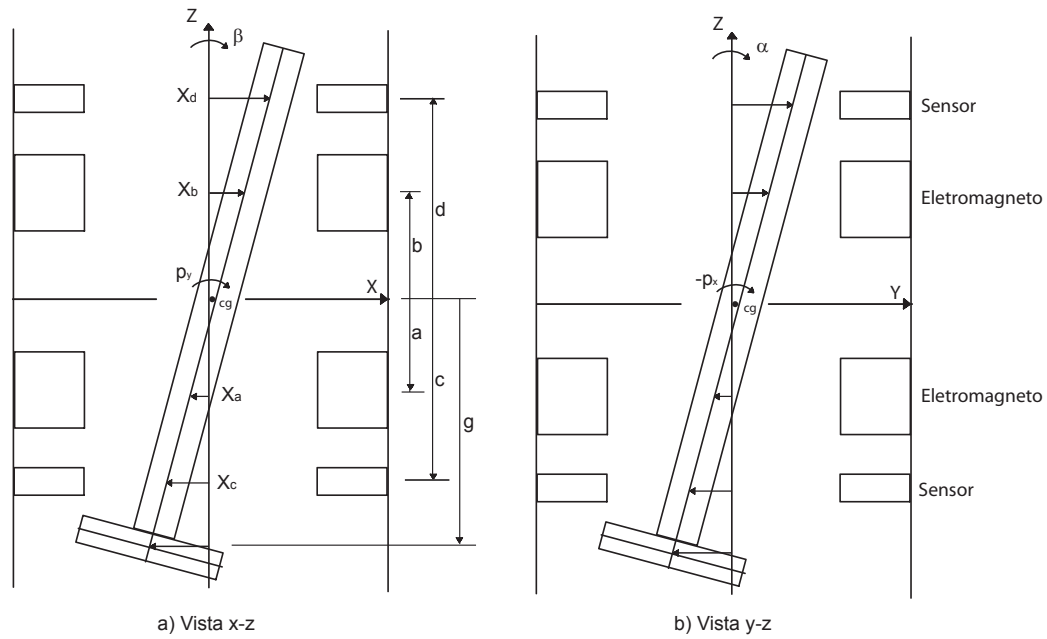


Figura 2.4: Vistas do sistema motor-mancal.

geração de forças internas de posicionamento do rotor. A fase B é utilizada somente para a geração de torque de partida e possui todos os enrolamentos dos seus quatro pólos ligados em série. Deve-se notar que, como se trata de um motor bifásico de quatro pólos, existe um acoplamento magnético entre enrolamentos adjacentes de uma mesma fase. Este acoplamento não seria observado caso o motor fosse de dois pólos.

Os enrolamentos da fase A podem ser esquematizados como um arranjo equivalente de quatro enrolamentos concentrados, como mostra a figura 2.6.

De acordo com Santisteban[11], as equações de posicionamento sem incluir as correntes do rotor podem ser determinadas pelo critério apresentado a seguir.

Na partida do motor, existem tanto correntes no estator, como no rotor, mas na velocidade de regime permanente e com ausência de cargas, o posicionamento dependerá basicamente das correntes circulando na fase A. Uma situação similar aconteceria se um rotor laminado, sem gaiola, fosse submetido ao controle de posicionamento. Estas serão as condições iniciais estabelecidas para a determinação das forças de posicionamento, com o auxílio da figura 2.6.

Considerando a linearidade do sistema magnético, as forças ao longo de cada eixo podem ser determinadas pela relação entre a variação da energia magnética armazenada (W_e) com respeito ao deslocamento (h). A energia magnética está

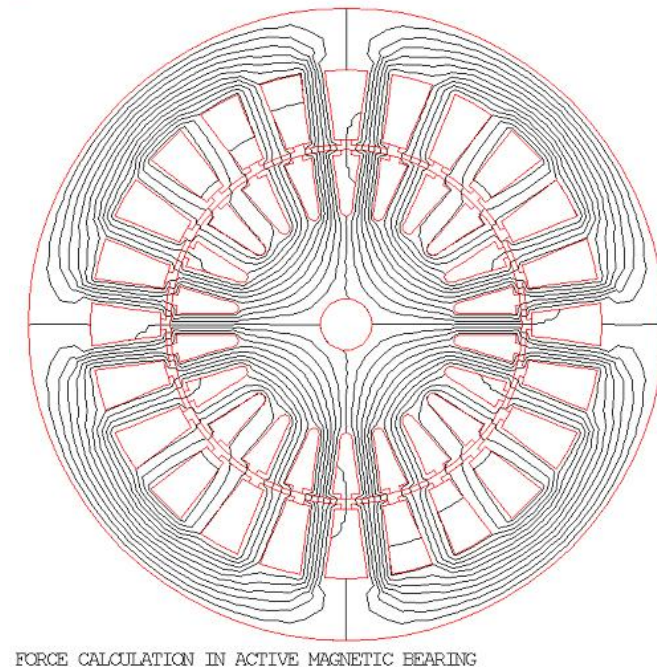


Figura 2.5: Distribuição de campos eletromagnéticos produzidos pela fase A com rotor centralizados e todas as correntes iguais.

relacionada com as indutâncias e as correntes circulando em cada enrolamento, de acordo com a expressão apresentada na equação 2.9.

$$W_e = \frac{1}{2} [i]^T [\lambda] \quad (2.9)$$

A força magnética associada a esta energia pode ser calculada como:

$$F_e = \frac{dW_e}{dh} = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial [\lambda]}{\partial h} \quad (2.10)$$

onde $[\lambda] = [L(h)][i]$ é o vetor de fluxo enlaçado.

Para se deduzir um modelo de circuito magnético equivalente, as seguintes considerações são feitas:

- A relutância do ferro é desprezível quando comparada à relutância do entreferro;
- O deslocamento ao longo de um eixo não altera significativamente o valor médio no outro eixo ortogonal, visto que o comprimento do entreferro (h) é muito menor que o diâmetro do rotor ($2r$).

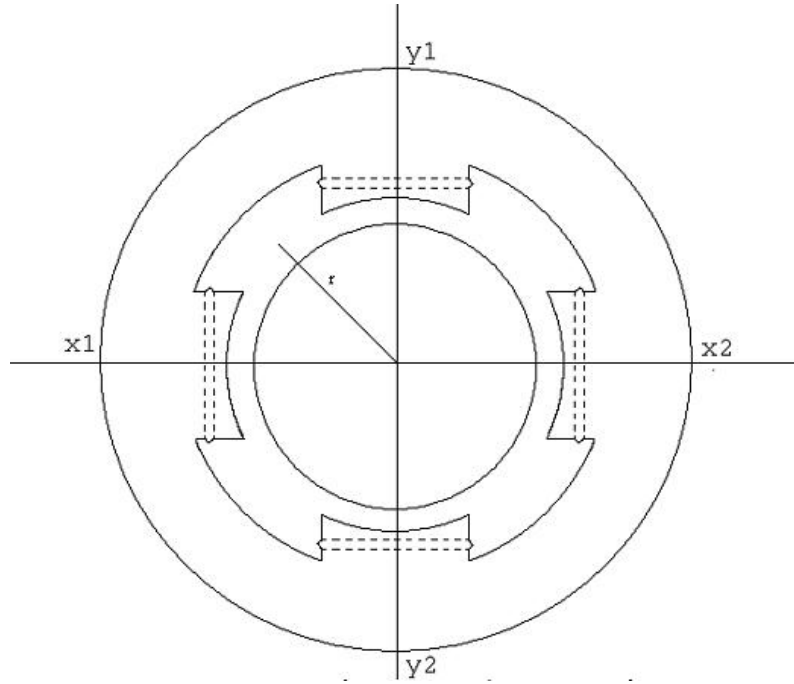


Figura 2.6: Arranjo equivalente de quatro enrolamentos concentrados.

O circuito magnético equivalente é apresentado na figura 2.7, sendo composto de quatro fontes de forças magnetomotriz diferentes e quatro relutâncias de entreferro diferentes.

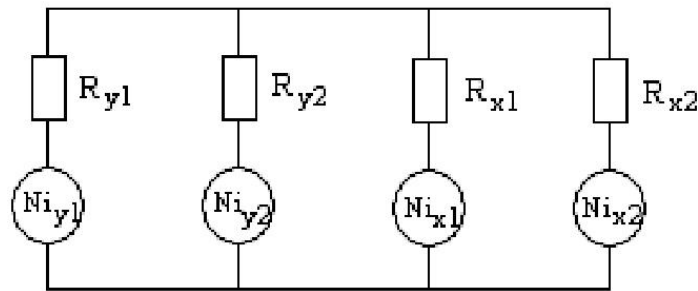


Figura 2.7: Circuito magnético equivalente.

O relacionamento entre o enlace de fluxo (λ) e as correntes que fluem em cada pólo é dado pela equação:

$$[\lambda] = [L(\lambda)][i] \quad (2.11)$$

onde $[L(\lambda)]$ é uma matriz simétrica não diagonal e suas componentes são dadas por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{y1} \\ \lambda_{y2} \\ \lambda_{y3} \\ \lambda_{y4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{y1}} - \frac{R_{eq}}{R_{y1}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{y2}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{y3}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{y4}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{y1}} & \frac{1}{R_{y2}} - \frac{R_{eq}}{R_{y2}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{y3}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{y4}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{y3}R_{y1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y3}R_{y2}} & \frac{1}{R_{y3}} - \frac{R_{eq}}{R_{y3}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{y3}R_{y4}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{y4}R_{y1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y4}R_{y2}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y4}R_{y3}} & \frac{1}{R_{y4}} - \frac{R_{eq}}{R_{y4}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{y1} \\ i_{y2} \\ i_{y3} \\ i_{y4} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

onde: $R = \mu \frac{h}{A}$ é o cálculo de cada relutância, A é a área média de cada pólo e:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{y1}} + \frac{1}{R_{y2}} + \frac{1}{R_{x1}} + \frac{1}{R_{x2}} \quad (2.13)$$

Com isso, a derivada da indutância pode ser determinada utilizando-se a seguinte transformação de variáveis: $y_1 = y = h_0 + \Delta y$; $y_2 = (2h_0 - y) = h_0 - \Delta y$; $x_1 = x = h_0 + \Delta x$; $x_2 = (2h_0 - x) = h_0 - \Delta x$, onde h_0 é o entreferro nominal existente quando o rotor se encontra perfeitamente concêntrico com o estator. Pode-se notar que a soma dos deslocamentos ao longo de um eixo é sempre igual a $2h_0$.

Com as considerações anteriormente apresentadas, o primeiro termo das matriz de indutância $L_{11}(h)$ fica:

$$L_{11} = \mu AN^2 \left(\frac{1}{y} - \frac{1}{2h_0 \left(\frac{y^2}{x(2h_0-x)} + \frac{y}{(2h_0-y)} \right)} \right) \quad (2.14)$$

Pode-se observar na equação 2.14 uma dependência de ambos deslocamentos na determinação desta indutância. Os outros termos da matriz apresentam a mesma característica. Considerando-se que os deslocamentos Δx e Δy são pequenos quando comparados a h_0 , a derivada assume o seguinte formato:

$$\frac{\partial[L(h)]}{\partial y_1} = -\frac{1}{2}N^2\mu\frac{A}{y^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -1 & +\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

A força equivalente do eixo y_1 é dada por:

$$F_{y1} = -\frac{1}{4}N^2\mu\frac{A}{y^2} [i_{y1}^2 - i_{y2}^2 - i_{y1}(i_{x1} + i_{x2}) + i_{y2}(i_{x1} + i_{x2})] \quad (2.16)$$

Analogamente, a força equivalente ao longo do eixo y_2 pode ser escrita como:

$$F_{y2} = -\frac{1}{4}N^2\mu\frac{A}{y^2} [i_{y2}^2 - i_{y1}^2 - i_{y2}(i_{x1} + i_{x2}) + i_{y1}(i_{x1} + i_{x2})] \quad (2.17)$$

Estas forças possuem o mesmo módulo, porém, atuam em sentidos opostos. As forças produzidas no eixo x podem ser calculadas de forma semelhante.

Como o motor utilizado é bifásico e de quatro pólos, as correntes senoidais impostas sobre as bobinas da fase A terão as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} i_{y1} &= (I_0 + \Delta i_y) \cos(\omega t); & i_{y2} &= (I_0 - \Delta i_y) \cos(\omega t); \\ i_{x1} &= (I_0 + \Delta i_x) \cos(\omega t); & i_{x2} &= (I_0 - \Delta i_x) \cos(\omega t); \end{aligned} \quad (2.18)$$

onde I_0 é um valor de corrente que estabelece a rigidez do mancal magnético e Δi é o valor adicional de corrente imposta pelo controle de posição.

Na fase B as correntes estarão defasadas de 90° mas sem modulação.

Com as considerações abordadas acima, a força resultante ao longo do eixo “y” será:

$$F_y = F_{y1} - F_{y2} = -2N^2 \mu \frac{A}{y^2} [I_0 \Delta i_y] \cos^2(\omega t) \quad (2.19)$$

Como a expressão 2.19 possui um termo $\cos^2(\omega t)$, a força resultante possuirá um termo médio e outro oscilante [$\cos^2(\omega t) = 1/2(1 + \cos(2\omega t))$], cuja frequência é o dobro da frequência da corrente de excitação. A força média, então, só dependerá do valor escolhido para I_0 e do valor de Δi solicitado pelo controle de posição. Em um rotor de massa suficientemente grande, o efeito do termo oscilante pode ser desconsiderado em frequências de excitação próximas a 60Hz. Se as frequências naturais de ressonância do rotor forem mantidas em valores inferiores a 120Hz, o termo oscilatório não produzirá efeito sobre o comportamento dinâmico do sistema. Este mesmo resultado poderia ser obtido a partir da equação 1.7, considerando $\Delta y = 0$ e $I_0 = I_0 \cos(\omega t)$ e $\Delta I = \Delta i \cos(\omega t)$.

As bobinas da fase B estão dispostas em série e, por isso, com um mesmo valor de corrente circulando nelas, não serão observadas forças radiais para pequenos deslocamentos do rotor.

2.4 Estrutura mecânica do motor-mancal

O protótipo abordado neste trabalho consiste num conjunto de dois rotores conectados a um mesmo eixo mecânico. Por isso, torna-se necessário a utilização de dois sistemas de controle eletrônico realimentado, um para cada extremidade do eixo. Na derivação de equações que visam determinar o comportamento dinâmico do sistema, considera-se que para cada extremidade do eixo de controle a extremidade oposta está pivotada sem atrito.

A figura 2.8 apresenta um esquema simplificado desta estrutura, onde o mancal inferior só não impede deslocamentos angulares.

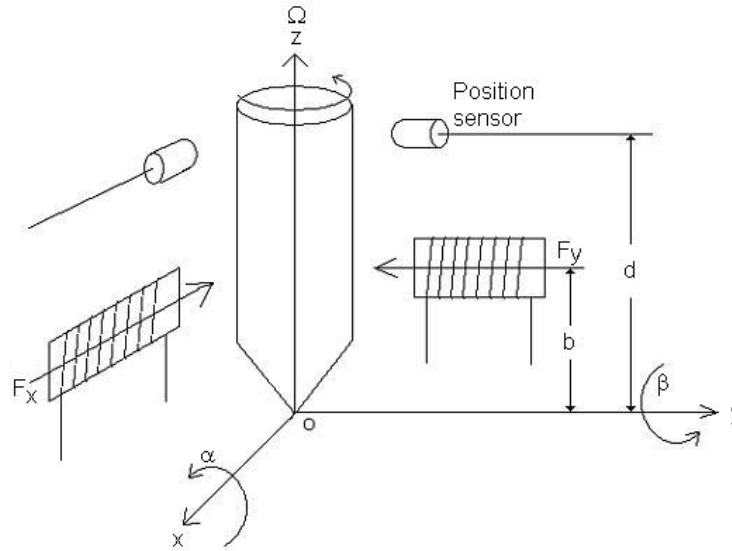


Figura 2.8: Estrutura mecânica simplificada.

Como este sistema mecânico possui dois graus de liberdade, o seguinte equacionamento pode ser escrito:

$$\begin{bmatrix} I_0 & 0 \\ 0 & I_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\alpha} \\ \ddot{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I_p \Omega \\ I_p \Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -bF_y \\ bF_x \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

onde I_0 é o momento de inércia transversal no ponto de apoio inferior, I_p é o momento polar de inércia do rotor e Ω é a velocidade de *spin*.

Como os sinais de realimentação do mancal magnético são adquiridos através de sensores de posição, do ponto de vista de controle é mais conveniente expressar a equação 2.20 em função dos deslocamentos “x” e “y” medidos a uma distância “d” deste o ponto de pivoteamento. Para pequenos deslocamentos angulares, pode-se realizar a seguinte aproximação: $\alpha = -y/d$ e $\beta = x/d$. Com isso, a equação 2.20 se torna:

$$\begin{bmatrix} I_0 & 0 \\ 0 & I_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{y} \\ \ddot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I_p \Omega \\ I_p \Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} bdF_y \\ bdF_x \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Esta equação matricial pode ser escrita como um sistema de duas equações diferenciais acopladas:

$$\ddot{y} = -\frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{x} + \frac{bd}{I_0} F_y \quad (2.22)$$

$$\ddot{x} = \frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{y} + \frac{bd}{I_0} F_x. \quad (2.23)$$

Estas duas últimas equações mostram a existência de um acoplamento entre as variáveis “x” e “y” dependente de Ω (efeito giroscópico). Isto significa que o comportamento do sistema é dependente da velocidade se um controlador de parâmetros fixos for utilizado.

2.5 Modelo Matemático de Simulação do Sistema Eletromecânico com Dois Graus de Liberdade

O modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do sistema motor-mancal pode ser determinado a partir das análises desenvolvidas nas seções anteriores. A seção 2.2 apresentou a análise magnética do sistema, cujo comportamento é descrito pela equação 2.19. A seção 2.3 apresentou a análise da estrutura mecânica do motor-mancal, onde a equação 2.22 expressa seu comportamento dinâmico. Reunindo-se estas duas equações pode-se construir um modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do sistema eletromecânico. Baseando-se nestas equações, o diagrama em blocos do modelo de simulação pode ser obtido. A figura 2.9 apresenta o modelo mecânico:

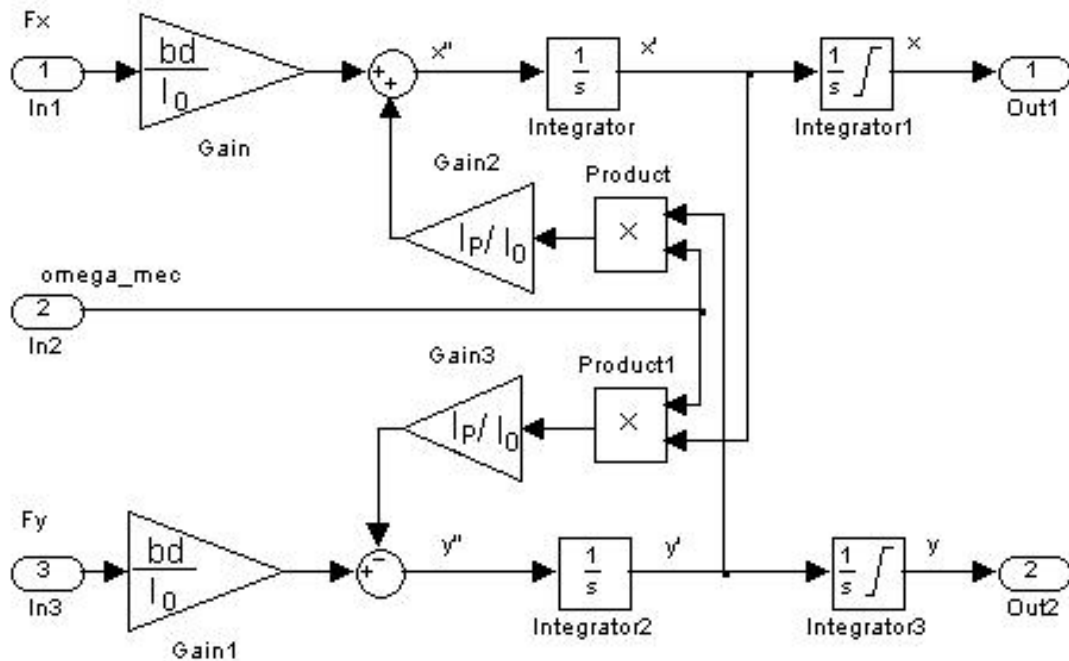


Figura 2.9: Modelo mecânico do sistema motor-mancal.

A partir do modelo eletromecânico apresentado na figura 2.9, pode-se observar graficamente um acoplamento dos eixos ortogonais, conforme já discutido anterior-

mente. Observa-se também a dependência da velocidade desenvolvida pelo rotor em seu comportamento dinâmico. Este efeito é conhecido como “efeito giroscópico” e será destacado nas simulações apresentadas no próximo capítulo. Este efeito poderá ser minimizado, se o ajuste do controlador também for uma função da velocidade do rotor. O próximo capítulo abordará formalmente a obtenção de um sistema de controle com base no modelo desenvolvido neste capítulo. Serão apresentados ao leitor, resultados de simulação de controladores de parâmetros fixos e de controladores cujo parâmetro derivativo depende da velocidade do rotor.

2.6 Freqüências Naturais de Vibração do Rotor com Quatro Graus de Liberdade

O rotor da figura 2.4 é suportado radialmente por dois mancais magnéticos, que em certas condições podem ser tratados independentemente e separadamente. Entretanto, para o estudo de freqüências naturais de vibração deve-se considerar a interação entre eles. De acordo com análise desenvolvida em [19] as forças produzidas pelo conjunto de mancais podem ser representadas de uma forma geral como:

$$u_f = [f_{ax} \quad f_{bx} \quad f_{ay} \quad f_{by}]^T \quad (2.24)$$

As considerações preliminares para a obtenção das equações de movimento são:

- A referência de posição do rotor e seu centro de massa, coincidem com a origem do sistema de coordenadas;
- Os desvios da posição de referência são pequenos quando comparados as dimensões do rotor. Isto permite a linearização da equação de movimento e o desacoplamento dos eixos radiais de controle;
- O rotor é simétrico e rígido.

Pequenos movimentos do rotor são descritos pelos deslocamentos x_s, y_s do centro de massa S com relação a referência inercial O_{xyz} e suas inclinações α, β em relação ao eixo x e ao eixo y. A constante de velocidade angular do rotor em relação ao seu eixo longitudinal z é Ω . A equação de movimento para variáveis:

$$u_f = [z_1 \quad z_2 \quad z_3 \quad z_4]^T = [\beta \quad x_s \quad -\alpha \quad y_s]^T \quad (2.25)$$

seguem a equação de Lagrange, mostrada abaixo

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{z}_i} - \frac{\partial T}{\partial z_i} = Z_i \quad (2.26)$$

com energia cinética T e forças generalizadas Z_i . A energia cinética T pode ser escrita da forma apresentada na equação 2.27.

$$T = \frac{1}{2}(\dot{x}^2 + \dot{y}^2 + \dot{z}^2) + \frac{1}{2}(I_{x0}\omega_{x0}^2 + I_{y0}\omega_{y0}^2 + I_{z0}\omega_{z0}^2) \quad (2.27)$$

As velocidades angulares, expressas no sistema de coordenadas fixadas no rotor são:

$$\omega = \begin{bmatrix} \omega_{x0} \\ \omega_{y0} \\ \omega_{z0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \cos \Omega t + \dot{\beta} \sin \Omega t \\ -\dot{\alpha} \sin \Omega t + \dot{\beta} \cos \Omega t \\ \Omega + \dot{\alpha} \dot{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

As forças generalizadas Z_i dependem das forças aplicadas pelo mancal u_f da equação 2.25.

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} = Z = \tilde{B}u_f, \tilde{B} = \begin{bmatrix} a & b & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Então a equação de movimento terá a seguinte forma:

$$M\ddot{z} + G\dot{z} = Z \quad (2.30)$$

onde:

$$M = \text{diag}[I_{x0}, m, I_{y0}, m], G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} I_{z0}\Omega \quad (2.31)$$

O efeito giroscópico é tipicamente caracterizado pela matriz anti-simétrica $G = -G^T$, que contém a velocidade do rotor como um fator linear.

Antes de introduzir o controle ativo da posição do rotor, pode-se verificar o seu comportamento considerando o mancal suspenso por molas. Isto possibilitará definir uma base de comparação. Conseqüentemente, a força produzida pelos mancais u_f é proporcional ao deslocamento do rotor. A constante elástica do mancal k , por

simplicidade, é igual em todas as posições. Então, as seguintes relações para as forças produzidas pelo mancal podem ser escritas:

$$u_f = -k \begin{bmatrix} a & 1 & 0 & 0 \\ b & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 1 \\ 0 & 0 & b & 1 \end{bmatrix} z, \quad (2.32)$$

$$Z = \tilde{B}U_f = -k \begin{bmatrix} a^2 + b^2 & a + b & 0 & 0 \\ a + b & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a^2 + b^2 & a + b \\ 0 & 0 & a + b & 2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Com estas considerações, a equação de movimento pode ser escrita na seguinte forma:

$$M\ddot{z} + G\dot{z} + Kz = 0, z = [\beta, x_s, -\alpha, y_s]^T \quad (2.34)$$

A figura 2.10 representa na forma de diagrama em blocos a equação 2.34 no objetivo de determinar numericamente a solução desta equação diferencial. Além do modelo de simulação em diagrama em blocos, foi implementado um algoritmo escrito em MATLAB para obter a resposta em frequência para várias velocidades de rotação determinando as frequências de ressonância para cada velocidade simulada. Este algoritmo está disponível no apêndice B.

Os valores numéricos dos parâmetros do rotor utilizados nesta simulação são os apresentados na seção 2.1. O valor da constante elástica da mola foi arbitrado em $20N/mm$.

A figura 2.11 apresenta graficamente o resultado desta simulação onde as frequências de ressonância da estrutura do rotor estão em função de sua velocidade de rotação.

Esta simulação mostra que para velocidade de rotação até 200 Hz (6000 RPM) as frequências de ressonância do rotor ficam abaixo de 20 Hz.

2.7 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou uma metodologia para a determinação de um modelo matemático para representar o comportamento dinâmico do sistema e uma análise das frequências naturais de oscilação do rotor em função da velocidade de rotação. O modelo completo do sistema é representado pela junção de subsistemas eletromagnético e mecânico. A partir da determinação deste modelo ficou evidenciado

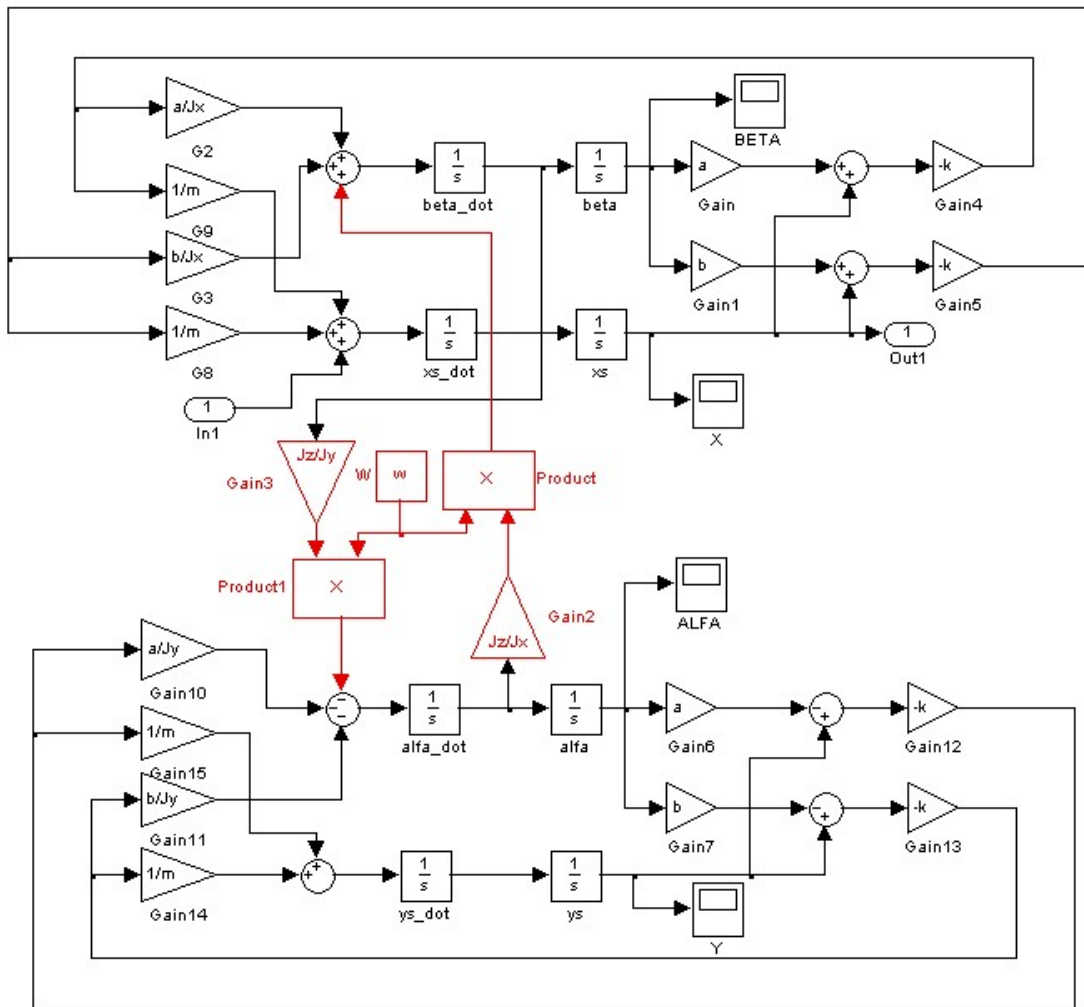


Figura 2.10: Diagrama em blocos do rotor sustentado por molas.

a dependência da velocidade de rotação do rotor em seu comportamento dinâmico (Efeito giroscópico). A análise das frequências naturais de oscilação do rotor, considerando quatro graus de liberdade apresentou o efeito da velocidade de rotação do rotor nas frequências naturais de oscilação do rotor. Em velocidades de operação até 6000 RPM as frequências de ressonância são inferiores a 20 Hz, não produzindo nenhum efeito significativo na operação do motor-mancal.

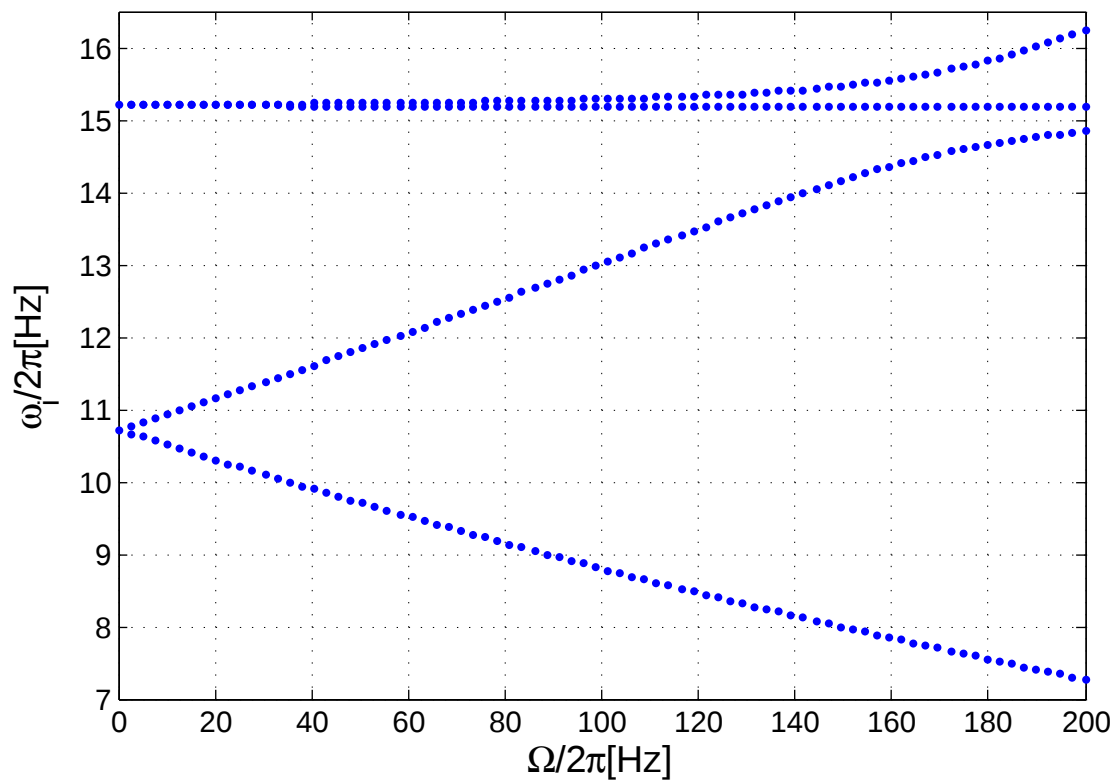


Figura 2.11: Autovalores em função da velocidade do rotor considerando suporte elástico.

Capítulo 3

O Sistema de Controle

Este capítulo abordará os sistemas de controle utilizados na estabilização da posição radial do rotor e apresentará seus respectivos resultados de simulação. Numa primeira abordagem, o controlador utilizado será um PID simples e com parâmetros fixos. Em seguida será apresentada uma proposta de ajuste “on-line” do parâmetro derivativo em função da velocidade do rotor. Os resultados obtidos por simulação desta proposta de ajuste do controlador serão confrontados com os resultados obtidos pelo emprego de um controlador PID com parâmetros fixos.

3.1 Fundamentos de sistemas de controle retroalimentados

Um sistema de controle a malha fechada consiste num sistema onde a grandeza controlada ($y(t)$) é constantemente monitorada e comparada a um valor de referência ($r(t)$). A diferença entre o valor da referência e o valor real da grandeza controlada é o sinal de erro ($e(t)$). Este sinal de erro é processado por um controlador de forma a atuar convenientemente na grandeza de controle da planta do sistema controlado para que se tenha um determinado comportamento na grandeza controlada. Na literatura podem ser encontradas algumas referências clássicas sobre os fundamentos dos sistemas de controle [20][21][22]. A figura 3.1 exemplifica estes conceitos básicos de sistemas de controle realimentados.

Os controladores clássicos, amplamente empregados na indústria, são os controladores PID (Proporcional, Integrativo, Derivativo) que consistem em controladores de 2ª ordem cujos parâmetros são os valores de ganho proporcional, integral e deriva-

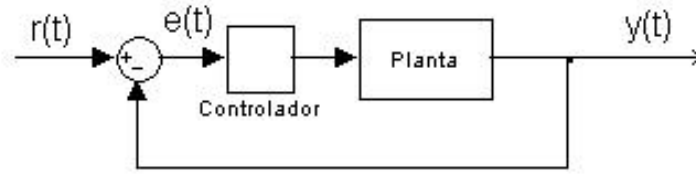


Figura 3.1: Diagrama em blocos de um sistema de controle elementar.

tivo. A equação 3.1 apresenta a função de transferência típica destes controladores:

$$C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_d / N s + 1} \right) \quad (3.1)$$

onde: $N \geq 20$

Outros tipos de controladores podem ser empregados. A teoria de controle moderno utiliza a abordagem de controle em espaço de estados, aumentando consideravelmente a complexidade do sistema de controle. Este trabalho apenas abordará a teoria clássica de controle utilizando controladores PID individualizados. As abordagens por espaço de estados e centralização de controle estão fora do escopo deste trabalho.

3.2 Controladores PID convencionais na estabilização da posição radial do rotor.

O controle de posição radial do rotor do motor-mancal é realizado utilizando-se dois controladores PID, um para cada eixo ortogonal de controle. Nesta modalidade simplificada de controle despreza-se o acoplamento entre os eixos x e y e considera-se a atuação de cada eixo de controle como sendo independente. O diagrama em blocos do sistema de controle integrado ao modelo de simulação do sistema eletromecânico está apresentado na figura 3.4.

Para a determinação dos parâmetros utilizados no controlador PID, foi desprezado o efeito giroscópico sobre o eixo de controle. A figura 3.2 mostra o modelo simplificado para um dos eixos de controle, cuja função de transferência é dada pela equação 3.2.

$$G(s) = \frac{bd}{I_0} \frac{1}{s^2} \quad (3.2)$$

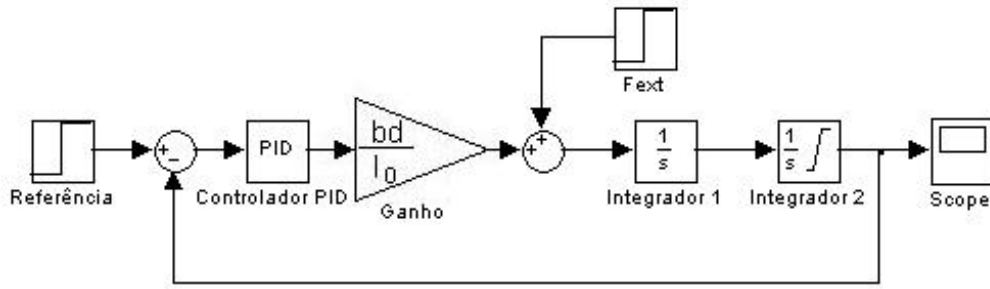


Figura 3.2: Modelo eletromecânico com controladores PID.

O efeito giroscópico neste modelo é considerado como uma força externa de perturbação F_{ext} . Com estas considerações simplificadoras, o sistema fica sendo de segunda ordem, caracterizado pelo duplo integrador. Para o controle desta planta o emprego de um controlador PD (Proporcional e Derivativo) é suficiente para garantir sua estabilidade. A parcela integral é utilizada somente para garantir um erro nulo em regime permanente.

A parcela derivativa possui um pólo muitas vezes mais distante que o seu zero para garantir que este controlador seja implementável. Para efeitos de projeto e ajuste do controlador, este pólo pode ser desprezado. Com isto, a função de transferência deste controlador fica:

$$C(s) = K_P (1 + T_d s) . \quad (3.3)$$

A função de transferência do sistema em função dos parâmetros do controlador e da planta pode ser determinada como:

$$T(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{\frac{bd}{I_0} K_P (T_d + 1)}{s^2 + \frac{bd}{I_0} K_P T_d s + \frac{bd}{I_0} K_P} . \quad (3.4)$$

Sua equação característica é:

$$s^2 + \frac{bd}{I_0} K_P T_d s + \frac{bd}{I_0} K_P = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 . \quad (3.5)$$

cuja frequência natural de oscilação é:

$$\omega_n = \sqrt{K_P \frac{bd}{I_0}} . \quad (3.6)$$

e o fator de amortecimento é:

$$\zeta = \frac{\omega_n T_d}{2} . \quad (3.7)$$

O sistema eletromecânico realimentado pode ser comparado a um sistema mecânico massa-mola amortecido. A figura 3.3 apresenta este sistema mecânico equivalente.

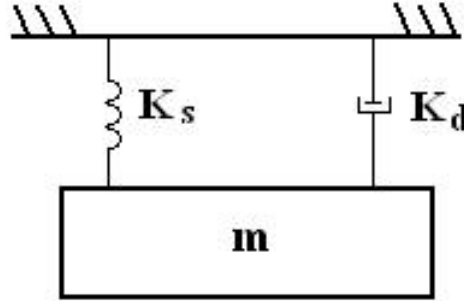


Figura 3.3: Sistema mecânico massa-mola equivalente.

Escrevendo a equação dinâmica deste sistema, tem-se que:

$$m\ddot{y} + K_d\dot{y} + K_sy = f_d, \quad (3.8)$$

que no domínio da frequência corresponde a função de transferência representada na equação 3.9.

$$\frac{Y(s)}{F_d(s)} = \frac{1/m}{s^2 + \frac{K_d}{m} + \frac{K_s}{m}} \quad (3.9)$$

Igualando o denominador da equação 3.9 com o denominador da equação 3.4 os parâmetros K_P e T_d do controlador PD podem ser determinados em função de um sistema equivalente massa-mola amortecido de constante elástica K_s e amortecimento K_d . As equações 3.10 e 3.11 apresentam estes resultados:

$$K_P = \frac{I_0}{bd} \frac{K_s}{m}, \quad (3.10)$$

$$T_d = \frac{K_d}{K_s}. \quad (3.11)$$

Os valores das dimensões e dos momentos de inércia do protótipo empregado na construção desta dissertação já foram apresentados na seção 2.2, onde o ponto de pivoteamento “0” é o centro de massa da figura 2.4. Com isso as constantes utilizadas na implementação deste modelo de simulação são:

$$\frac{bd}{I_0} = 0,2683; \quad (3.12)$$

$$\frac{I_p}{I_0} = 0,0431; \quad (3.13)$$

$$(3.14)$$

Para realizar a avaliação do efeito giroscópico frente a um possível controlador PD, foram feitas simulações preliminares para diferentes velocidades de operação. Nestas simulações é que o motor não possui carregamento mecânico e nem perturbações. Os ganhos proporcional e derivativos foram 400 e 60s, respectivamente.

A figura 3.4 apresenta o modelo eletromecânico completo com os controladores PID para cada eixo ortogonal de controle.

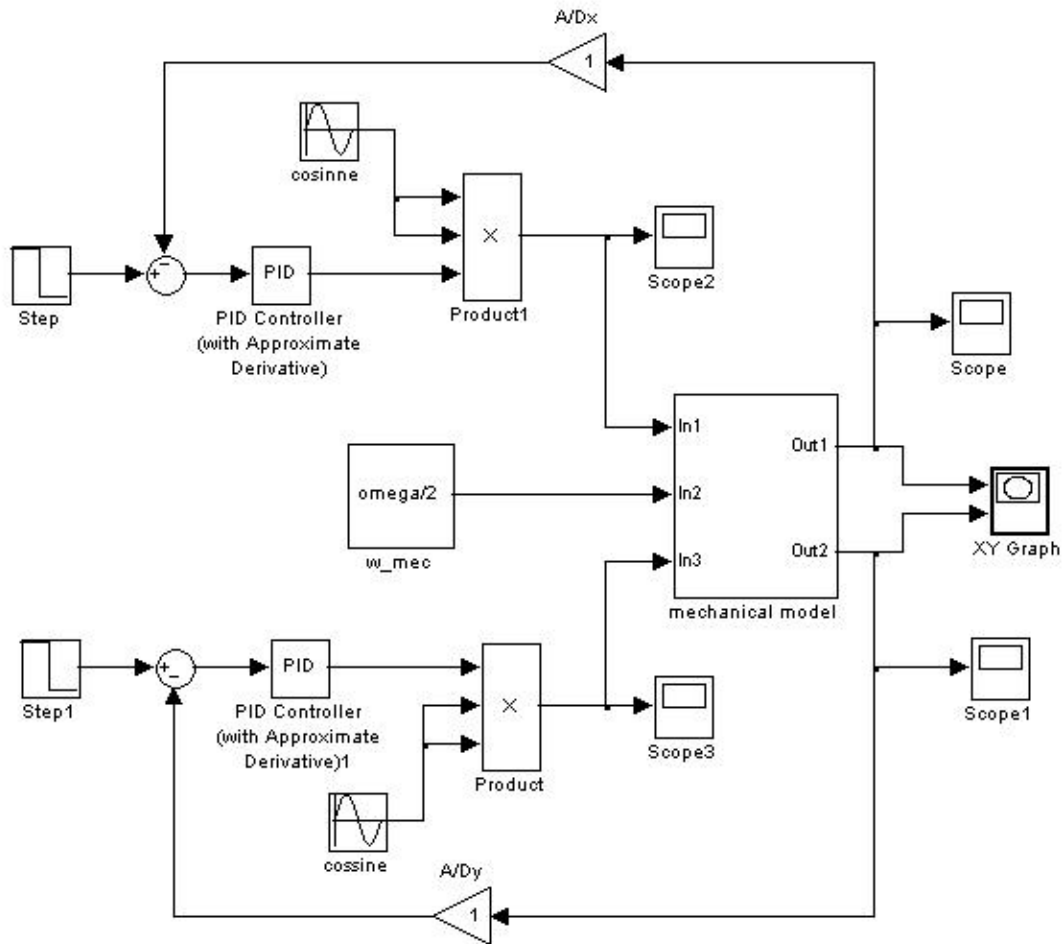


Figura 3.4: Modelo eletromecânico com controladores PID.

As figuras 3.5 a 3.9 mostram o comportamento dinâmico do controle de posicionamento. As trajetórias realizadas pelo rotor iniciam no ponto de maior deslocamento

$(x_0 = 0.5mm, y_0 = 0.5mm)$ até chegar à origem do sistema de coordenadas empregado na figura. Como pode se observar, o efeito giroscópico é maior nas maiores velocidades de rotação.

A partir destas simulações, pode-se concluir que o acoplamento mecânico existente entre os deslocamentos ortogonais dependem univocamente da velocidade desenvolvida pelo rotor. Este fato já tinha sido evidenciado através da observação da figura 2.9 que mostra o modelo matemático de simulação do sistema mecânico. Estas observações sugerem o emprego de um controlador PD não linear que varie os seus valores de sintonia em função da velocidade do rotor. Este método de controle é conhecido como adaptativo programado e será detalhado na próxima seção.

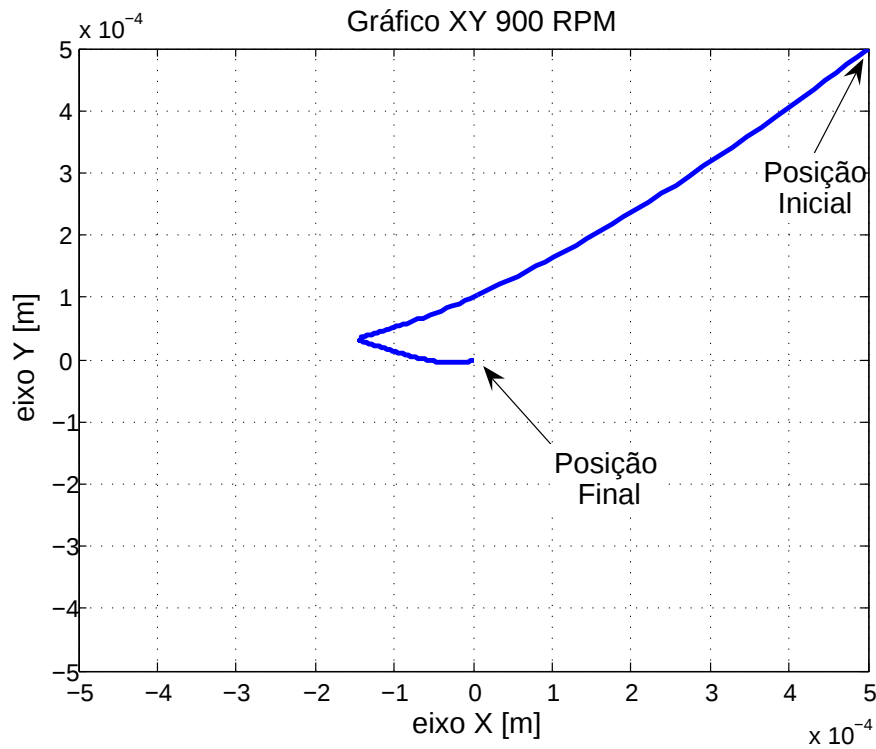


Figura 3.5: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 900 RPM.

3.3 Controlador Adaptativo Programado

O controle adaptativo programado permite o ajuste do controlador PD em função da velocidade do rotor através de uma tabela com valores pré-programados. Os valores para o ajuste do controlador PD em função da velocidade podem ser obtidos analiticamente ou através de simulação. No caso do motor-mancal, existe uma

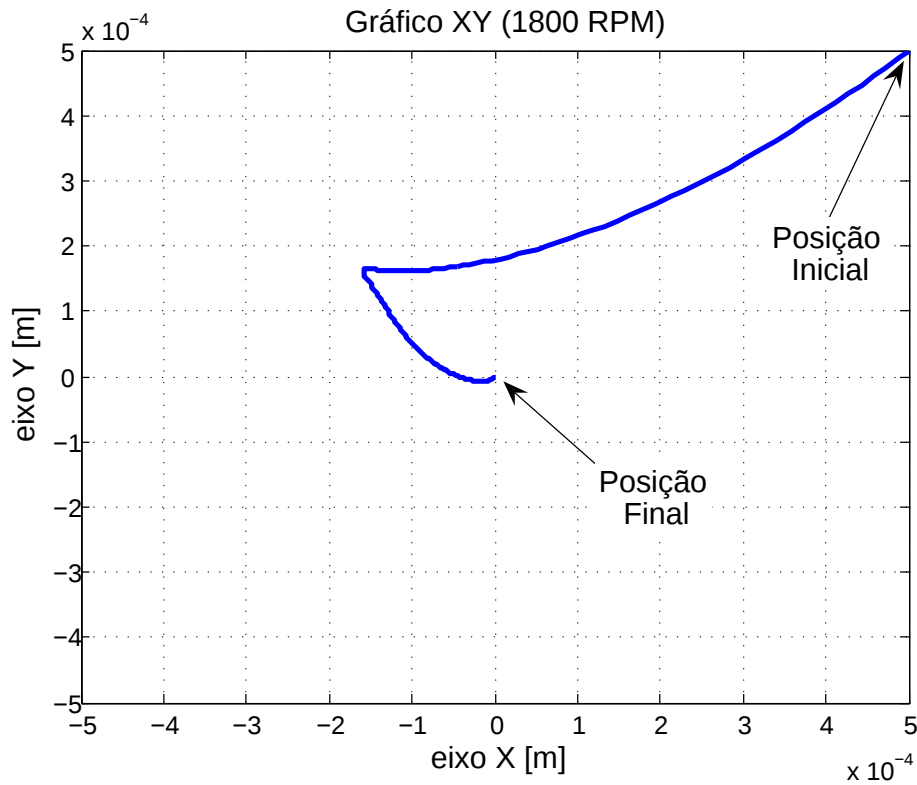


Figura 3.6: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 1800 RPM.

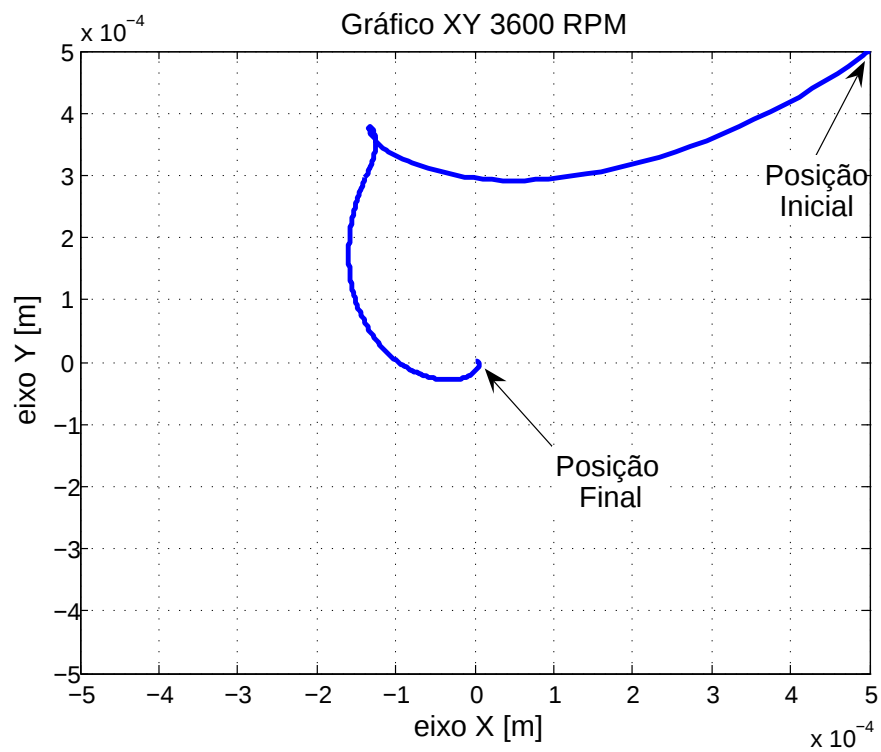


Figura 3.7: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 3600 RPM.

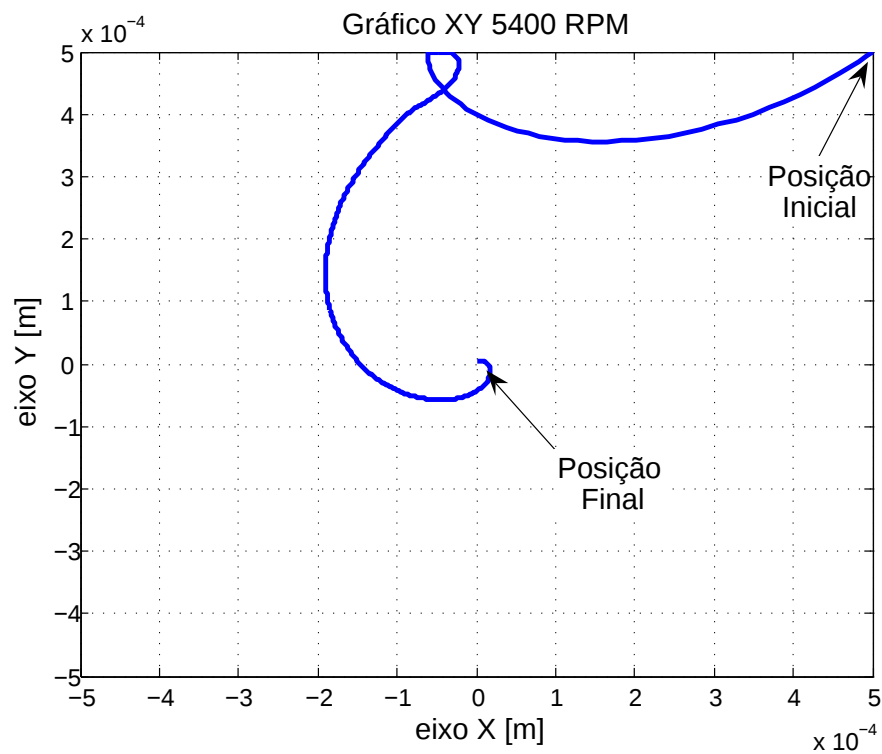


Figura 3.8: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 5400 RPM.

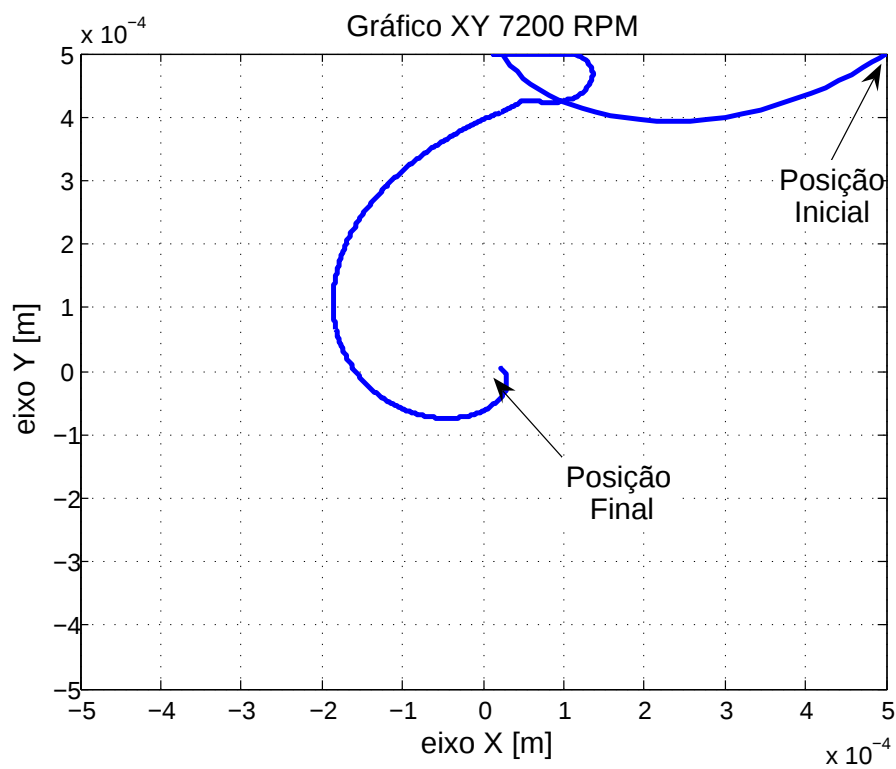


Figura 3.9: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 7200 RPM.

grande dificuldade em se obter um modelo analítico devido ao acoplamento entre os eixos de controle e, principalmente, devido às não linearidades da planta. Por isso, optou-se em obter estes parâmetros de desempenho otimizado do rotor através de simulações. Estas simulações consistem em arbitrar uma barreira máxima e mínima do parâmetro derivativo e para várias velocidades de rotação obter índices de desempenho para cada valor do parâmetro derivativo simulado. O resultado otimizado para cada velocidade de operação é selecionado com base no parâmetro derivativo que obteve um menor sobre-passo. Esta proposta de sintonia dos controladores em função da velocidade do rotor já havia sido discutida por Gomes *et al* [23] [24]. O algoritmo escrito para o MATLAB é apresentado no apêndice C. A seção seguinte irá apresentar estes resultados obtidos por simulação.

3.3.1 Resultados de simulação (otimizados)

Utilizando o processo de seleção anteriormente descrito, foram determinados os parâmetros otimizados do controlador. A figura 3.10 apresenta os valores obtidos em simulação do tempo derivativo em função da velocidade desenvolvida pelo rotor para um desempenho otimizado. Pode-se observar nesta curva o caráter quadrático do ajuste do parâmetro derivativo do controlador.

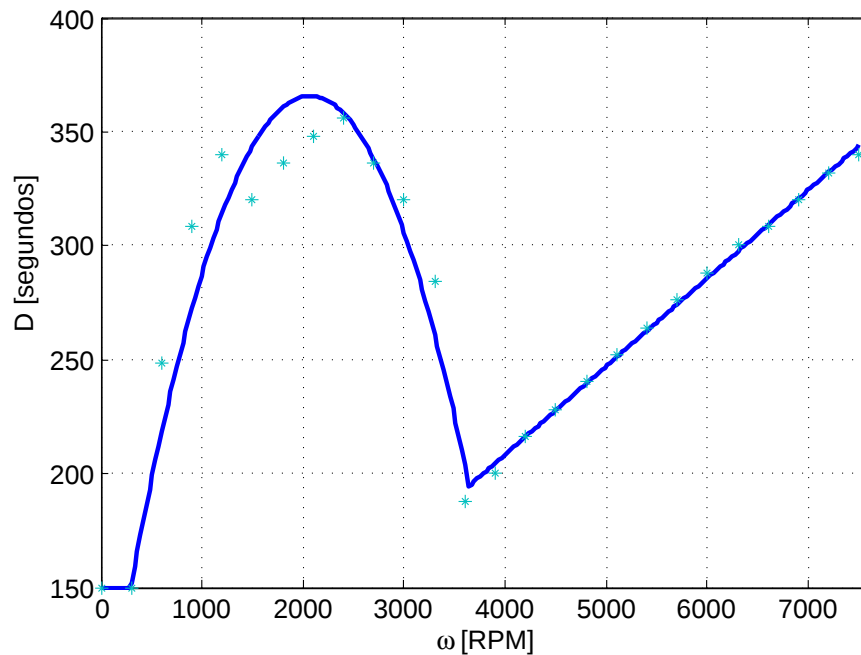


Figura 3.10: Valores obtidos em simulação do ganho derivativo ($D = K_p * T_d$) em função da velocidade desenvolvida pelo rotor para um desempenho otimizado.

Ajustando-se o controlador PD utilizando os parâmetros derivativos para um desempenho otimizado, obtém-se as figuras 3.11 a 3.15 que mostram o resultado das simulações com o controlador adaptativo confrontando com as simulações realizadas com o controlador PD de parâmetros fixo. Através destes resultados, observa-se um melhor comportamento dinâmico para estas velocidades através das trajetórias realizadas pelo rotor em cada um dos casos. Contudo, a implementação desta técnica de controle depende da precisão dos parâmetros e do modelo adotado na representação da planta. Diferentes técnicas de otimização podem ser usadas para a determinação do parâmetro derivativo. Neste trabalho o objetivo foi apenas mostrar a necessidade de um controle adaptativo para melhorar a resposta dinâmica do sistema.

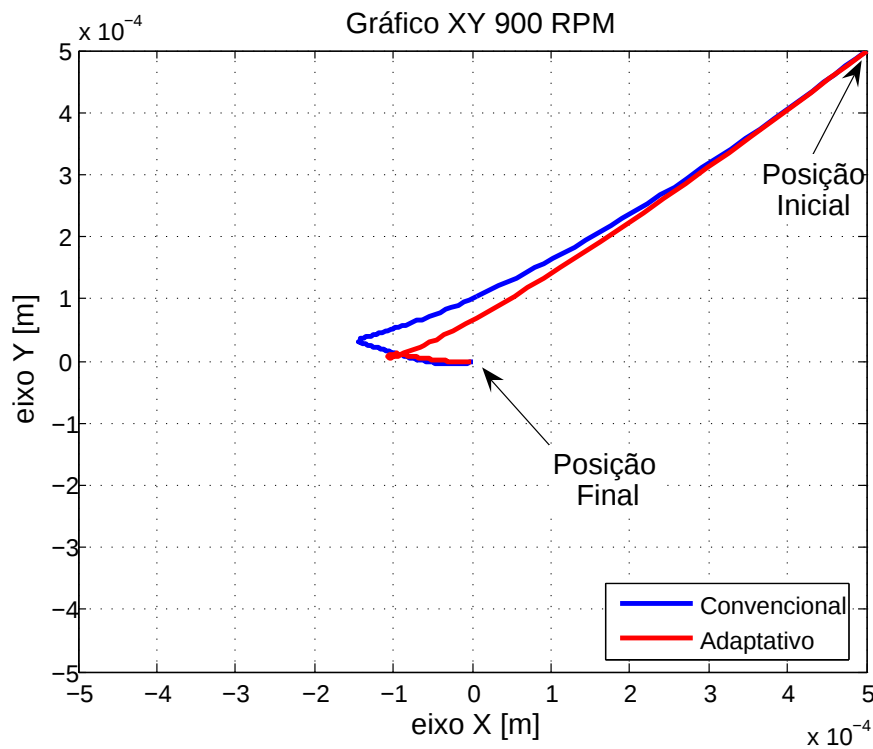


Figura 3.11: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 900 RPM com controle adaptativo.

As comparações dos resultados de simulações das figuras anteriores mostram que a medida que há o aumento da velocidade de operação do rotor a utilização de um controle adaptativo torna-se mais necessária. Nas simulações das figuras 3.8 e 3.9 percebe-se que sem o emprego do controle adaptativo há uma saturação da posição de saída devido aos limites físicos do mancal. Com o uso do controle adaptativo não há qualquer saturação devido aos limites físicos do rotor.

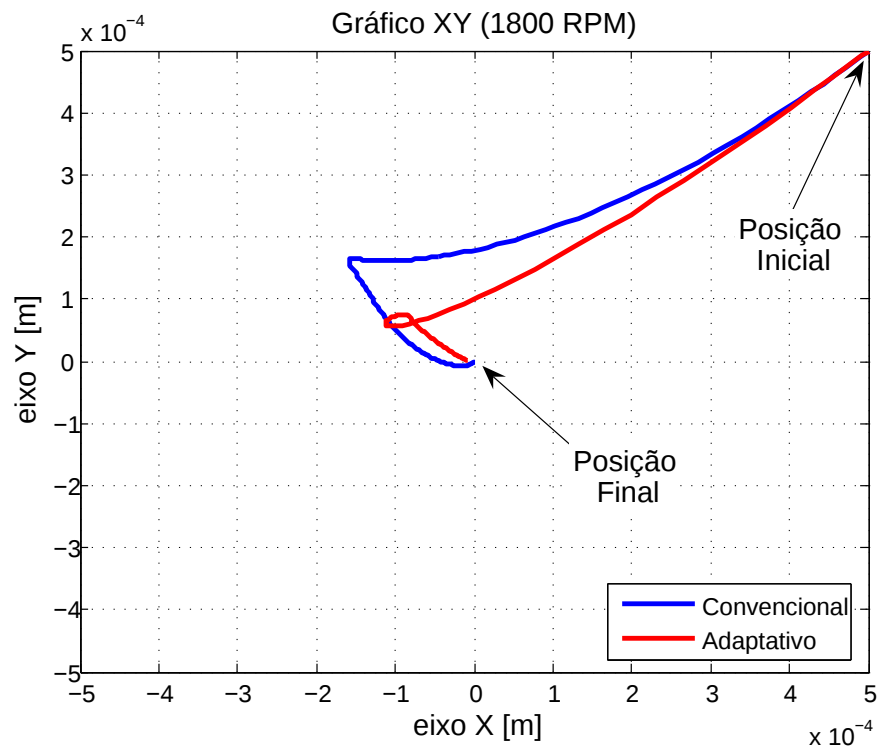


Figura 3.12: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 1800 RPM com controle adaptativo.

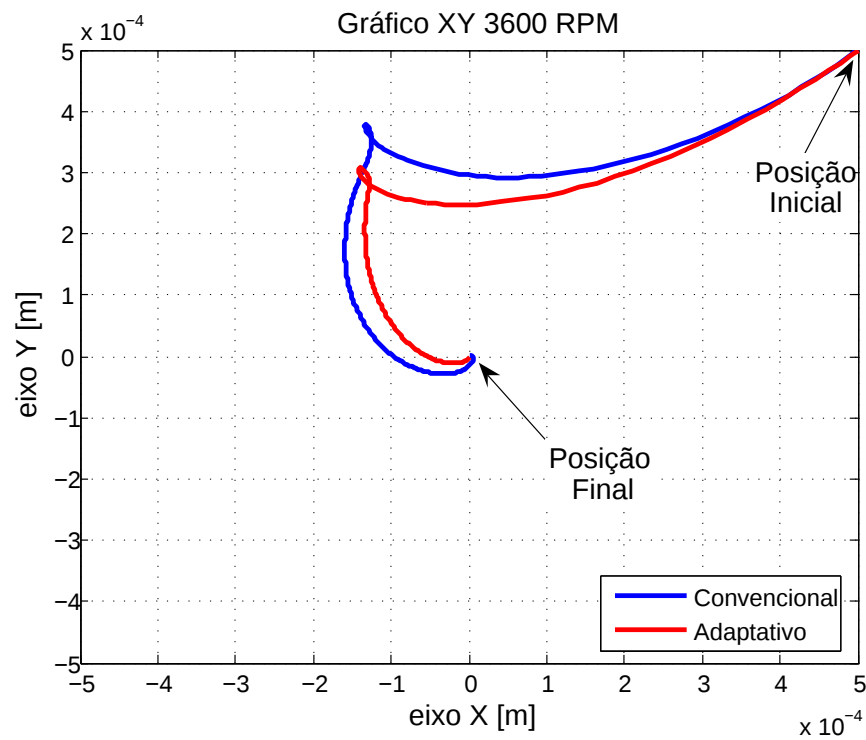


Figura 3.13: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 3600 RPM com controle adaptativo.

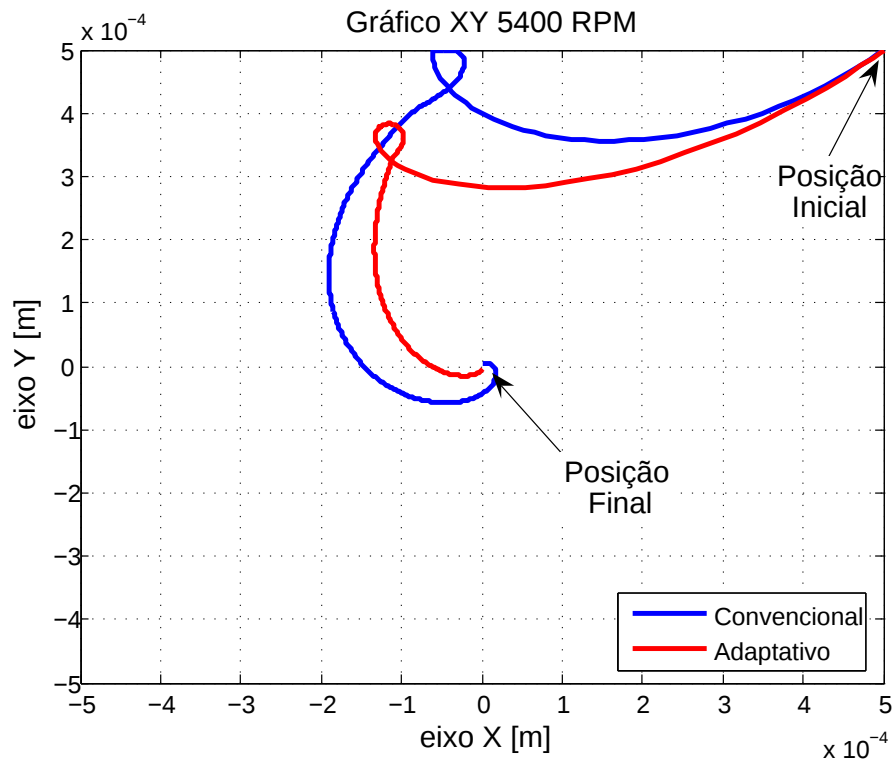


Figura 3.14: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 5400 RPM com controle adaptativo.

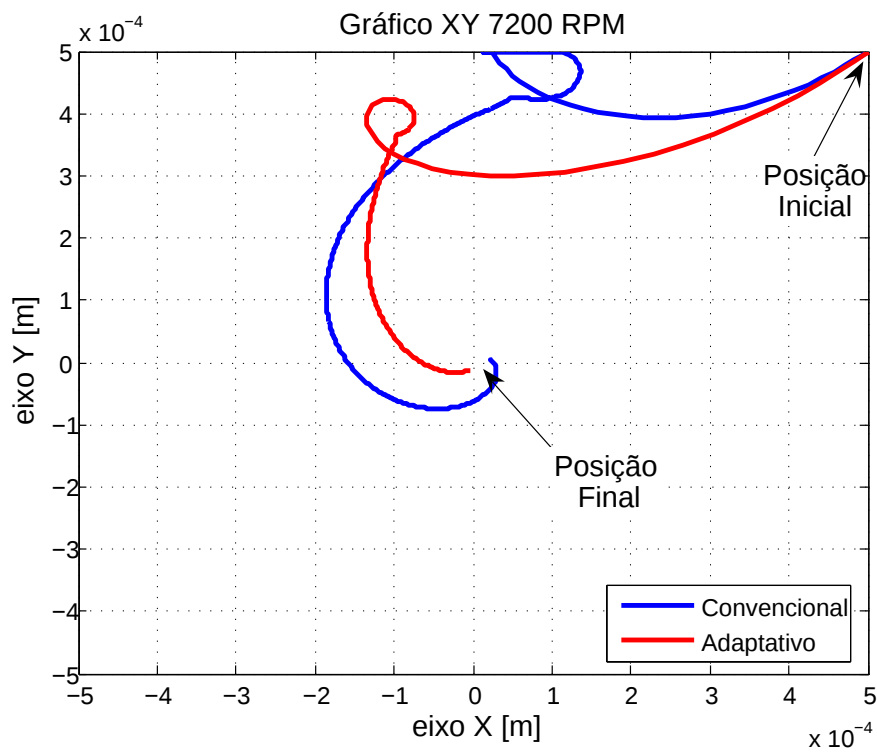


Figura 3.15: Resposta dinâmica simulada para velocidade de operação de 7200 RPM com controle adaptativo.

3.4 Controle PI de velocidade

No controle de velocidade do motor-mancal o sistema de posicionamento radial pode ser desconsiderado. A técnica de controle adotada será o controle de escorregamento com limitação da velocidade de escorregamento. Esta modalidade de controle de motores de indução é abordada em Leonhard[25]. O controle de velocidade deve limitar a velocidade de escorregamento por dois principais motivos: Em primeiro lugar, as correntes induzidas no rotor devem ser reduzidas a ponto que não tenham efeito sobre o sistema de controle de posicionamento radial. Em segundo lugar, para que se tenha um valor de torque proporcional à velocidade de escorregamento. O modelo do sistema de controle empregado nas simulações é apresentado na figura 3.16. A dinâmica mecânica do motor foi aproximada por um sistema de primeira ordem de constante de tempo igual a 0,5 segundo. O controlador utilizado é um PI (Proporcional-integral) com *anti-windup*. O recurso *anti-windup* interrompe o processo de integração quando a saída já atingiu um valor máximo de saturação. Este procedimento obtém uma resposta mais rápida do controlador frente a um controlador PI com somente a saturação na saída. Neste sistema de controle, o valor da saturação é a velocidade máxima de escorregamento. No caso em estudo, 110 RPM.

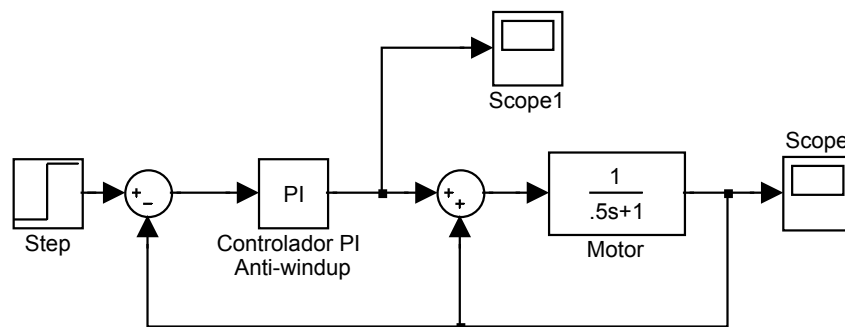


Figura 3.16: Modelo de simulação do controle de velocidade.

Para estudar o efeito da limitação da velocidade de escorregamento na resposta dinâmica do sistema, foram realizadas simulações com resposta ao degrau em 1.0 segundo com valores de 500 RPM, 1000 RPM, 1500 RPM e 2000 RPM. As figuras 3.17 a 3.20 apresentam estes resultados.

No caso da simulação com degrau de 500 RPM, cujo resultado está representado na figura 3.17, a limitação da velocidade de escorregamento ocorreu somente durante o período de 1,0 segundo (momento de aplicação do degrau) até 2,8 segundos. Na

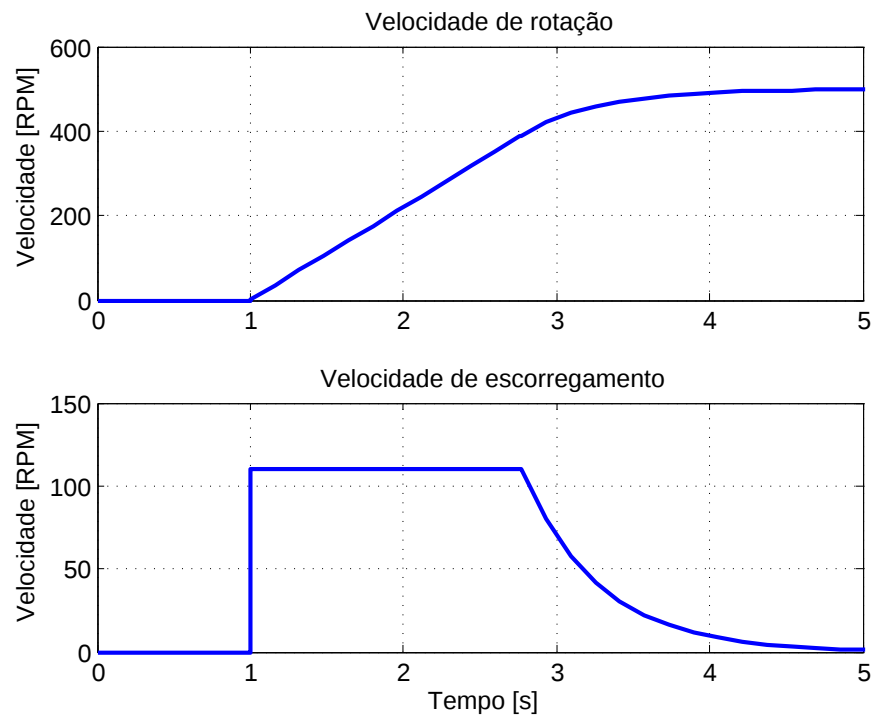


Figura 3.17: Resposta ao degrau na referência de velocidade de 500 RPM.

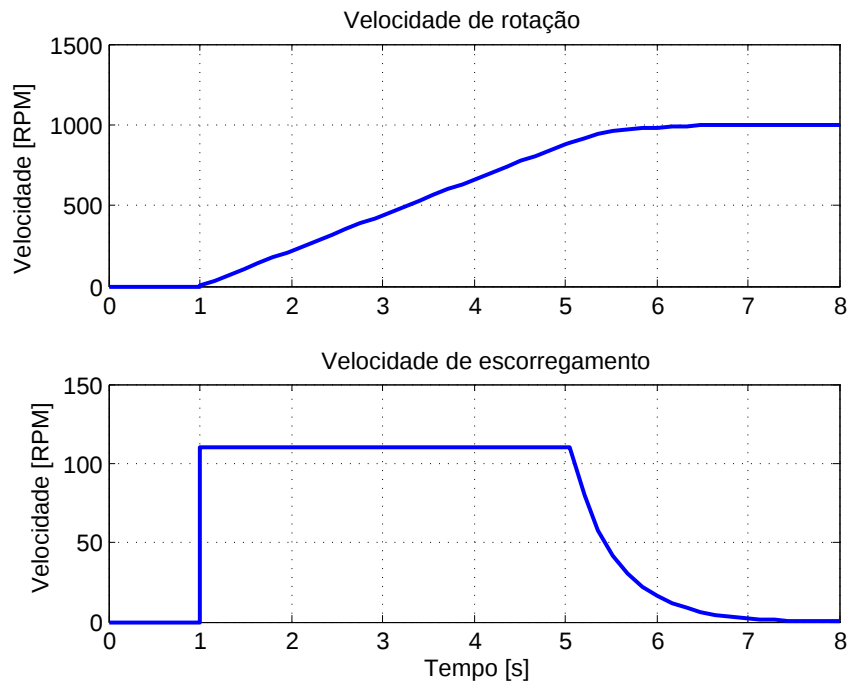


Figura 3.18: Resposta ao degrau na referência de velocidade de 1000 RPM.

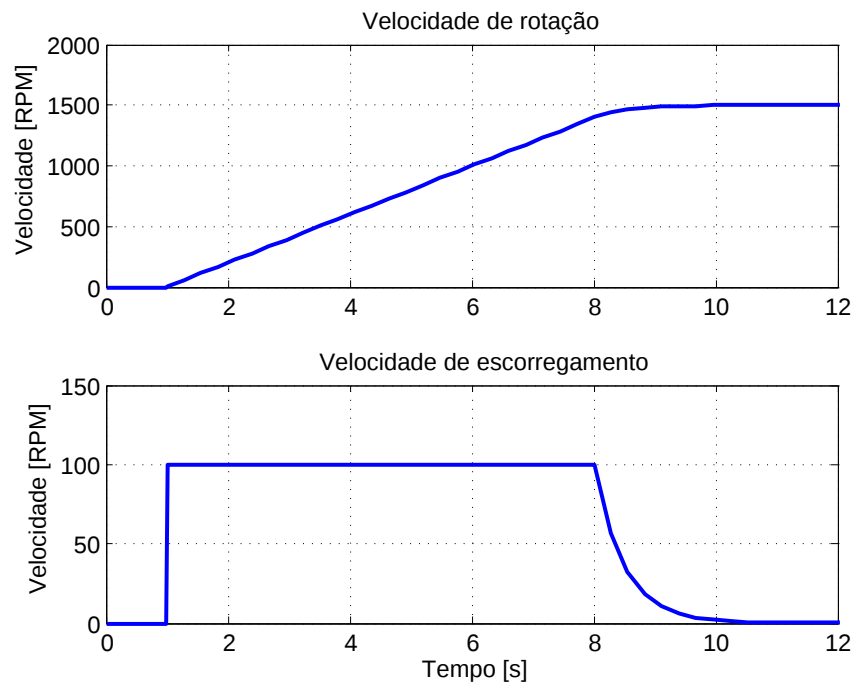


Figura 3.19: Resposta ao degrau na referência de velocidade de 1500 RPM.

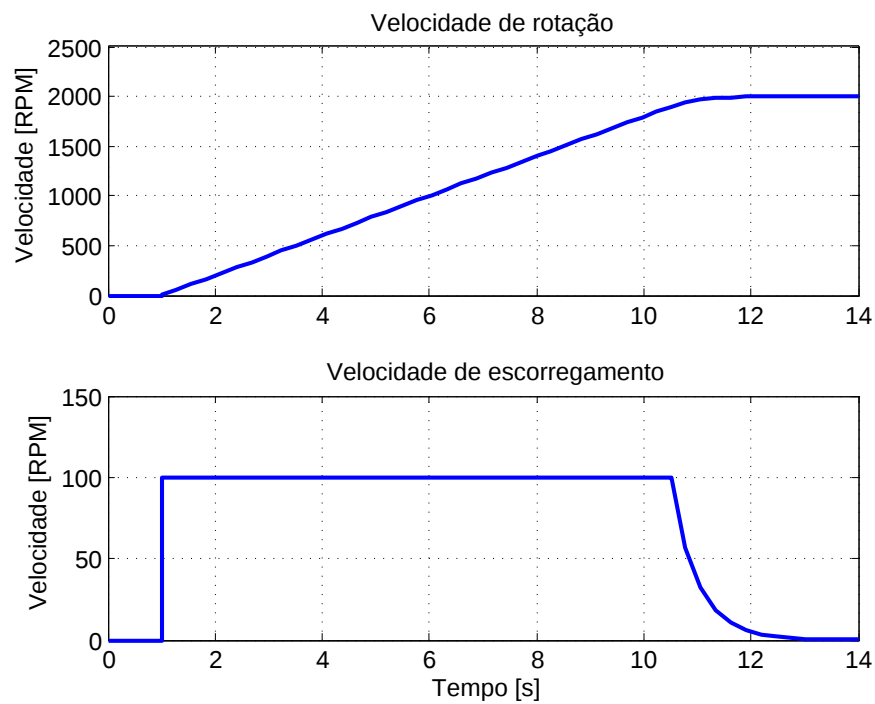


Figura 3.20: Resposta ao degrau na referência de velocidade de 2000 RPM.

simulação da figura 3.18, cuja velocidade de referência é 1000 RPM, observa-se que o efeito da limitação da velocidade de escorregamento ocorreu de 1,0 segundo até 5,0 segundos. Já na figura 3.19, cuja velocidade de referência é 1500 RPM, o efeito da limitação da velocidade de escorregamento ocorreu no período de 1,0 segundo até 8,0 segundos. Por fim, a simulação da figura 3.20, cuja velocidade de referência é 2000 RPM, observa-se que o efeito da limitação da velocidade de escorregamento ocorreu de 1,0 segundos até 11,5 segundos. Esta limitação tenta diminuir a aceleração imposta ao rotor para não permitir a perda de sincronismo durante o processo. Em todos os casos a aceleração foi idêntica durante a limitação do escorregamento.

3.5 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou os resultados de simulação do controle de posição radial do rotor e do controle de velocidade. Conforme visto na abordagem inicial do capítulo, os parâmetros do controlador PD de posição radial pode ser determinado a partir das características desejáveis para o mancal. Um sistema massa-mola equivalente pode ser utilizado como base para esta determinação. Devido ao efeito giroscópico intrínseco à rotação do rotor, pode ser necessário a auto-sintonia do controlador em função da velocidade de rotação. Este procedimento de auto-sintonia é estabelecido por um controlador adaptativo programado. Os resultados de simulação mostram que para os parâmetros do motor em questão há alguma melhoria devido ao emprego de controladores adaptativos. Nas simulações realizadas para o controle de velocidade com limitação na velocidade de escorregamento pode-se observar que o efeito desta limitação é mais prolongado nos maiores degraus de referência de velocidade. Foi empregado um controlador PI com *anti-windup* por possuir uma resposta dinâmica mais rápida por não permitir o processo de integração enquanto a saída estiver saturada.

Capítulo 4

Implementação Digital do Sistema de Controle

Este capítulo tem como objetivo apresentar detalhadamente a implementação do algoritmo de controle utilizando um processador digital de sinais (DSP). Serão abordados os fundamentos das principais rotinas utilizadas no controle do motor-mancal e sua lógica de implementação utilizando aritmética de ponto fixo.

4.1 Aritmética de ponto fixo

Em computação, a representação numérica em ponto fixo é uma representação de números reais que possuem uma quantidade fixa de dígitos antes e depois do ponto decimal. Em contraste à aritmética de ponto fixo tem-se a aritmética de ponto flutuante, que oferece uma maior flexibilidade na representação de números reais separados em mantissa e expoente. A aritmética de ponto fixo é necessária caso não exista uma unidade de processamento em ponto flutuante (FPU) ou se a representação em ponto fixo melhorar a performance ou custo. A maioria dos processadores embarcados não possuem FPU.

Os bits à esquerda do ponto decimal são bits que representam valores inteiros e os bits à direita do ponto decimal representam a parte fracionada. Cada bit fracional representa uma potência inversa de 2. Então o valor do primeiro bit fracional é $1/2$, o segundo é $1/4$, o terceiro é $1/8$ e assim por diante.

Para números em ponto fixo com sinal do formato de complemento de dois, o limite superior é dado por:

$$2^{m-1} - \frac{1}{2^f} \quad (4.1)$$

e o limite inferior é dado por:

$$-2^{m-1} \quad (4.2)$$

onde m é o número de bit da parte inteira e f é o número de bit da parte fracionada.

A assimetria entre os limites superior e inferior é devida a notação em complemento de dois. Por exemplo, um número de 16 bits com sinal com 12 bits para representação da parte inteira e 4 bits para representar a parte fracionada pode assumir valores entre -2048 e 2047,9375. Este mesmo número de 16 bits pode representar valores de 0 a 4095,9375 se o sinal não for considerado.

A notação de aritmética de ponto fixo mais comumente utilizada é a notação na base “Q”, onde o número que segue o “Q” especifica o número de bits da parte fracional. Por exemplo, Q15 representa um número com 15 bits fracionais.

A conversão para esta base é realizada através da multiplicação do número real pelo valor correspondente a base Q utilizada. A tabela 4.1 mostra estes valores de conversão em base Q para a representação de números em ponto fixo.

Tabela 4.1: Valores de conversão da base Q em binário e decimal.

Base	Binário	Decimal
Q1	0000 0000 0001	2
Q2	0000 0000 0010	4
Q3	0000 0000 0100	8
Q4	0000 0000 1000	16
Q5	0000 0001 0000	32
Q6	0000 0010 0000	64
Q7	0000 0100 0000	128
Q8	0000 1000 0000	256
Q9	0001 0000 0000	512
Q10	0010 0000 0000	1024
Q11	0100 0000 0000	2048
Q12	1000 0000 0000	4096

4.2 Características do hardware utilizado

O processador digital de sinais utilizado na elaboração desta dissertação foi o F2812 fabricado pela Texas Instruments. Entre suas principais características pode-se destacar:

- Unidade de processamento: 32 bits, ponto fixo;

- Frequência de operação: 150 MHz;
- Número de conversores analógico-digitais: 16;
- Resolução de conversão analógico-digital: 12 bits.

A placa de desenvolvimento utilizada foi a eZdsp F2812 da Spectrum Digital apresentada na figura 4.1, que contém toda a plataforma necessária para o desenvolvimento e depuração do algoritmo de controle com acesso as portas digitais e analógicas do DSP através de conectores elétricos. Esta placa também fornece a comunicação para a carga do programa em desenvolvimento na memória do DSP através da saída paralela do microcomputador.



Figura 4.1: Placa de desenvolvimento eZdsp F2812

Os sinais analógicos (5 de corrente, 2 de posição e 1 de velocidade) necessitam de um condicionamento do nível de tensão para estar na faixa de operação do DSP (0-3,3 volts). No caso das correntes e das posições é necessário a representação de valores positivos e negativos, por isso o nível zero de tensão destes sinais é representado por aproximadamente 1,7 volts na saída da placa condicionadora. O circuito que realiza este condicionamento é apresentado no apêndice E.

Para a determinação da posição do rotor foram utilizados sensores de posição por efeito parasita que traduzem para níveis de tensão sua posição atual. A folha de dados destes sensores, fornecida pelo fabricante é apresentada no apêndice F.

O valor instantâneo das correntes em cada enrolamento do estator (correntes A1,A2,A3,A4 e B) são medidos por sensores de efeito Hall, cujo manual encontra-se disponível do apêndice G.

A saída do controle são os pulsos de disparo dos IGBT's. Foram utilizado *drivers* de disparo dos IGBT's cujo manual encontra-se no apêndice H, juntamente com a folha de dados dos IGBT's utilizado. A tensão da fonte de potência de corrente contínua utilizada na alimentação dos IGBT's é de 100 Volts.

A velocidade do rotor é traduzida por tacômetro digital(manual disponível no apêndice I) em níveis de tensão. A faixa de variação da velocidade configurada neste dispositivo é de 0 a 3600 RPM.

Algumas considerações sobre a implementação de um sistema de controle de motores mancais podem ser vistos em [26][27].

4.3 Implementação do programa de controle

O diagrama funcional de implementação do sistema de controle está descrito na figura 4.2. O programa computacional que implementa este sistema de controle foi escrito em C utilizando o ambiente de desenvolvimento Code Composer[®] [28] da Texas Instruments. Este ambiente permite a depuração assistida do programa em desenvolvimento, visualizando suas variáveis em tempo real. Além do Code Composer[®] foi utilizado um pacote de rotinas em C para inicialização e configuração do DSP e uma biblioteca para a implementação do PID digital. O processo de execução do programa pode ser dividido em duas etapas: inicialização e interrupção. Cada uma destas etapas será detalhadamente descrita nas seções seguintes. Será discutido também a implementação do PID digital realizada pela biblioteca.

4.3.1 Inicialização

O processo de inicialização consiste em configurar os dispositivos internos da CPU e os diferentes periféricos. A figura 4.3 apresenta um fluxograma de execução do processo de inicialização. Cada etapa é descrita nos itens abaixo.

4.3.1.1 Processo de inicialização do sistema

O processo de inicialização do sistema consiste em configurar os flags internos de ciclo de execução da CPU, vetores de interrupção e temporizadores.

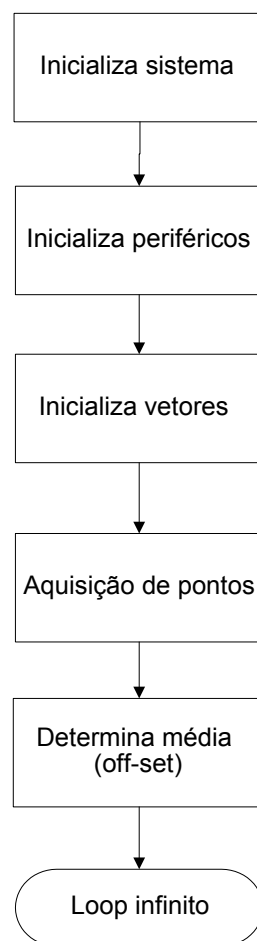


Figura 4.3: Fluxograma de inicialização do programa de controle.

4.3.1.6 Loop infinito

Neste momento o controle de execução da função principal (main) fica em loop infinito aguardando a requisição de interrupção.

4.3.2 Interrupção para cálculo dos controles de posição e velocidade e geração de correntes senoidais

A finalidade das rotinas de cálculo controles de posição e velocidade e geração das correntes senoidais estarem definidos dentro de uma interrupção é garantir a periodicidade de repetição destas rotinas em intervalos regulares. Com isto, é definido o período de amostragem do sistema discreto. A frequência em Hertz para a chamada da interrupção foi estabelecida em 32786 Hz. Este valor é conveniente porque é a frequência necessária para preencher totalmente um buffer de 16 bit's (65536 posições) em dois segundos. Isto permite definir a base de tempo para a geração das referencias de correntes senoidais, gerando frequências múltiplas de 0,5 Hz. Com isso, o intervalo de tempo entre duas interrupções é de $30,4\mu s$. O tempo de computação medido foi de $16,8\mu s$. A figura 4.4 apresenta o fluxograma de execução desta rotina de interrupção. Cada procedimento apresentado nesta figura será detalhado nas seções seguintes.

4.3.2.1 Aquisição de pontos

Nesta etapa é realizada a aquisição de valores referentes as medidas de correntes (4 correntes de fase A e 1 corrente da fase B), das medidas de posição radial do rotor (2 medidas, eixo x e eixo y) e a velocidade de rotação do rotor.

4.3.2.2 Filtro de média móvel

Como as medidas obtidas podem estar contaminadas com sinais espúrios, intrínsecos do próprio sistema de medição, é necessário um filtro para diminuir o impacto destes ruídos no sinal monitorado. Para isso, foi implementado um filtro de média móvel com janela de 8 pontos. Neste caso o resultado do valor da medida após o tratamento do filtro é a média das últimas 8 aquisições anteriores.

4.3.2.3 Retirada do nível de off-set

Este procedimento é necessário para restaurar a informação do representação da polaridade do sinal medido, que foi perdida no processo de conversão analógico

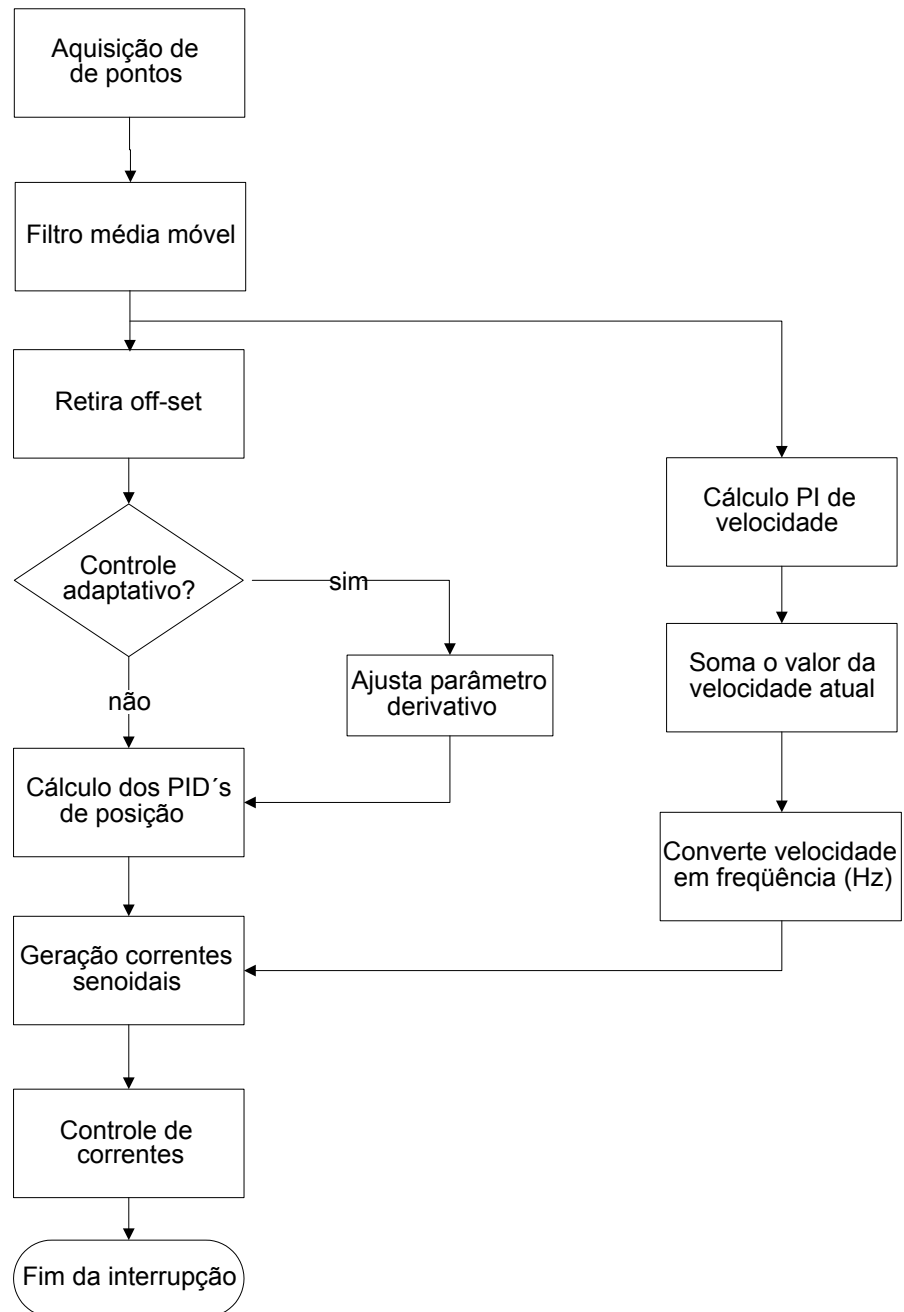


Figura 4.4: Fluxograma da interrupção de controle de posição e geração de correntes senoidais.

digital já explicado no item 4.2. Como os ADC's utilizados são de 12 bits a excursão máxima das grandezas medidas é de -2048 a 2048. A única grandeza monitorada que não passa por este processamento é a velocidade de rotação do rotor.

4.3.2.4 Ajuste do parâmetro derivativo

O ajuste do parâmetro derivativo em função da velocidade do rotor é realizado caso o controle adaptativo esteja selecionado. Este ajuste é feito em função da interpolação de pontos de um vetor onde estão armazenados os valores de parâmetros derivativos otimizados para algumas velocidades de operação.

4.3.2.5 Cálculo dos PID's de posição

Nesta etapa é realizado a passagem dos sinais de controle (referência e realimentação) ao objeto que implementa o controle PID e a obtenção do valor da saída do controlador através da chamada de um método deste objeto. O significado do valor obtido na saída é o incremento de corrente necessário ao módulo das correntes senoidais para que a restauração da posição do rotor seja realizada.

4.3.2.6 Geração das referências de correntes senoidais

A geração das referências de correntes senoidais (4 correntes da fase A e 1 corrente da fase B) é realizada em função das informações do incremento de corrente necessário a restauração da posição radial do rotor e da frequência estabelecida pelo controlador de velocidade.

4.3.2.7 Controle de corrente

Este módulo implementa o controle de corrente comparando a corrente medida pelos sensores de efeito Hall com a referência de corrente gerada no item anterior. Se o valor de corrente medida pelo sensor for menor que o valor da corrente de referência diminuído de um valor estipulado de banda morta então o IGBT superior (positivo) é acionado enquanto o inferior é desligado. Se o valor de corrente medida pelo sensor for maior que o valor da corrente de referência somado de um valor estipulado de banda morta então o IGBT inferior (negativo) é acionado enquanto o superior é desligado. Para uma referência puramente senoidal a forma de onda da corrente gerada terá o aspecto da figura 4.5 onde os limites máximos e mínimos

de oscilação da corrente imposta em torno da referência é dado pelo banda morta. Esta técnica de controle de corrente por histerese é conhecida como *bang-bang*.

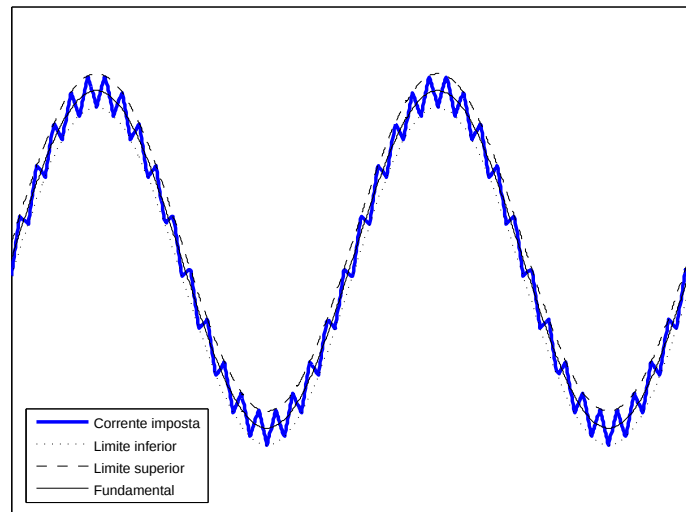


Figura 4.5: Forma de onda do controle de corrente *bang-bang*.

4.3.2.8 Cálculo do PI de velocidade

O cálculo do PI de velocidade é realizado a cada 6553 chamadas a interrupção. Isto garante um intervalo entre cálculos consecutivos de controlador de velocidade de 200 ms. A saída deste controlador é a velocidade de escorregamento, que estabelece um limite máximo através da saturação da saída deste controlador.

4.3.2.9 Soma do valor da velocidade atual do rotor

Este procedimento corresponde a uma simples soma do valor medido da velocidade do rotor com o valor da velocidade de escorregamento estabelecida pelo controlador PI. Esta operação é que permite o controle efetivo da velocidade do rotor com limitação da velocidade de escorregamento.

4.3.2.10 Conversão da velocidade em RPM para Hertz

Este procedimento converte a velocidade a ser imposta ao rotor em rotações por minuto (RPM) em Hertz para que seja utilizado como multiplicador do argumento das funções seno e cosseno na geração das referências de correntes senoidais.

4.3.3 Implementação digital dos controladores PID

A implementação digital do controlador PID utilizado no controle de posição radial do rotor foi realizada a partir de uma biblioteca fornecida pela Texas Instruments escrita para esta família de processadores. Esta biblioteca implementa um controlador PID digital de 32 bits com correção *anti-reset windup*. Este módulo também pode ser usado como controlador PI ou PD. Nesta controlador PID digital, a equação a diferencial é transformada numa equação a diferenças por aproximação *backward*.

O diagrama em blocos de um controlador PID convencional com *anti-reset windup* é apresentado na figura 4.6:

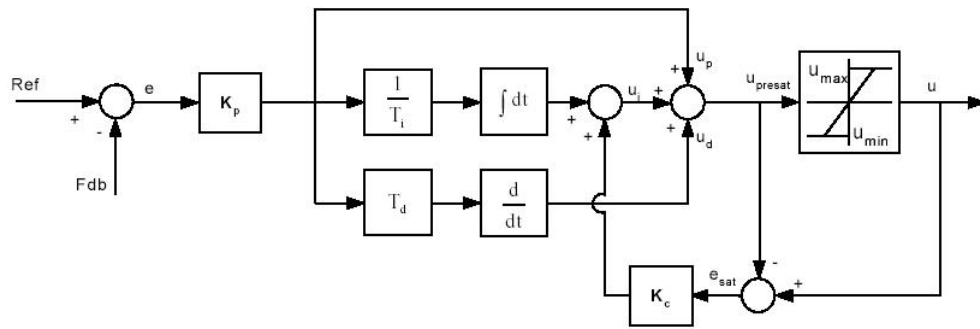


Figura 4.6: Diagrama em blocos do controlador PID convencional com *anti-reset windup*

A equação diferencial do controlador PID antes da saturação é descrita conforme a equação 4.3:

$$u_{presat}(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t) \quad (4.3)$$

Cada termo pode ser escrito da seguinte forma:

Termo proporcional:

$$u_p = K_p * e(t) \quad (4.4)$$

Termo integral com saturação:

$$u_i = \frac{K_p}{K_i} \int_0^t e(\xi) d\xi + K_c(u(t) - u_{presat}(t)) \quad (4.5)$$

Termo derivativo:

$$u_d = K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.6)$$

As equações 4.4 a 4.6 podem ser discretizadas usando a aproximação *backward* como:

Saída pre-saturação:

$$u_{presat}(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (4.7)$$

Termo proporcional:

$$u_p(k) = K_p e(k) \quad (4.8)$$

Termo integral com saturação:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_p \frac{T}{T_i} e(k) + K_c(u(k) - u_{presat}(k)) \quad (4.9)$$

Termo derivativo:

$$u_d = K_p \frac{T_d}{T} (e(k) - e(k-1)) \quad (4.10)$$

Definindo $K_i = \frac{T}{T_i}$ e $K_d = \frac{T_d}{T}$, então o termo integral e o termo derivativo ficam:

$$u_i(k) = u_i(k-1) + K_i u_p(k) + K_c(u(k) - u_{presat}(k)) \quad (4.11)$$

$$u_d = K_d(u_p(k) - u_p(k-1)) \quad (4.12)$$

onde T é o período de amostragem em segundos.

4.4 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou as principais considerações no desenvolvimento do *hardware* e *software* do sistema de controle. As características do *hardware* utilizado foram descritas. O projeto do programa de controle foi detalhadamente apresentado com o auxílio de fluxogramas, onde foram descritas a função de cada subrotina. O modelo de implementação do controlador PID com *anti-reset* também foi descrito com suas equações.

Capítulo 5

Resultados Experimentais

Este capítulo abordará os resultados experimentais obtidos com a montagem do protótipo.

5.1 Protótipo de bancada

A figura 5.1 apresenta a fotografia da bancada com o protótipo do motor-mancal utilizado. Os resultados experimentais que serão apresentados nesta dissertação foram obtidos com o auxílio do osciloscópio TDS 700, fabricado pela Tektronics. Este instrumento possui saída de dados serial, tornando possível a exportação das curvas aquisitadas para um microcomputador. Para a sincronização das aquisições com o momento da aplicação de um degrau na referência de posição, foi utilizado o sincronismo externo gerado a partir na mudança de nível de uma porta de I/O da placa do DSP. Todas as figuras obtidas neste capítulo foram obtidas utilizando-se o controle adaptativo.

5.2 Controle de posição radial do rotor

A figura 5.2 apresenta a circunferência de órbita de máxima excursão da posição do rotor em comparação com a posição do rotor com a atuação do sistema de controle. A sensibilidade dos sensores de posição é de $10mV/\mu m$. Observando a figura 5.2, a variação máxima da tensão para cada eixo de controle é de $\pm 3volts$, que representa uma variação de $\pm 0.3mm$ de entreferro. Com a atuação do sistema de controle a variação da posição do rotor em relação a posição central é menor que $50\mu m$.

Para observar o comportamento dinâmico do protótipo e um possível acopla-

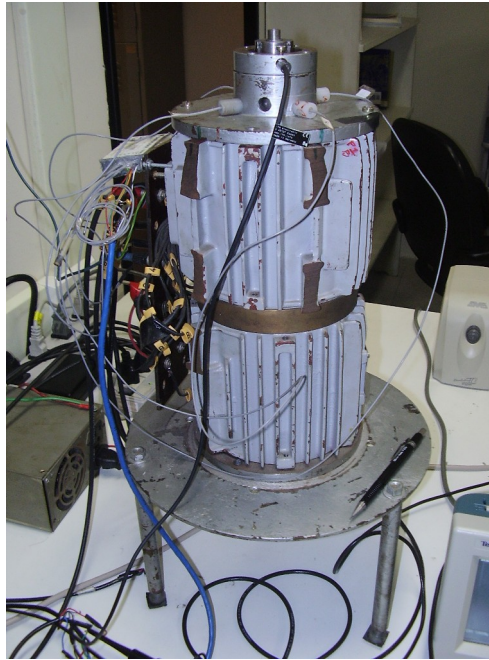


Figura 5.1: Fotografia da bancada com o protótipo do motor-mancal utilizado.

mento entre as respostas dos eixos de controle, foi aplicado um degrau na referência de posição somente na direção y . Este procedimento foi realizado nas velocidades de 500 RPM, 1000 RMP, 1500 RPM e 2000 RPM com e sem o uso de controle adaptativo. As figuras 5.3 a 5.6 mostram os resultados utilizando o controle não-adaptativo. Já as figuras 5.7 a 5.10 mostram os resultados utilizando o controle adaptativo. Em cada figura são apresentados dois gráficos relativos a monitoração do eixo x e do eixo y , respectivamente. Cada uma destas figuras será comentada a seguir.

A figura 5.3 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 500 RPM sem o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $180\ \mu m$ no intervalo de 0.02 a 0.06 segundos. A partir de 0.06 segundos a posição do rotor estabilizou em $117\ \mu m$.

A figura 5.4 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 1000 RPM sem o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $150\ \mu m$ no intervalo de 0.01 a 0.05 segundos. A partir de 0.05 segundos a posição do rotor

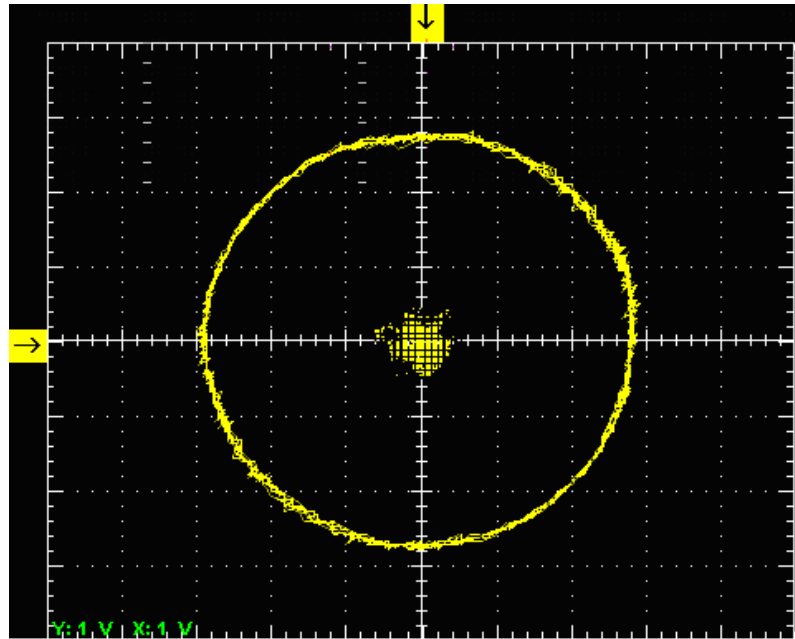


Figura 5.2: Circunferência de órbita máxima do rotor e posição do rotor com atuação do sistema de controle.

estabilizou em $117 \mu m$.

A figura 5.5 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 1500 RPM sem o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $130 \mu m$ no intervalo de 0.01 a 0.05 segundos. A partir de 0.05 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

A figura 5.6 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 2000 RPM sem o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $180 \mu m$ no intervalo de 0.01 a 0.04 segundos. A partir de 0.04 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

A figura 5.7 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 500 RPM com o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve não houve algum sobrepasso significativo. A partir de 0.01 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

A figura 5.8 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição ra-

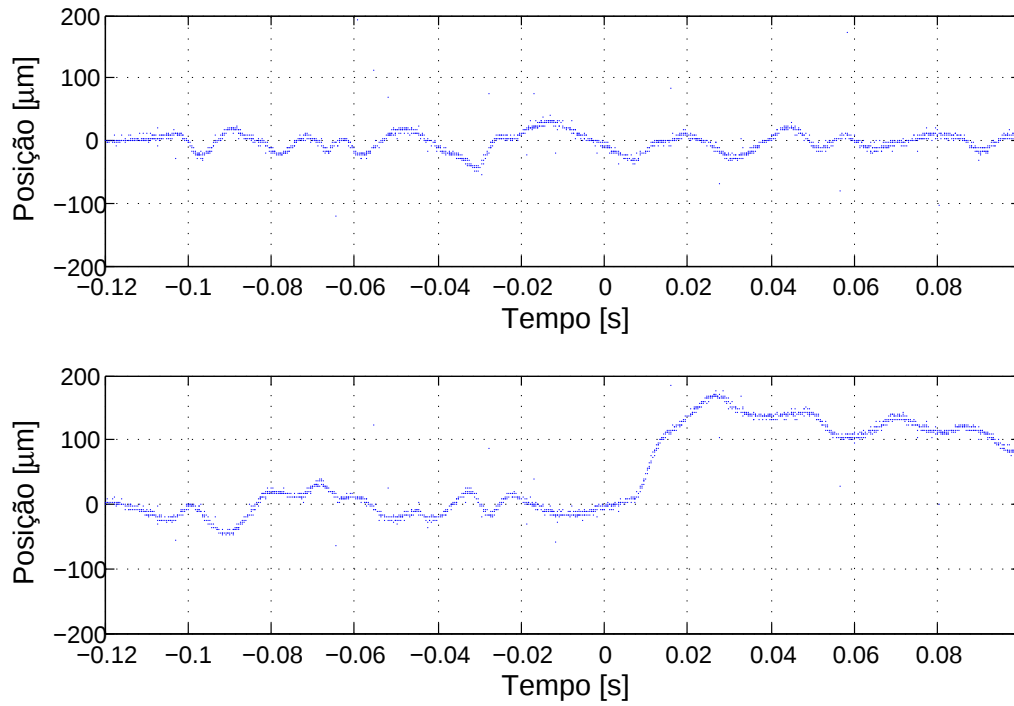


Figura 5.3: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 500 RPM sem controle adaptativo.

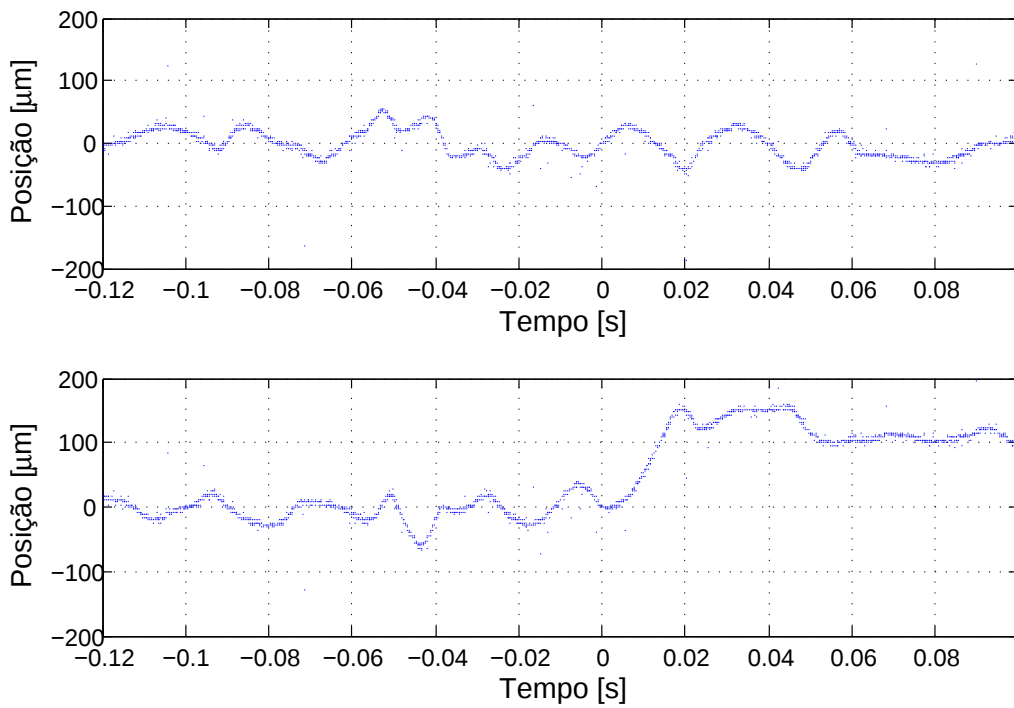


Figura 5.4: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 1000 RPM sem controle adaptativo.

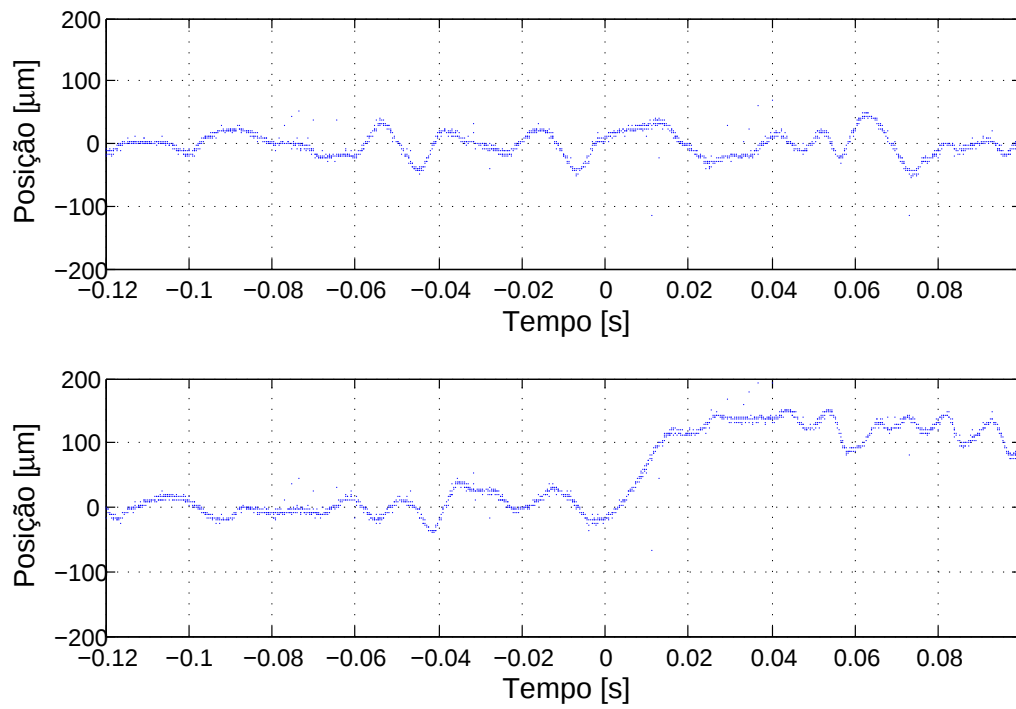


Figura 5.5: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu\text{m}$ na velocidade de 1500 RPM sem controle adaptativo.

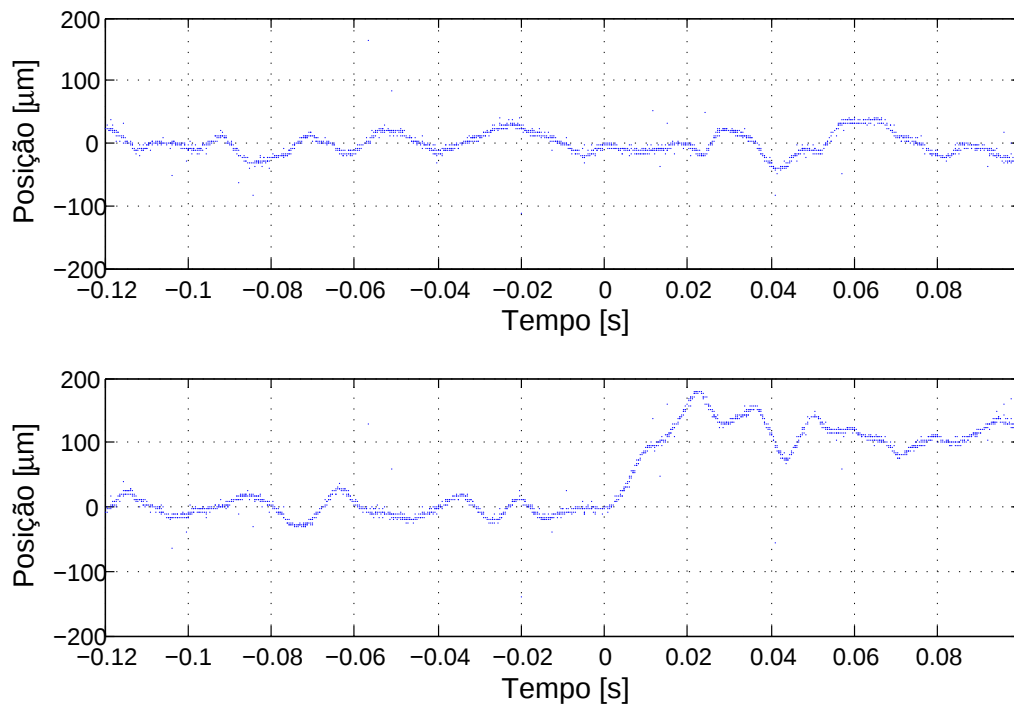


Figura 5.6: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu\text{m}$ na velocidade de 2000 RPM sem controle adaptativo.

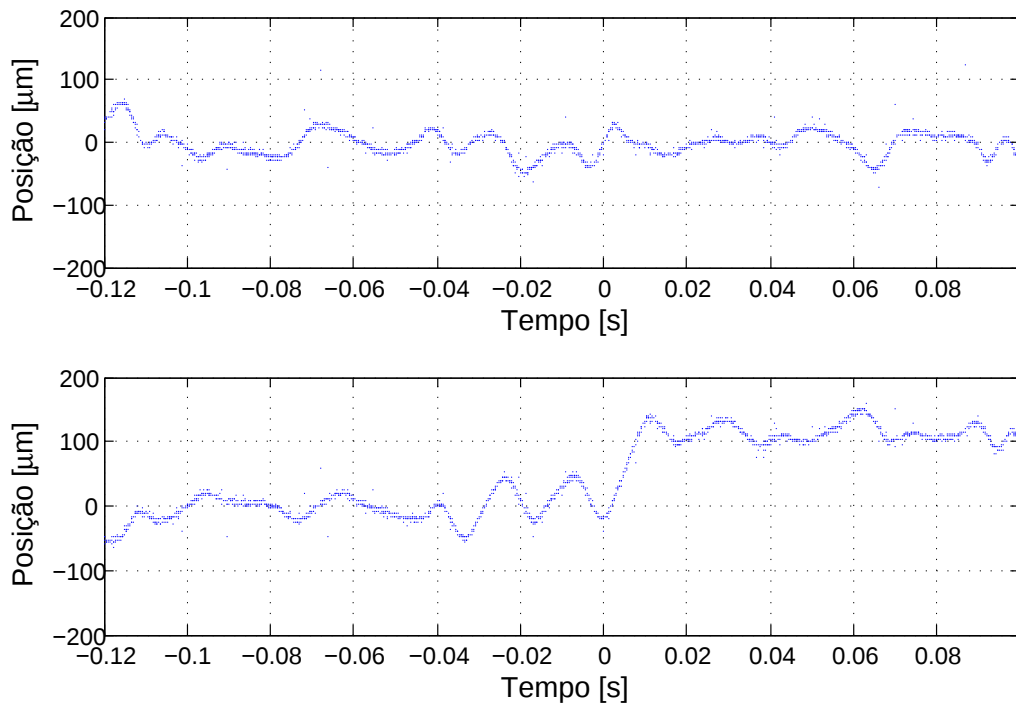


Figura 5.7: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 500 RPM com controle adaptativo.

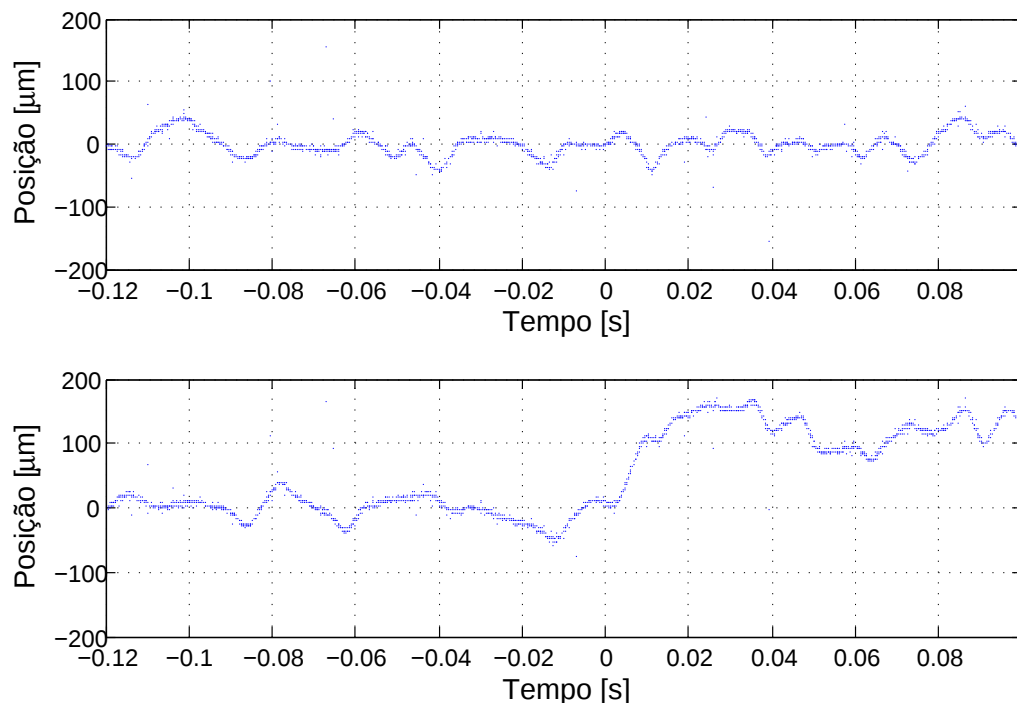


Figura 5.8: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 1000 RPM com controle adaptativo.

dial na velocidade de operação de 1000 RPM com o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $160 \mu m$ no intervalo de 0.01 a 0.04 segundos. A partir de 0.04 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

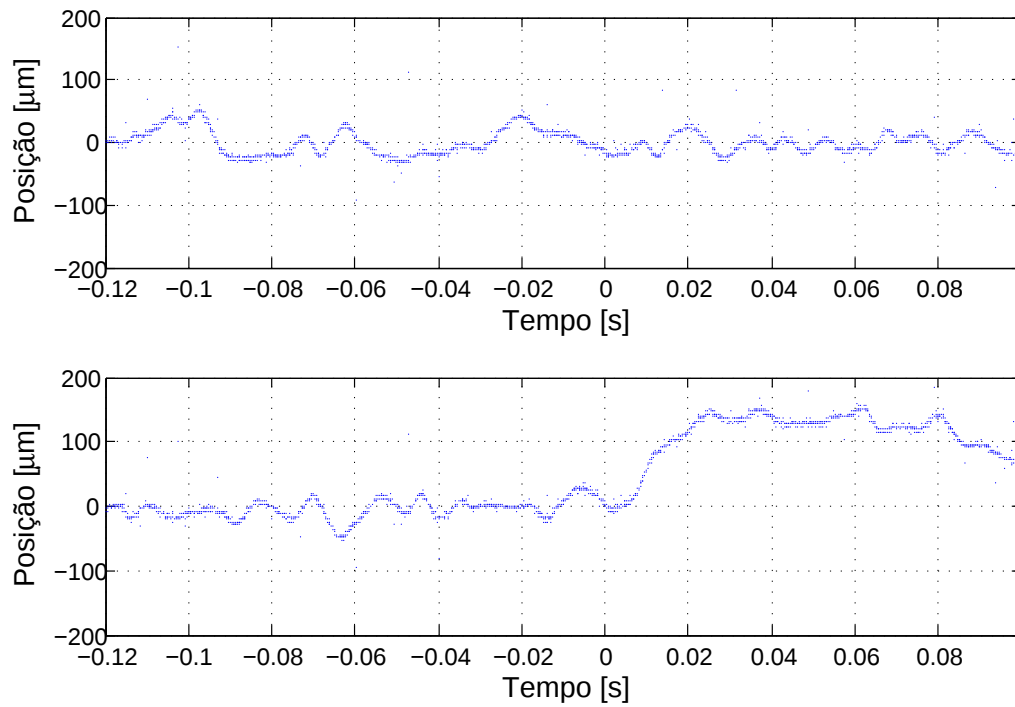


Figura 5.9: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 1500 RPM com controle adaptativo.

A figura 5.9 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 1500 RPM com o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve não houve algum sobrepasso significativo. A partir de 0.01 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

A figura 5.10 apresenta a resposta dinâmica do sistema de controle de posição radial na velocidade de operação de 2000 RPM com o emprego de controle adaptativo. Nota-se que o degrau de referência de posição y não provoca nenhuma alteração no eixo de controle x e que houve um sobrepasso de valor máximo igual a $160 \mu m$ no intervalo de 0.01 a 0.04 segundos. A partir de 0.04 segundos a posição do rotor estabilizou em $117 \mu m$.

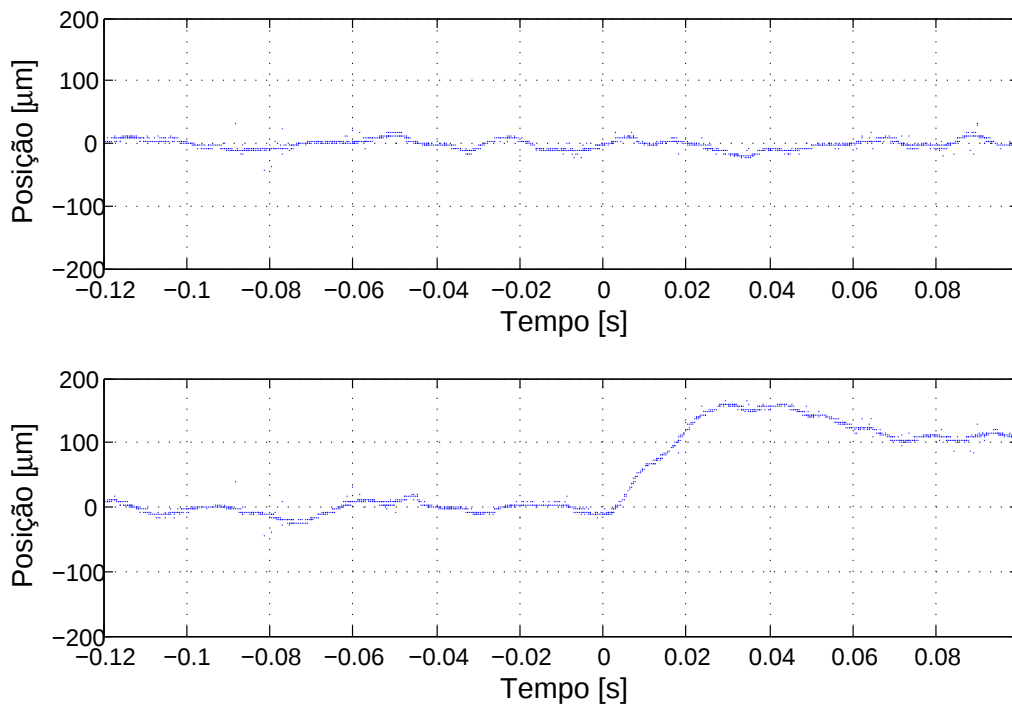


Figura 5.10: Resposta a um degrau de posição de $117 \mu m$ na velocidade de 2000 RPM com controle adaptativo.

5.3 Controle de velocidade de rotação do rotor

O controle de velocidade do rotor, já descrito na seção 3.4, compreende em um controlador PI com saturação e esquema de *anti-windup* cuja saída é a velocidade de escorregamento do rotor. Esta configuração permite a limitação da velocidade de escorregamento de forma a minimizar as correntes parasitas induzidas no rotor que poderiam influenciar no controle de posição radial do rotor. As figuras 5.11 a 5.14 apresentam a comparação dos resultados de bancada com os resultados obtidos por simulação.

A figura 5.11 apresenta o comportamento dinâmico do sistema de controle para uma velocidade de referência de 500 RPM. Nota-se que o comportamento real foi bastante próximo ao previsto em simulações. A maior divergência foi na parte final da curva no intervalo de 5 a 7 segundos.

A figura 5.12 também apresenta o comportamento dinâmico do sistema de controle para uma velocidade de referência de 1000 RPM. Nota-se que o comportamento real foi bastante próximo ao previsto em simulações. A maior divergência foi na parte final da curva no intervalo de 5 a 7 segundos.

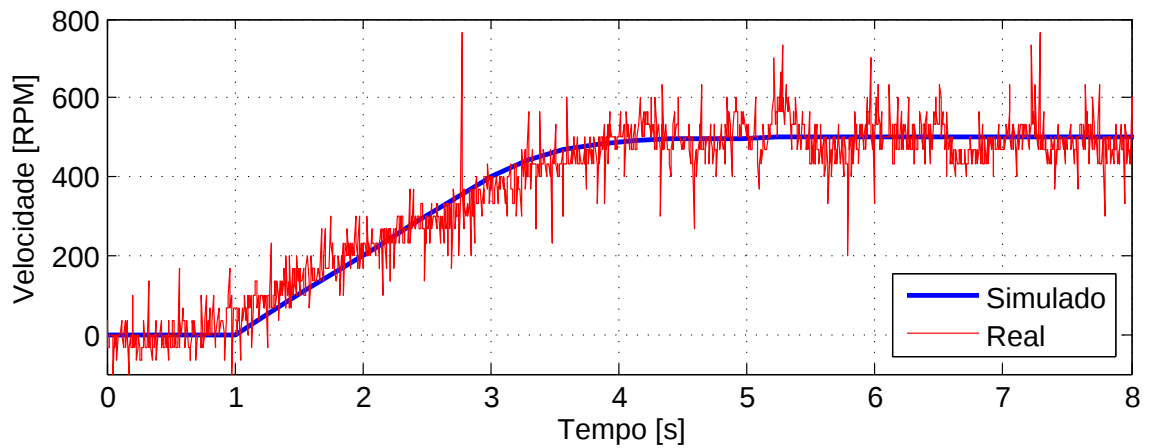


Figura 5.11: Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 500 RPM

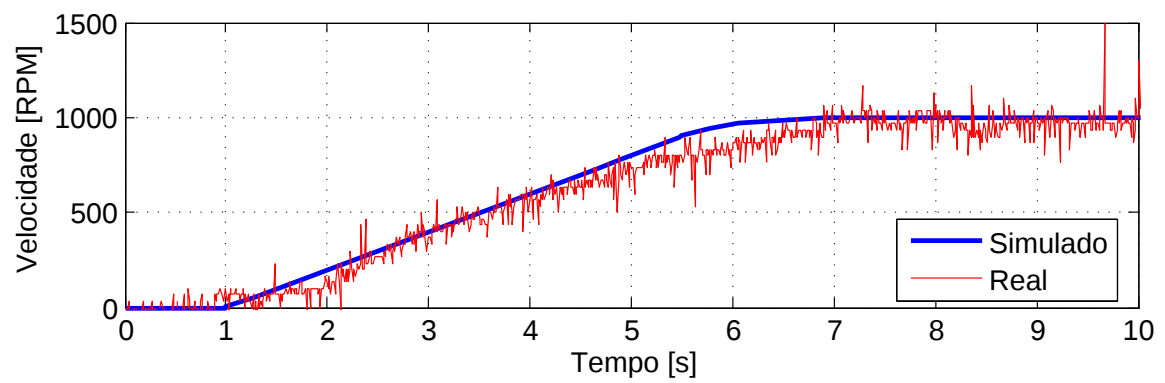


Figura 5.12: Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 1000 RPM

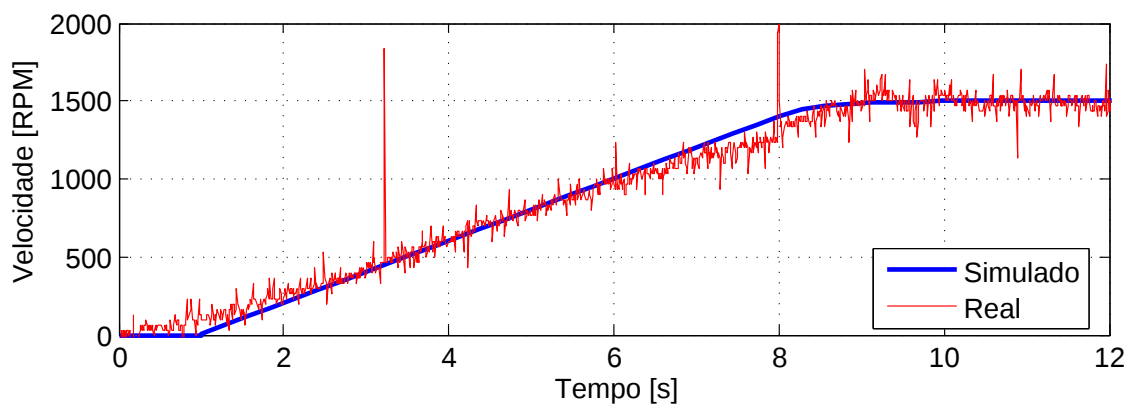


Figura 5.13: Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 1500 RPM

Já a figura 5.13, que também apresentou o comportamento dinâmico bastante próximo ao previsto em simulações, correspondente a uma referência de velocidade de 1500 RPM. A maior divergência foi na parte final da curva no intervalo de 6 a 8 segundos.

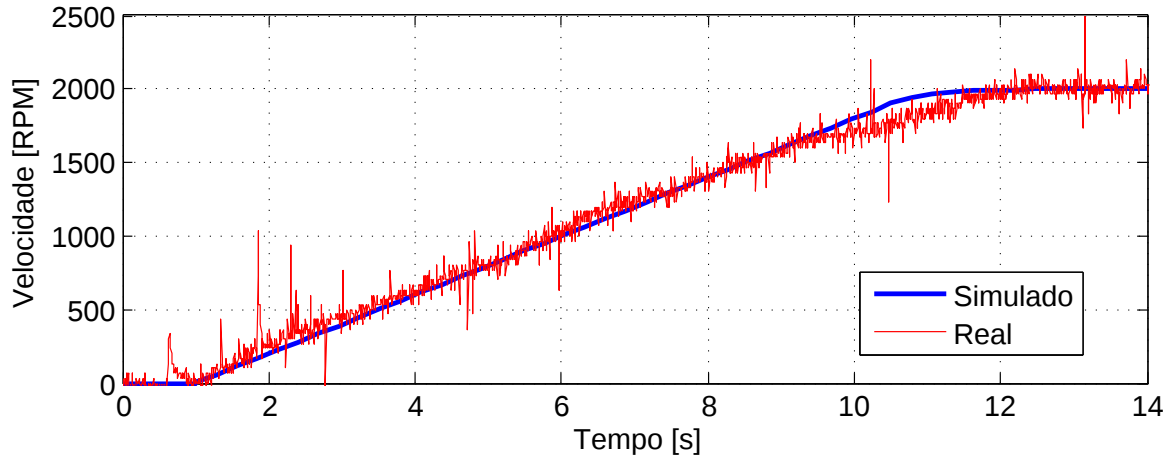


Figura 5.14: Resposta dinâmica do controlador de velocidade com referência em 2000 RPM

Na observação da figura 5.14 para uma referência de 2000 RPM, percebe-se que, mais uma vez, o comportamento real do sistema ficou bastante próximo ao previsto por simulações. A maior divergência foi na parte final da curva no intervalo de 10 a 12 segundos.

5.4 Conclusões parciais

Este capítulo apresentou os resultados experimentais obtidos em bancada. Foram realizados ensaios com aplicação de degraus de posição nas velocidades de 500 RPM, 1000 RPM, 1500 RPM e 2000 RPM, com e sem o uso de controle adaptativo. Observou-se que os casos que empregavam o controle adaptativo houve uma pequena melhora em sua resposta dinâmica. Os testes com o controle de velocidade tiveram resposta bastantes semelhantes aos resultados obtidos por simulação. Para minimizar os efeitos provocados pelas correntes induzidas no rotor, foi escolhido um valor baixo de velocidade de escorregamento (110 RPM). Com isso, a resposta dinâmica do sistema torna-se lenta, porém garante-se que não há influência significativas das correntes induzidas no rotor sobre o sistema de controle de posicionamento radial do rotor.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Este capítulo aborda as conclusões finais obtidas com este trabalho de pesquisa e apresenta algumas sugestões de trabalhos futuros que poderão dar prosseguimento a esta linha de pesquisa com motores-mancais.

6.1 Conclusões finais

Este trabalho apresentou no primeiro capítulo os fundamentos das principais tecnologias empregadas na construção de mancais magnéticos. O motor-mancal é uma variante do mancal eletromagnético apresentado neste capítulo introdutório, que combina as funções de motor e mancal eletromagnético ao mesmo tempo. No capítulo 2, o motor-mancal foi detalhadamente estudado em seus conceitos eletromagnético e mecânico. A partir destes resultados, um modelo de simulação foi construído em função dos parâmetros mecânicos do rotor. O capítulo 2 também apresentou uma análise das frequências de ressonância do rotor considerando quatro graus de liberdade e a ação do controlador substituída por molas hipotéticas equivalentes. Um gráfico das frequências de ressonância em função da velocidade de rotação foi determinado a partir deste estudo, onde pode-se concluir que todas as frequências de excitação críticas estão abaixo da frequência de rotação.

O capítulo 3 apresentou as considerações sobre a síntese do sistema de controle com base no modelo eletromecânico definido no capítulo 2. Com estas considerações foi possível projetar um sistema de controle e realizar simulações para diferentes velocidades de rotação. O resultado destas simulações utilizando controladores PD com parâmetros fixos sugerem a sua sintonia em função da velocidade do rotor no objetivo de diminuir o efeito giroscópico. Uma metodologia computacional para a determinação dos parâmetros do controlador foi sugerida através da realização de

simulações exaustivas com critério de seleção de menor sobre-passo. Novas simulações foram feitas e se comprovou alguma melhoria na resposta dinâmica do sistema com o uso de controladores adaptativos.

O capítulo 4 apresentou a implementação do sistema de controle em um algoritmo computacional escrito em linguagem C. Os fluxogramas que representam o fluxo de execução das principais rotinas e interrupções foram apresentados. Considerações sobre o *hardware* e detalhes sobre a implementação do controlador PID discreto também foram apresentados.

O capítulo 5 apresentou os resultados obtidos em bancada do sistema de controle para posicionamento do rotor e do sistema de controle de velocidade. Para o controle de posição radial do rotor foram realizados testes em diferentes velocidades utilizando controle com parâmetros fixos e com controle adaptativo. Em todos os casos, como podem ser vistos nas figuras apresentadas no capítulo 5, a saída rastreou perfeitamente o sinal de referência sem acoplamento entre os eixos de controle. O emprego do controle adaptativo para a planta em questão, trouxe pequenas melhorias no comportamento dinâmico do sistema para as velocidades ensaiadas. Os resultados do controle de velocidade ficaram bastantes próximos aos resultados previstos por simulações numéricas. Como a velocidade de escorregamento foi limitada a 100 RPM para minimizar os efeitos das correntes induzidas no rotor e a própria perda de sincronismo, a velocidade de resposta deste controlador é lenta.

Como subproduto desta dissertação de mestrado, dois trabalhos foram publicados em anais de congressos [24][23] cujos conteúdos são apresentados na íntegra no apêndice J.

6.2 Sugestões de trabalhos futuros

Esta dissertação de mestrado abordou as considerações necessárias a implementação do sistema de controle de um motor-mancal utilizando um DSP. Contudo, algumas questões ainda merecem um estudo mais aprofundado. Algumas sugestões de trabalhos futuros que podem dar continuidade a esta linha de pesquisa com motores-mancais são:

- Estudo analítico ou numérico com técnicas de otimização para a determinação dos parâmetros do controle adaptativo em função da velocidade de operação do motor;
- Utilização de técnicas de controle multi-variáveis que considerem o acoplamento entre os eixos de controle devido ao efeito giroscópico;
- Desenvolvimento de uma nova gaiola para o rotor que minimize os efeitos das correntes induzidas, seguindo as sugestões de [29];
- Desenvolvimento de uma interface amigável que facilite o uso do protótipo como equipamento didático;
- Controle implementado em um DSP de ponto flutuante e comparação com a atual solução.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Earnshaw. *On the nature of the molecular forces which regulate the construction of the luminiferous ether*. Transaction Cambridge Phil. Soc 7, 1842.
- [2] J. Delamare, E. Rublière, and J. P. Yonnet. Classification and sythesis of permanent magnet bearing configuration. In *IEEE Transations on magnets*, volume 31, Issue 6, Part 2, pages 4190–4192, November 1995. Digital Object Identifier 10.1109/20.489922.
- [3] H. Okuda, T. Abukawa, K. Arai, and M. Ito. Characteristics of ring magnetic bearing. In *IEEE Transations on magnets*, volume 20, Issue 5, pages 1693–1695, September 1984.
- [4] T. Ohji, S. C. Mukhopadhyay, M. Iwahara, and S. Yamada. Performance of repulsive type magnetization bearing system under nonuniform magnetization of permanent magnet. In *IEEE Transations on magnets*, volume 36, Issue 5, Part 1, pages 3696–3698, September 2000.
- [5] A. C. Rose-Innes and E. H. Rhoderick. *Introduction to Superconductivity*. Pergamon Press plc, 1978.
- [6] F.C. Moon. *Superconducting Levitation*. John Wiley and Sons, 1997.
- [7] G. G. Sotelo. Comparação de estruturas de máquinas de relutância variável para uso em armazenador cinético de energia. *Dissertação de M.Sc.*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Fevereiro 2003.
- [8] Y. H. Han, J. R. Hull, S. C. Han, N. H. Joong, and T. H. Sung. Design and characteristics of a superconductor bearing. In *IEEE Transations on Applied Superconductivity*, volume 15, Issue 2, Part 2, pages 2249–2252, June 2005. Digital Object Identifier 10.1109/TASC.2005.849623.

- [9] F. N. Werfel, U. Floegel-Delor, T. Riedel, R. Rothfeld, D. Wippich, and B. Gobel. Encapsuled hts bearing: Technical and cost considerations. In *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, volume 15, Issue 2, Part 2, pages 2306–2311, June 2005. Digital Object Identifier 10.1109/TASC.2005.849637.
- [10] N. N. Cardoso. Controle simultâneo da velocidade e posição em mancais motores magnéticos. *Dissertação de M.Sc.*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2003.
- [11] J. A. Santisteban. Estudo da influência de uma carga torsional sobre o posicionamento radial de um mancal-motor. *Tese de D.Sc.*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2000.
- [12] A. O. Salazar. Uma proposta de motor elétrico sem mancal mecânico. *Tese de D.Sc.*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 1994.
- [13] D. F. B. David. Levitação de rotor por mancais-motores radiais magnéticos e mancal axial supercondutor auto-estável. *Tese de D.Sc.*, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2000.
- [14] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, and D. Dorrell. *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Elsevier, 2005.
- [15] A. Chiba, D.T. Power, and M.A. Rahman. Analysis of no-load characteristics of a bearingless induction motor. In *IEEE Transaction on Industry Applications*, volume 31, Issue 1, pages 77–83, February 1995.
- [16] A. Chiba, D.T. Power, and M.A. Rahman. Characteristics of a bearingless induction motor. In *IEEE Transaction on Magnetics*, volume Volume 27, Issue 6, Part 2, pages 5199 – 5201, November 1991.
- [17] A.O. Salazar and R.M. Stephan. A bearingless method for induction machines. In *IEEE Transaction on Magnetics*, volume Volume 29, Issue 6, Part 2, pages 2965 – 2967, November 1993.
- [18] Shinkawa Electric Co. *Model 1195-510*. Instruction Manual, Tóquio.
- [19] A. Traxler G. Schweitzer, H. Bleuler. *Active Magnetic Bearings*. vdf Verlag, Zürich, 1994.
- [20] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, Inc, 1997.

- [21] G. Goodwin, S. Graebe, and M. Salgado. *Control System Design*. Prentice Hall, 1 edition, 2000.
- [22] R. Dorf and R. Bishop. *Modern Control Systems*. Prentice Hall, 9 edition, 2000.
- [23] R. R. Gomes, R. M. Stephan, and J. A. Santisteban. Self-bearing motor with dsp based control system. page 7, *Tenth International Symposium on Magnetic Bearings*, Martigny, Agosto 2006.
- [24] R. R. Gomes, R. M. Stephan, and J. A. Santisteban. Optimized performance of a motor-bearing. page 4, *International Congress of Mechanical Engineering*, Ouro Preto, Novembro 2005.
- [25] W. Leonhard. *Control of Electrical Drivers*. Springer-Verlag, Berlin, 2001.
- [26] H. Bleuler, C. Gähler, R. Herzog, and R. Larssonneur. Application of digital signal processor for industrial magnetic bearing. In *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, volume 2, no 4, December 1994.
- [27] C. R. Knospe, S. J. Fedigam, R. W. Hope, and R. D. Williams. A multitasking dsp implementation of active magnetic bearing control. In *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, pages 230–238, March 1997.
- [28] Texas Instruments. *DSP F2812 User's manual*.
- [29] A. Chiba and T. Fukao. Optimal design of rotor circuits in induction type bearingless motors. In *IEEE Transactions on Magnetics*, pages 2108–2110, July 1998.

Apêndice A

Ensaio para determinação dos parâmetros mecânicos

Assunto: Momento de inércia radial do rotor - Protótipo do motor mancal magnético da UFRJ-COPPE-LASUP

Participantes do ensaio: Elkin Velandia – UFF e Wilmar Kauss – COPPE

Apoio: Prof. Pedro – Oficina de Mecânica da UFF

Data: 25/04/2006

Local: Laboratório da UFF – Bloco E – Sala 107

Objetivo: Medir o momento de inércia radial do rotor do protótipo do motor mancal magnético da COPPE.

Resultado: O valor encontrado para o momento de inércia do referido motor foi de **2,17E-03 Kg*m²**.

Conclusão:

- 1- O valor encontrado nesta medição foi bem próxima ao valor de 2,26E-3 Kg*m² que o Domingos declarou em sua Tese (página 68), o que atesta o método utilizado;
 - 2- A diferença dos resultados encontrados pelo Domingos e a atual medida é que a massa do rotor considera pelo Domingos foi de 4,91 Kg e agora de 4,42Kg;
 - 3- Para fazer o ensaio deste teste foi necessário fazer uma rosca e alinhar a parte superior do eixo do rotor o que altera também os resultados.
-

Método: O método utilizado foi o sugerido no livro Engineering Vibration, de Daniel John Innan, editora Prince-Hall international, 1994.

O método consiste em medir o momento de inércia de um disco (I_o), do disco acoplado com o rotor (I_{or}) de forma a calcular o momento de inércia do rotor (I_r):

$$I_r = I_{or} - I_o \quad (1)$$

$$I_o = \frac{g \cdot T^2 \cdot R_o \cdot M_o}{4 \cdot \pi^2 \cdot l} \quad (2)$$

$$I_{or} = \frac{g \cdot T^2 \cdot R_o \cdot (M_o + M)}{4 \cdot \pi^2 \cdot l} \quad (3)$$

Onde:

g aceleração da gravidade (m/s²)

T período (medido no ensaio) (s)

R_o raio do disco (m)

M_o massa do disco (kg)

l comprimento do fio (m)

M massa do rotor (kg)

π 3,1415

I_r Momento de inércia radial do rotor (kg*m²)

I_o Momento de inércia radial do disco (kg*m²)

I_{or} Momento de inércia radial do disco acoplado com o rotor (kg*m²)

Momento de inércia radial do disco - I_o

	Período 40 ciclos (s)		Período 60 ciclos (s)
1	42,38	1	64,86
2	43,07	2	63,91
3	43,14	3	64,20
4	42,85	4	63,21
5	43,26	5	63,98
6	42,80	6	64,58
7	43,19		
8	43,08		
9	43,26		
10	43,04		

Tab 1 – Medidas feitas com o disco no ensaio

- Período médio 40 ciclos (s): 43,01 => - Período 1 ciclo (s): 1,075
- Período médio 60 ciclos (s): 64,12 => - Período 1 ciclo (s): 1,069
- Período médio de 1 ciclo (s): 1,072

$$\begin{aligned}g &= 9,7881 \text{ m/s}^2 \\T &= 1,072 \text{ s} \\R_o &= 7,685 \text{ cm} = 0,07685 \text{ m} \\M_o &= 1,19 \text{ kg} \\l &= 55,7 \text{ cm} = 0,557 \text{ m} \\\Pi &= 3,1415\end{aligned}$$

Utilizando a equação (2) temos: $I_o = 3,59\text{E-}03 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$



Fig. 1 – Disco

Momento de inércia radial do disco e rotor acoplado - Ior

	Período 39 ciclos (s)
1	24,32
2	24,80
3	25,32
4	25,57
5	24,60
6	24,32
7	24,63
8	24,24
9	24,31
10	23,80

	Período 59 ciclos (s)
1	37,23
2	36,67
3	36,80
4	35,65
5	36,24
6	36,76

Tab 2 – Medidas feitas com o disco acoplado com o rotor no ensaio

- Período médio 39 ciclos (s): 24,59 => - Período 1 ciclo (s): 0,631
- Período médio 60 ciclos (s): 36,56 => - Período 1 ciclo (s): 0,620
- Período médio de 1 ciclo (s): 0,625

$$T = 0,625 \text{ s}$$
$$M = 4,42 \text{ kg}$$

Utilizando a equação (3) temos: $I_{or} = 5,76E-03 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$

Momento de inércia radial do rotor - Ir

Utilizando a equação (1) temos: $I_r = 2,17E-03 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$



Fig. 2 – Da esquerda para direita, fotos:
- Sistema de ensaio: fio, rotor e disco.
- Rotor

Apêndice B

Listagem de simulação das frequências de ressonância

```
%*****%
%* Programa de determinação das frequencias de ressonancia do motor-macal*%
%* em função da velocidade de operação.                                *%
%*                                                                    *%
%* Elaborado por:          Rafael Ramos Gomes      -      COPPE/UFRJ      *%
%*****%

%limpa area de trabalho
clear

%carrega paramatros do motor-mancal
par_mancal

%velocidade de simulação máxima em rad/s
fmax = 300*2*pi;

%numero de pontos simulados
npts = 80; tic;
%repete simulação para npts pontos.
for J=1:npts
    %calcula velocidade em função do ponto de simulação
    w = (J-1)*fmax/(npts-1);
```

```
%determina e define modelo em espaço de estados
sys = linmod('mancal');
sys1=ss(sys.a,sys.b,sys.c,sys.d);

%determina modulo e fase do diagrama de bode
[mag,phase,omega] = bode(sys1);

%converte vetores para que possam ser operados
for I=1:length(omega)
    mag1(I) = mag(1,1,I);
    phase1(I) = phase(1,1,I);
end

%calcula o logaritmo do vetor de módulo
maglog = log10(mag1);

%procura por indices do vetor maglog que sejam maiores que zero
ifreq = find (mag1 > 1);

%armazena as frequencias de ressonancia
for I=1:length(ifreq)
    sprintf('Frequencia de ressonancia n %d: %f rad/s',I,omega(ifreq(I)))
    graf(J,1) = w/(2*pi);
    graf(J,I+1) = omega(ifreq(I))/(2*pi);
end
end toc;
%plota os resultados
plot(graf(:,1),graf(:,2:end),'b.')
```

Apêndice C

Listagem de determinação dos parâmetros otimizados

```
clear
P = 200
N = 100
load resultado2.mat
for f=0:25
    omega = 20*pi*f
    for i=0:80
        D = (50 + i)
        sim('modelomecanico.mdl')
        minx = min(x_pos(:,2));
        miny = min(y_pos(:,2));
        dist = sqrt(minx^2 + miny^2);
        tab(i+1,1) = D;
        tab(i+1,2) = dist*1e4;
    end
    Df(f+1,1) = omega;
    [val,pos] = min (tab(:,2));
    Df(f+1,2) = tab(pos,1);
    Df(f+1,3) = val;
    save resultado2 Df
end Df
```

Apêndice D

Listagem do programa de controle

```
/* ****
 * Programa de controle de posicionamento/rotação de uma máquina sem mancal *
 ****
 * Versão 1.00 - COPPE/UFRJ - Dezembro de 2006 *
 * =====
 * Este programa eh parte integrante da dissertacao de mestrado de: *
 * Rafael Ramos Gomes *
 **** */

#include "DSP28_Device.h"
#include "IQmathLib.h"
#include "pid_reg3.h"
#define NBUF 8
#define Q11 2048
#define Imax ((int)((9.0/10.0)*Q11)) /* IREF global */

/* Definicao de variáveis globais */ int16
pxbuf=0,pybuf=0,iabuf_1=0,iabuf_2=0,iabuf_3=0,iabuf_4=0,ibbuf=0,velbuf=0;
int16 a_corr_A1[NBUF], a_px[NBUF], a_py[NBUF], a_corr_A2[NBUF],
a_corr_A3[NBUF]; int16 a_corr_A4[NBUF],
a_corr_B[NBUF],a_velbuf[NBUF]; int16 pos_x=0, pos_y=0, i_a1=0,
i_a2=0, i_a3=0, i_a4=0, i_b=0; int16
i_a1ref,i_a2ref,i_a3ref,i_a4ref,i_bref,xref=0,yref=0,sensorvel=0,vref=300;
int16 aux[128],caux=0,dx=0,dy=0, IREF=600, IREFB=30,f=10; int16 Kp
```

```
= 400, Td = 295, Ki=4, Kc = 1, Kpv=1, Kiv=1 ;
```

```
int32 corr_A1=0,
corr_A2=0,corr_A3=0,corr_A4=0,px=0,py=0,corr_B=0,veloc=0;
```

```
char chavear=1;
```

```
Uint16 cnt=0,count=0,ma=0,i,k,c=1,adapt=0,t1=0,t2=0;
```

```
Uint32
```

```
i_a1off=0,i_a2off=0,i_a3off=0,i_a4off=0,i_boff=0,pos_xoff=0,pos_yoff=0,veloff=0;
```

```
/* Vetores de ajuste do PID para controle adaptativo */ Uint16
vec_f[13],vec_d[13],nptos=13;
```

```
/* Definicao de funcoes auxiliares */ Uint16 ParamDeriv (Uint16
freq);
```

```
/* Definicao de interrupcoes */ interrupt void t2pint_isr(void);
```

```
/* Definicoes de objetos proprietarios */ PIDREG3
pidx=PIDREG3_DEFAULTS; PIDREG3 pidy=PIDREG3_DEFAULTS; PIDREG3
pivel=PIDREG3_DEFAULTS;
```

```
main () {
```

```
    /**Inicializacoes do sistema**/
```

```
    InitSysCtrl();
```

```
    //Inicializar PIE vector table:
```

```
        //Disable and clear all CPU interrupts:
```

```
    DINT;    // disable Global interrupt INTM
```

```
    DRTM;    // disable Global realtime interrupt DBGM
```

```
    SetDBGIER(0x0000);
```

```
    IER = 0x0000;
```

```

IFR = 0x0000;

// Initialize Pie Control Registers To Default State:
InitPieCtrl();

// Initialize the PIE Vector Table To a Known State:
InitPieVectTable();

InitPeripherals(); //inicializa EV, Adc(warm up only), Sci;
InitGpio();        //GPIO_A->EVA,GPIO_B->EVB,GPIO_F->SCI_A;

/**Definicao dos ponteiros para ISRs; e habilitacao das interrupcoes**/
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
PieVectTable.T2PINT = &t2pint_isr;
EDIS;    // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

//Habilitar interrupcoes no PIE (nivel dos perifericos)
PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1; // habilita T2PINT;

// Habilitar interrupcoes na CPU; reset->clear IER; operacao de OR para set.
IER |= M_INT3;                // Habilita grupo INT3 (t2pint)
SetDBGIER (IER);

//Configurar ADC com initadc2
InitAdc2();

/**** Clear inicial do PIEACK e dos flags de interrupcao*****/
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; /* clear PIEACK to enable PIE int request */
EvaRegs.EVAIFRB.bit.T2PINT=1;          /* reset flag; nivel do periferico*/

/* inicializa pino de saida para medida de tempo de interrupcao */
GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF4 = 0;

```

```
//Inicializa vetores para controle adaptativo
```

```
vec_f[0] = 0 ; vec_d[0] = 100;
vec_f[1] = 10 ; vec_d[1] = 150;
vec_f[2] = 20 ; vec_d[2] = 200;
vec_f[3] = 30 ; vec_d[3] = 250;
vec_f[4] = 40 ; vec_d[4] = 300;
vec_f[5] = 50 ; vec_d[5] = 350;
vec_f[6] = 60 ; vec_d[6] = 400;
vec_f[7] = 70 ; vec_d[7] = 450;
vec_f[8] = 80 ; vec_d[8] = 500;
vec_f[9] = 90 ; vec_d[9] = 550;
vec_f[10] = 100 ; vec_d[10] = 600;
vec_f[11] = 110 ; vec_d[11] = 550;
vec_f[12] = 120 ; vec_d[12] = 500;
```

```
//Zera buffers
```

```
for(i=0;i<=NBUF;i++)
```

```
{
    a_corr_A1[i]=0;
    a_corr_A2[i]=0;
    a_corr_A3[i]=0;
    a_corr_A4[i]=0;
    a_corr_B[i]=0;
    a_px[i]=0;
    a_py[i]=0;
    a_velbuf[i]=0;
};
```

```
//referencias de correntes
```

```
i_a1ref=IREF;
i_a2ref=IREF;
i_a3ref=-IREF;
i_a4ref=-IREF;
```

```

i_bref =IREF;

//determina off-set
for(i=0;i<64;i++) //aquisita 64 pontos
{
    for(k=0;k<4096;k++);
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1;           //inicia conversao
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1=1;           //reset adc
//    while(AdcRegs.ADCST.bit.SEQ1_BSY==1){} //espera o fim da conversao
    i_a1off+=AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4;
    i_a2off+=AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4;
    i_a3off+=AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4;
    i_a4off+=AdcRegs.ADCRESULT3 >> 4;
    i_boff+=AdcRegs.ADCRESULT6 >> 4;
    veloff+=AdcRegs.ADCRESULT7 >> 4;
}

//faz a média
i_a1off = i_a1off >> 6;
i_a2off = i_a2off >> 6;
i_a3off = i_a3off >> 6;
i_a4off = i_a4off >> 6;
pos_xoff = pos_xoff >> 6;
pos_yoff = pos_yoff >> 6;
i_boff = i_boff >> 6;
veloff = veloff >> 6;

pivel.Kd_reg3=0;
pivel.Kp_reg3 = 800;
pivel.Ki_reg3 = 400;

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

```

```

    /* Loop eterno */
    while(1) {

        };
    } //fim do main
/*-----*/
interrupt void  t2pint_isr(void) {

    GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF4 = 1;      //medida inicio da interrupt
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.SOC_SEQ1=1;          //inicia conversao
    AdcRegs.ADCTRL2.bit.RST_SEQ1=1;          //reset adc
    // while(AdcRegs.ADCST.bit.SEQ1_BSY==1){} //espera o fim da conversao

    // Aquisita os valores dos sensores de posição e corrente
    iabuf_1 = AdcRegs.ADCRESULT0 >> 4;
    iabuf_2 = AdcRegs.ADCRESULT1 >> 4;
    iabuf_3 = AdcRegs.ADCRESULT2 >> 4;
    iabuf_4 = AdcRegs.ADCRESULT3 >> 4;
    pxbuf = AdcRegs.ADCRESULT4 >> 4;
    pybuf = AdcRegs.ADCRESULT5 >> 4;
    ibbuf = AdcRegs.ADCRESULT6 >> 4;
    velbuf = AdcRegs.ADCRESULT7 >> 4;

    //Filtro média móvel
    corr_A1 = corr_A1 + iabuf_1 - a_corr_A1[ma];
    a_corr_A1[ma]=iabuf_1;
    i_a1=corr_A1>>3;

    corr_A2 = corr_A2 + iabuf_2 - a_corr_A2[ma];
    a_corr_A2[ma]=iabuf_2;
    i_a2=corr_A2>>3;

    corr_A3 = corr_A3 + iabuf_3 - a_corr_A3[ma];

```

```
a_corr_A3[ma]=iabuf_3;
i_a3=corr_A3>>3;

corr_A4 = corr_A4 + iabuf_4 - a_corr_A4[ma];
a_corr_A4[ma]=iabuf_4;
i_a4=corr_A4>>3;

px = px + pxbuf - a_px[ma];
a_px[ma]=pxbuf;
pos_x=px>>3;

py = py + pybuf - a_py[ma];
a_py[ma]=pybuf;
pos_y=py>>3;

corr_B = corr_B + ibbuf - a_corr_B[ma];
a_corr_B[ma]=ibbuf;
i_b=corr_B>>3;

veloc = veloc + velbuf - a_velbuf[ma];
a_velbuf[ma]=velbuf;
sensorvel=veloc>>3;

if(++ma==NBUF) ma=0;

//Retira off-set
i_a1-=i_a1off;
i_a2-=i_a2off;
i_a3-=i_a3off;
i_a4-=i_a4off;
i_b-=i_boff;
pos_x-=2340;
pos_y-=2340;
sensorvel-=veloff;
```

```
//calculo PID de posicao e PI de velocidade
if (c==1){
    if (adapt == 0) {
        // Passagem dos parametros derivativos do pid de posicao
        // caso esteja no modo fixo
        pidx.Kd_reg3 = _IQ(Td);
        pidy.Kd_reg3 = _IQ(Td);
    }
    else {
        // Passagem dos parametros derivativos do pid de posicao
        // caso esteja no modo adaptativo
        pidx.Kd_reg3 = _IQ(ParamDeriv(f));
        pidy.Kd_reg3 = _IQ(ParamDeriv(f));
    }

    //teste RETIRAR
    t2=ParamDeriv(t1);

    //Passagem de parametros do pid de posicao x
    pidx.Kp_reg3 = _IQ(Kp);
    pidx.Ki_reg3 = Ki;
    pidx.Kc_reg3 = Kc;

    //Passagem de parametros do pid de posicao y
    pidy.Kp_reg3 = _IQ(Kp);
    pidy.Ki_reg3 = Ki;
    pidy.Kc_reg3 = Kc;

    //Atribuicao dos sinais de entrada controlador de posicao x
    pidx.pid_ref_reg3 = xref;
    pidx.pid_fdb_reg3 = pos_x;

    //Atribuicao dos sinais de entrada controlador de posicao y
```

```
pidy.pid_ref_reg3 = yref;
pidy.pid_fdb_reg3 = pos_y;

//Atribuicao dos sinais de entrada controlador de velocidade
pivel.pid_ref_reg3 = vref;
pivel.pid_fdb_reg3 = sensorvel;

//Saturacao de saida do pid de posicao x
pidx.pid_out_max = IREF;
pidx.pid_out_min = -IREF;

//Saturacao de saida do pid de posicao y
pidy.pid_out_max = IREF;
pidy.pid_out_min = -IREF;

//Saturacao de saida do pid de velocidade
pivel.pid_out_max = 400;
pivel.pid_out_min = -400;

//Chama os metodos para calculos dos PID's e do PI
pidx.calc(&pidx);
pidy.calc(&pidy);
pivel.calc(&pivel);

dx = pidx.pid_out_reg3;
dy = pidy.pid_out_reg3;

if (cnt==0) f = (pivel.pid_out_reg3 + sensorvel)/30;

if (f < 10) f = 10;
else if (f > 120) f = 120;
}
cnt++;
if (cnt>6553) cnt = 0;
```

```
//Saturação da corrente incremental
if (dx>=IREF) dx = IREF;
if (dx<=-IREF) dx = -IREF;
if (dy>=IREF) dy = IREF;
if (dy<=-IREF) dy = -IREF;

//gera as correntes senodais
i_a1ref=(IREF+dx)*_IQ15cosPU(f*count)>>15;
i_a2ref=(IREF-dy)*_IQ15cosPU(f*count)>>15;
i_a3ref=(IREF-dx)*_IQ15cosPU(f*count)>>15;
i_a4ref=(IREF+dy)*_IQ15cosPU(f*count)>>15;
i_bref=IREFB*_IQ15sinPU(f*count)>>15;
++count;

//saturação
if (i_a1ref>Imax) i_a1ref=1885;
if (i_a1ref<-Imax) i_a1ref=-1885;

if (i_a2ref>Imax) i_a2ref=1885;
if (i_a2ref<-Imax) i_a2ref=-1885;

if (i_a3ref>Imax) i_a3ref=1885;
if (i_a3ref<-Imax) i_a3ref=-1885;

if (i_a4ref>Imax) i_a4ref=1885;
if (i_a4ref<-Imax) i_a4ref=-1885;

if (i_bref>Imax) i_bref=1885;
if (i_bref<-Imax) i_bref=-1885;

//Implementação controlador de corrente (bang-bang)
if (chavear) {
    // controle corrente A1
```

```
if (i_a1<i_a1ref) {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA1=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA0=1;
}
else {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA0=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA1=1;
};

// controle corrente A2
if (i_a2<i_a2ref) {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA3=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA2=1;
}
else {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA2=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA3=1;
};

// controle corrente A3
if (i_a3<i_a3ref) {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA5=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA4=1;
}
else {
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA4=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA5=1;
};

// controle corrente A4
if (i_a4<i_a4ref) {
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB1=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB5=1;
}
```

```
else {
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB5=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB1=1;
};

// controle corrente B
if (i_b<i_bref) {
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB3=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB4=1;
}
else {
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB4=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB3=1;
};
}
else {
    //Desliga todas as fases
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA0=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA1=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA2=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA3=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA4=0;
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIOA5=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB1=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB5=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB3=0;
    GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIOB4=0;
}

PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3; /* clear PIEACK to enable PIE int request
EvaRegs.EVAIFRB.bit.T2PINT=1;           /* reset flag; nivel do periferico*/

GpioDataRegs.GPFDAT.bit.GPIOF4 = 0;     //medida fim da interrupt
}
```

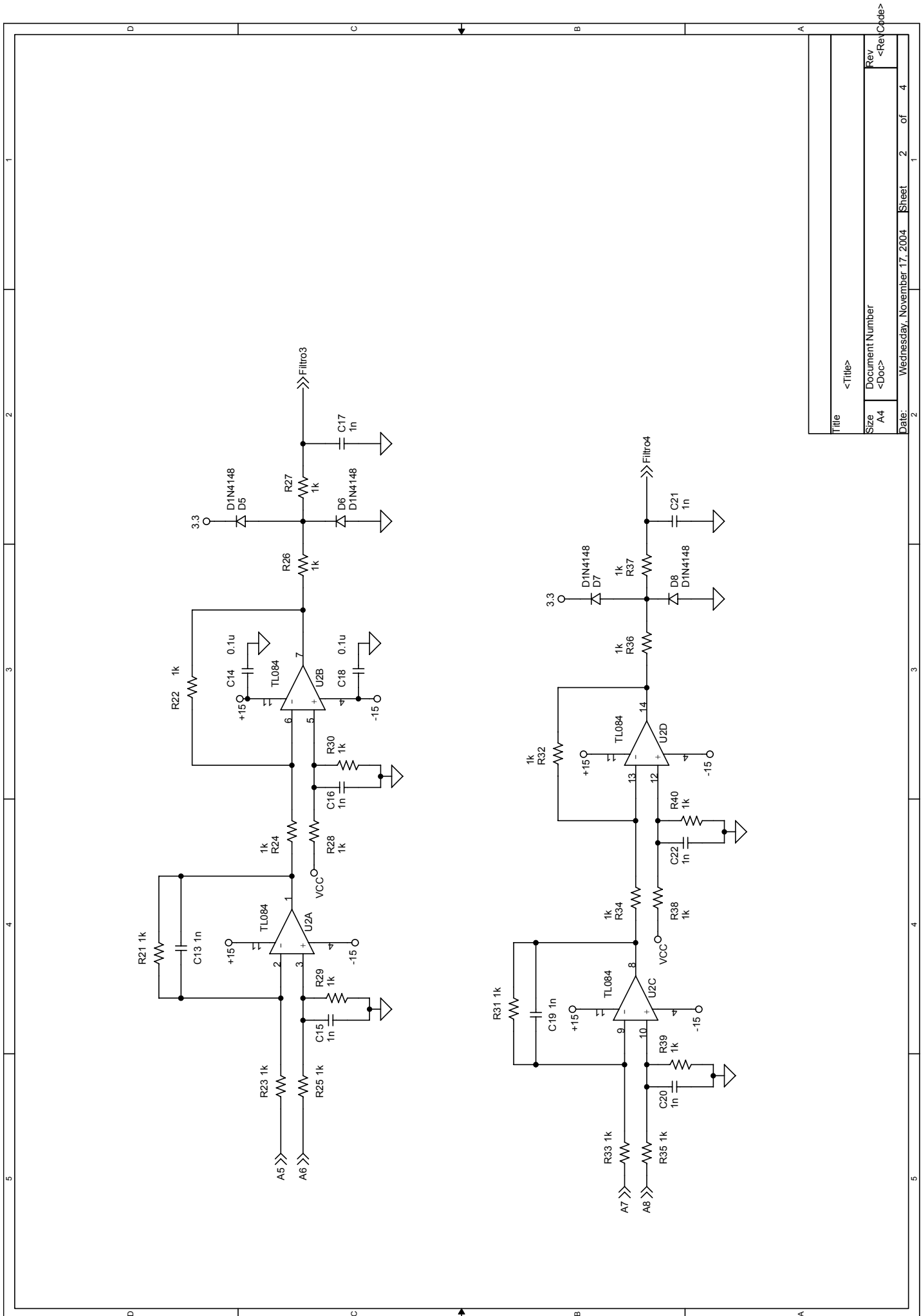
```
/*-----*/
Uint16 ParamDeriv (Uint16 freq) {

    int i,a,b,deriv;

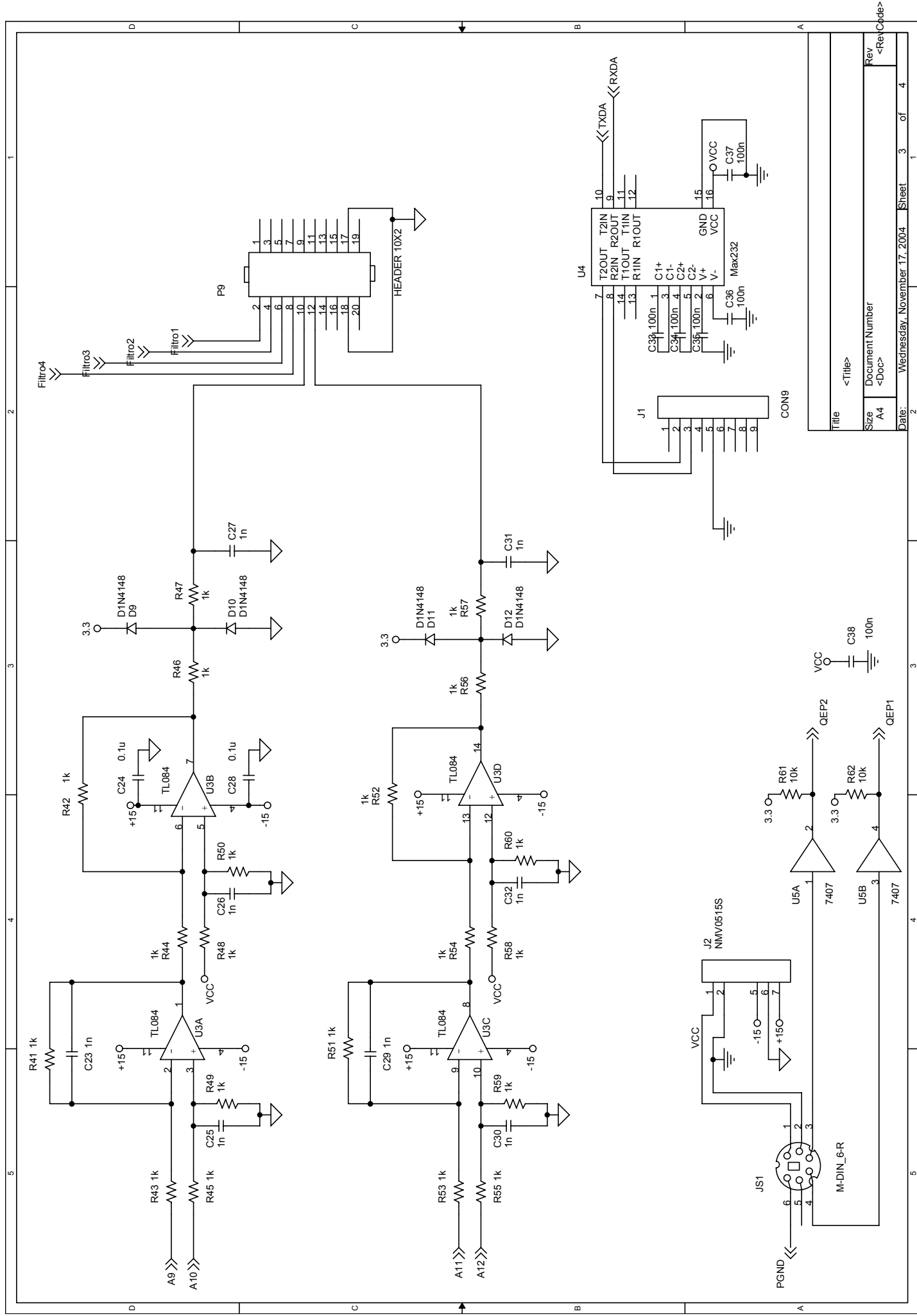
    for(i=0;i<nptos;i++) {
        if (freq == vec_f[i] && i<nptos) {
            deriv=vec_d[i];
            return (deriv);
        }
        else if ((vec_f[i] < freq) && (freq < vec_f[i+1]) && i<nptos) {
            a = (vec_d[i+1] - vec_d[i])/(vec_f[i+1] - vec_f[i]);
            b = vec_d[i] - a*vec_f[i];
            deriv = a*freq+b;
            return(deriv);
        }
        else if (i>=nptos) {
            deriv = vec_d[nptos-1];
            return(deriv);
        }
    }
    return (deriv);
}
/*-----*/
```

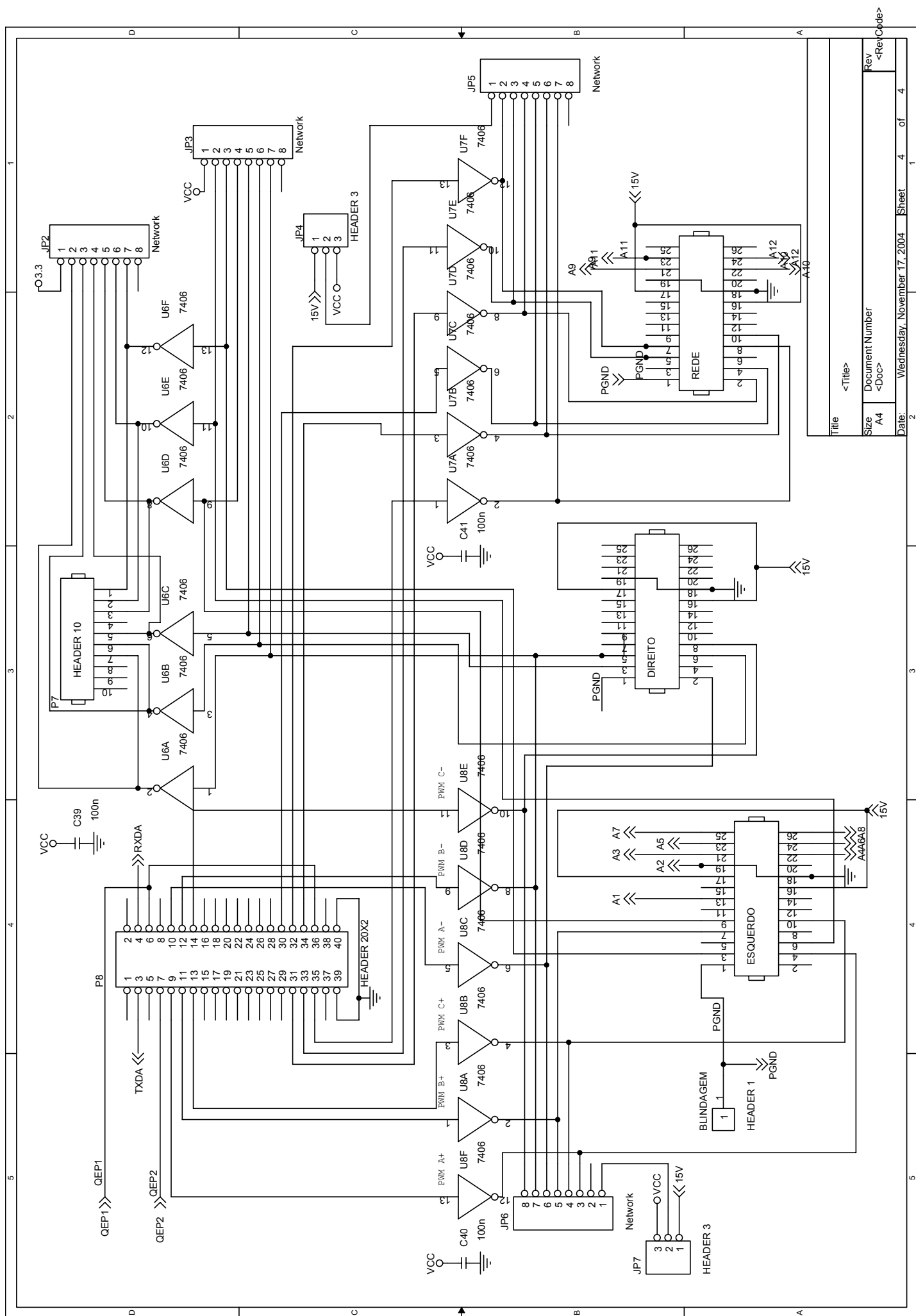
Apêndice E

Diagrama elétrico da placa de condicionamento de sinais



Title		<Title>	
Size		Document Number	
Date		Rev	
Wednesday, November 17, 2004		<Doc>	
Sheet		<RevCode>	
2		1	
of		4	





Apêndice F

Folha de dados dos sensores de posição

1. General

1-1 Outline

This converter is an Eddy-Current Non-Contact Displacement Converter used for detection of shaft position of magnetic floating type bearing. 5 displacement sensors, a 5-channel displacement conversion circuit and 2 differential calculation circuits are contained in a compact machine case.

2 converters are used as a pair.

1-2 Principle

This non-contact displacement converter uses eddy-current effect for measurements. High frequency electric current is applied from the converter to the sensor coil and the magnetic flux is crossed to the target (conductor), thus the eddy-current opposing to the magnetic flux is generated on the surface of the target and the impedance of the sensor coil changes.

The changes of impedance has a characteristic that can be expressed as a function of the distance between the sensor coil and the target as shown by the equation below:

$$Z = R + jX$$

Where;

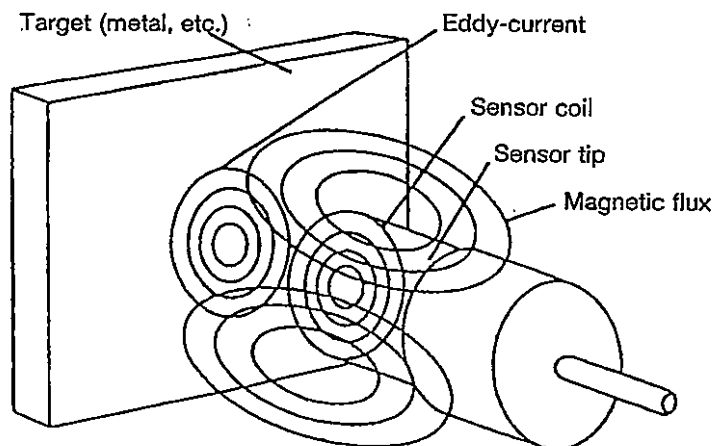
Z: impedance of sensor coil

R: effective resistance of sensor coil

X: reactance of sensor coil

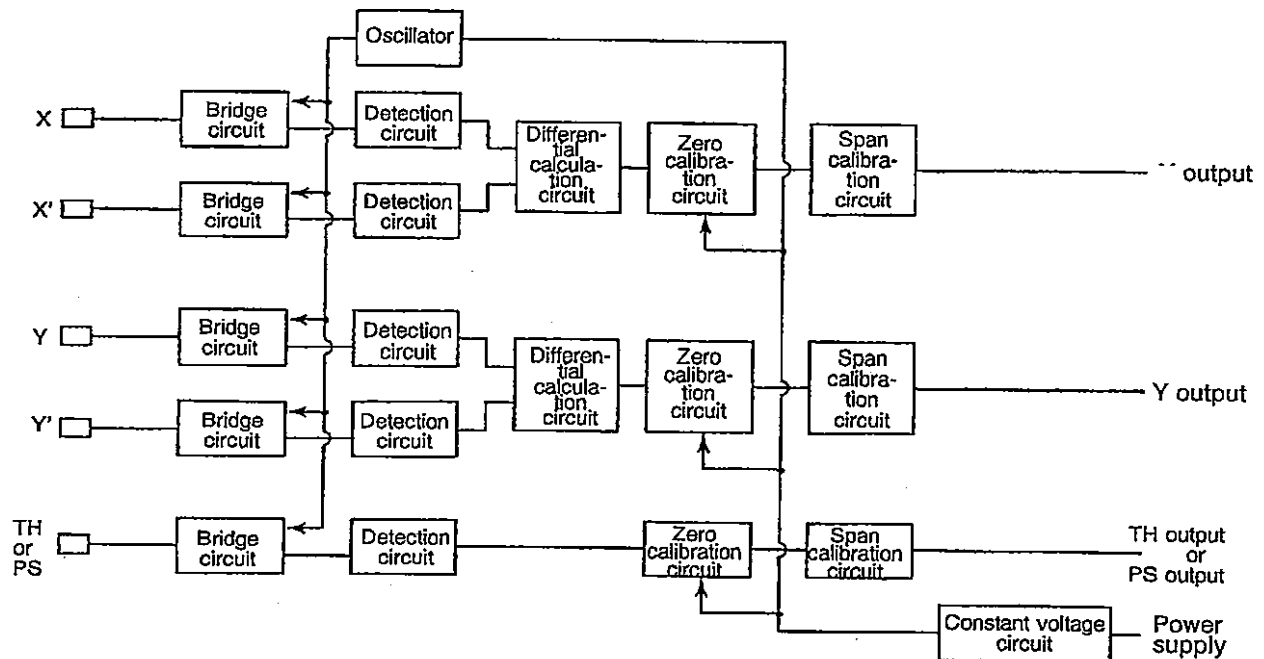
j: complex number

Therefore, the displacement between the sensor coil and target can be measured by detecting the impedance of sensor coil. The displacement converter is designed to form a bridge circuit of sensor coil and cable to convert and amplify the imbalance due to the impedance change of sensor coil.



1. General

1-3 Block diagram



Oscillator:

Applies stable high frequency to each bridge circuit using crystal oscillator.

Bridge circuit:

Detects imbalance caused by the impedance change corresponding to the displacement detected by the sensor.

Detection circuit:

Detects the high frequency signals sent from the bridge circuit and converts them into DC voltage signals.

Differential calculation circuit:

Calculates the displacement signals of X-X' or Y-Y' using $(a-b)/2$ differential.

Zero calibration circuit:

Calibrates the zero point.

Span calibration circuit:

Calibrates the gain.

Constant voltage circuit:

Generates stable power source of $DC \pm 5V$ and supplies it to the oscillator to stabilize the high frequency voltage level. Also supplies the reference voltage to the zero calibration circuit.

2. Standard

2-1 Specification

1. Measurement distance : Measurement span 0~0.8mm

2. target

Sensor	Upper XY	Lower XY	Thrust Rotation pulse
Material	SUS304	SUS304	S25C
Shape	min. $\phi 43\text{mm}$ *1	min. $\phi 20\text{mm}$ *1	Flat

*1) Calibrated on a flat surface of over $\phi 15\text{mm}$ before shipment.

3. Measurement precision (linearity)

: Upper and lower XY calculation : $\pm 2\%$ of FS
: Thrust, rotation pulse : non-linear

4. Resolution : Less than $\pm 1\mu\text{m}$

5. Response frequency : DC~ 7KHz

6. S/N ratio : Over 60dB (at approx. 0V output)

7. Output voltage

(Upper shaft)

Sensor	Upper X	Upper Y	Thrust
Output format	Differential output	Differential output	Single output
Sensibility	10mV/ μm		10mV/ μm (within $400\mu\text{m} \pm 100\mu\text{m}$)
Output	-4~0~4V Gap X,Y: 0.8~0.4~0mm Gap X',Y': 0~0.4~0.8mm		-4~0~4V Gap : 0.8~0.4~0mm (at ideal characteristics)

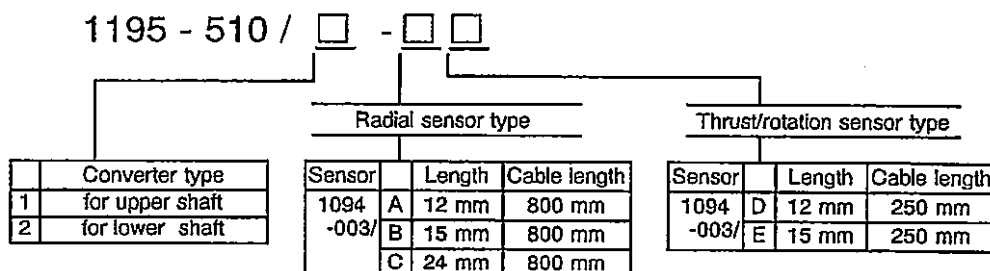
(Lower shaft)

Sensor	Lower X	Lower Y	Rotation pulse
Output format	Differential output	Differential output	Single output
Sensibility	10mV/ μm		10mV/ μm (within $400\mu\text{m} \pm 100\mu\text{m}$)
Output	-4~0~4V Gap X,Y: 0.8~0.4~0mm Gap X',Y': 0~0.4~0.8mm		-4~0~4V Gap : 0~0.4~0.8mm (at ideal characteristics)

2. Standard

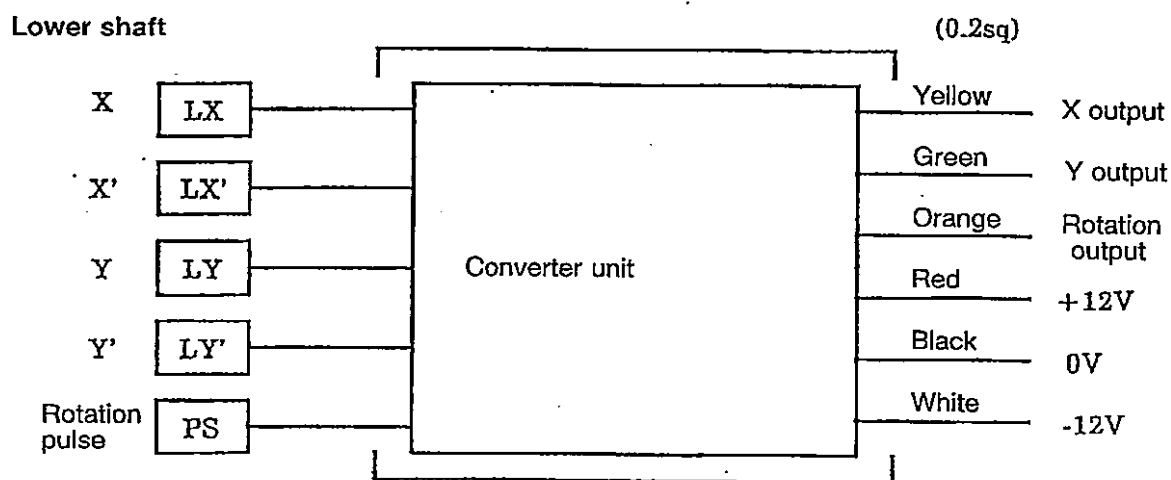
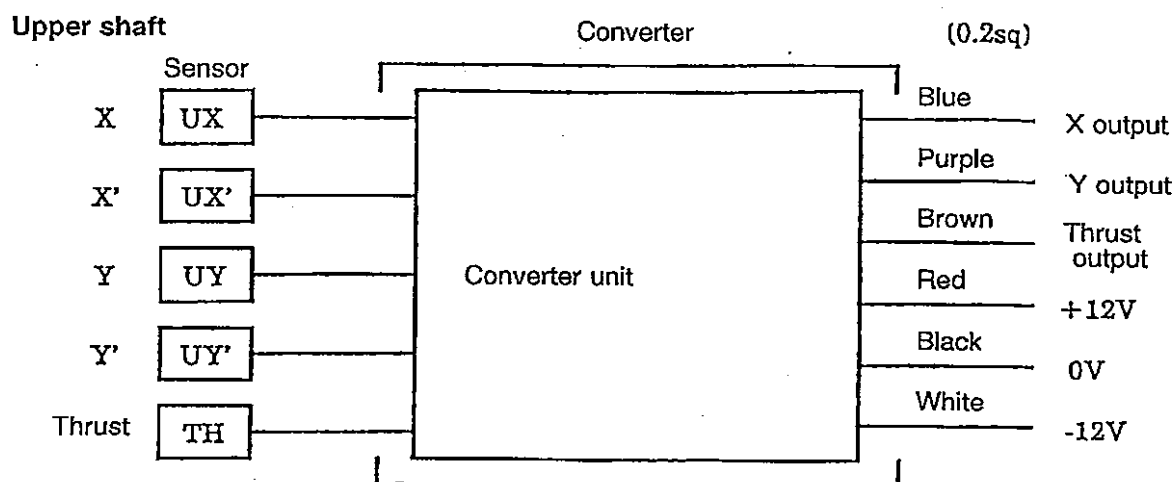
8. Output current : 5mA max.
9. Ambient temperature deviation
 - : Less than 15 μ mp-p (20~80°C) (at approx. 0V output) (upper and lower XY)
 - : Less than 40 μ mp-p (20~80°C) (at approx. 0V output) (thrust)
 - Not specified (rotation pulse)
10. Operating temperature range : Sensor 0~120°C
: Converter 0~80°C
11. Power supply : within DC $\pm 12V \pm 0.1V$ ($\pm 50mA$ max.) (for 1 converter)
12. Sensor cable : Teflon co-axial cable
13. Power / output cable : 0.2sq Teflon cable
14. Operating pressure range : $1.3 \times 10^{-8} Pa \sim 101.3 kPa$
($1.0 \times 10^{-10} Torr \sim$ atmospheric pressure)
15. Offset adjustable range : Radial Approx. -2.5V~2.5V
: Thrust, rotation pulse Approx. -7.5V~0V

2-2 Model



2. Standard

2-3 Configuration

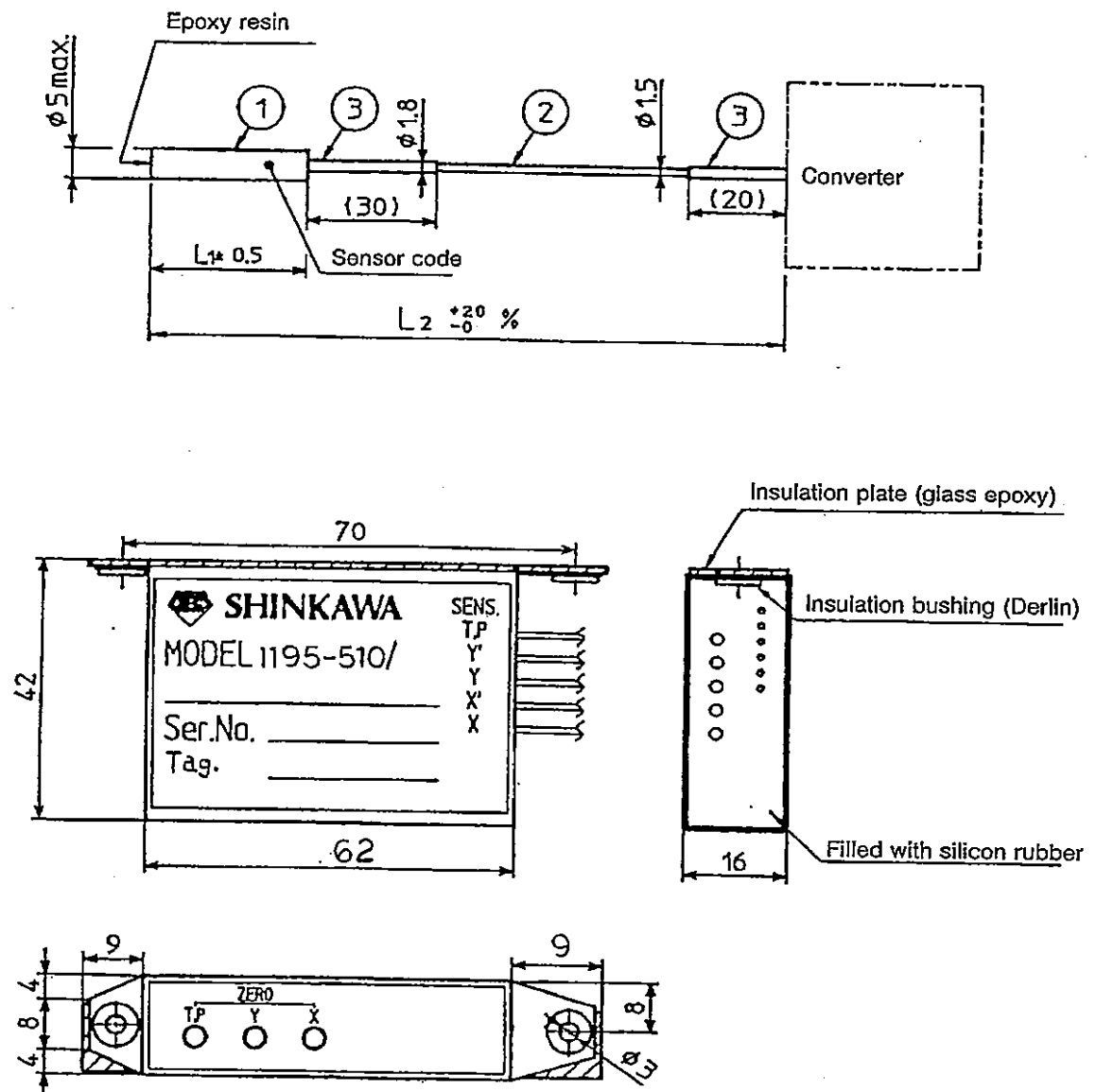


2. Standard

2-4 Outline drawings

Sensor model	Sensor length L_1 (mm)	Cable length L_2 (mm)
1094-003/A	12	800
B	15	800
C	24	800
D	12	250
E	15	250

No.	Name
1	Sensor main body
2	Sensor cable
3	Cable protective tube



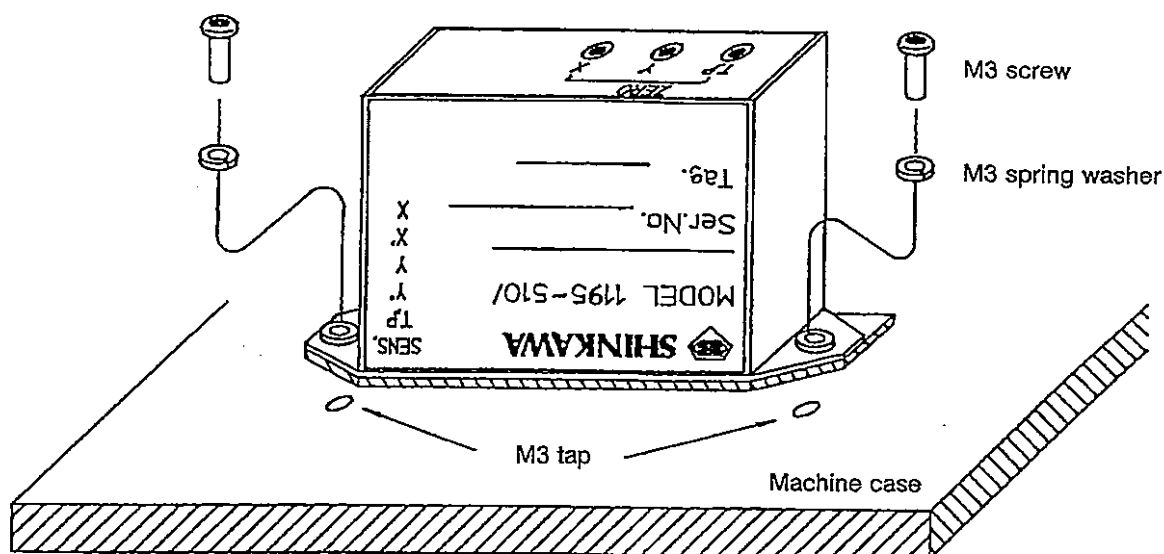
3. Operation

3-1 Mounting sensor

Mount the sensor by avoiding the interference of the sensor and the measurement target (shaft). Use a mechanical stopper to prevent the sensor from hitting the shaft. Mount X and X', and Y and Y', so that they face each other. X, X', Y and Y' must be within the range covered by the sensor even when the distance between the sensor and shaft is maximum. Fix the sensor securely using adhesive, etc.

3-2 Mounting converter

Mount the converter securely to the machine case using M3 screws.

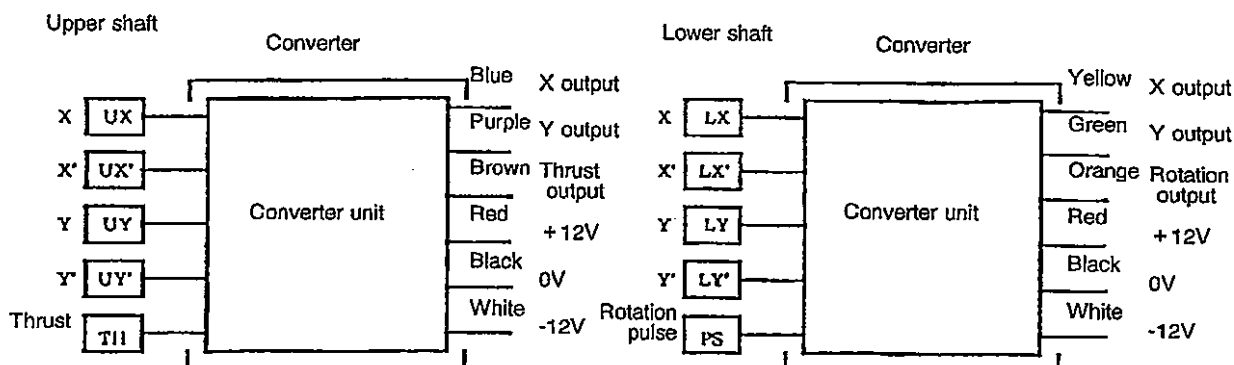


3-3 Wiring

Connect the power source and output signal cables correctly according to the colors of wires. Wrong wiring might cause malfunctions.



CAUTION



3. Operation

3-4 Zero and span calibrations

Radial sensor calibration

After mounting the sensor to the machine, calibrate the X and Y channels of radial sensor following the procedure below:

- ① Move the target toward the sensor on the X side and measure the output voltage of X channel.
- ② Move the target toward the sensor on the X' side and measure the output voltage of X' channel.
- ③ Control the Zero ADJ. VR. so that the absolute values of the voltage when the target is moved toward X and X' sensors become equal.
- ④ Control the Span ADJ. VR. so that the absolute value of the voltage in ③ above becomes equal to the voltage of the mechanical movement.
Obtain the voltage based on the sensibility of $100\mu\text{m/V}$.
No span calibration is necessary if factory setup of target condition is not changed.
- ⑤ Calibrate the Y channel in the same manner as above.

Thrust sensor calibration

- ① Move the target toward the sensor and measure the thrust output voltage.
- ② Move the target away from the sensor and measure the thrust output voltage.
- ③ Control the Zero ADJ. VR. so that the absolute values of the voltage when the target is moved toward and away from the sensor become equal.
- ④ Control the Span ADJ. VR. so that the absolute value of the voltage in ③ above becomes equal to the voltage of the mechanical movement.
Obtain the voltage based on the sensibility of $100\mu\text{m/V}$.
No span calibration is necessary if factory setup of target condition is not changed.

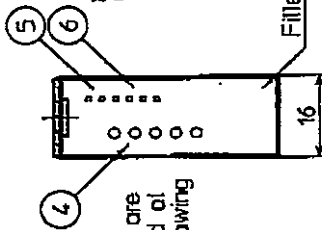
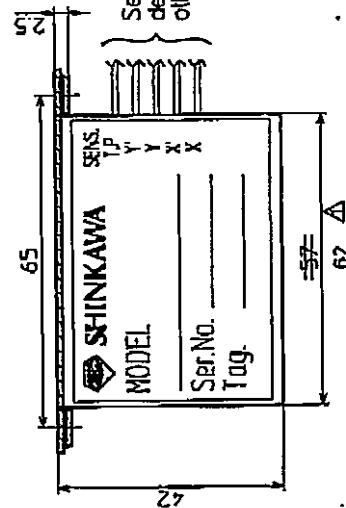
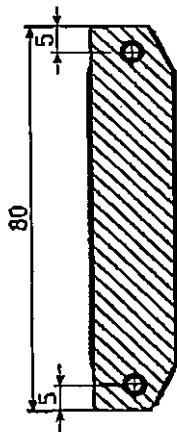
Rotation pulse sensor calibration

- ① Calibrate the rotation pulse sensor in the same manner as that for the thrust sensor.
For some circuits connected to the sensor, it is necessary to adjust the Zero ADJ. VR. so that the output voltage does not become a negative value even when the distance to the target is minimum.

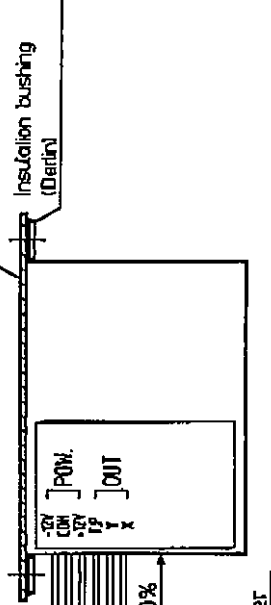
CAUTION

The Span ADJ. VR. is trimmed well in the factory, so, No need trimmed again.
but, in case of having to trim it again, Be able to control it.
Span ADJ. VR.s are hidden under the label near by Zero ADJ. VR.s.

Supplier's Working No.	1	2	3	4	5	6	7	1195-510-M006
REV. NO.	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	Δ	BY APP
DATE	Jun-23-99							Change length and material. Add special sensor code's.
REVISIONS								A. M. Takamori, Y. Takamori

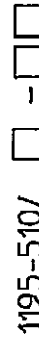


Insulation plate Δ
#8888-8888 (Polypropylene)



* The end of Power/Output cables are cut off

1195-510/



Radial sensor type

Sensor type	Sensor length	Sensor cable length
109Z	12mm	800 mm
-003/B	15mm	800 mm
C	24mm	800 mm

Converter type
1 for upper shaft
2 for lower shaft

Thrusl/Rotation sensor type

Sensor type	Sensor length	Sensor cable length
109Z	12mm	250 mm
-003/E	15mm	250 mm
Special sensor: Z		

NO	NAME
1	Zero ADJ. VR (Thrusl/rotation)
2	Zero ADJ. VR (Y-axial direction)
3	Zero ADJ. VR (X-axial direction)
4	Sensor cables
5	Power Supply cables
6	Output cables

No	NAME	MATERIAL	QUANTITY	REMARK
1	DRAWN BY S. Shintani	Feb. 12 '99		
2	CHECKED BY			
3	APPROVED BY Y. Takamori	Feb. 13 '99		
4	SCALE: 1/1			
5	THIRD ANGLE PROJECTION			
6	SHINKAWA			
7	NAME	MODEL 1195-510 Converter		
8	Outline drawing			
9	DWGNO	1195-510-M006		
10	REV.			

大 表

Specification of Displacement Converter for Magnetic bearing (1/3)

1. Measurement distance : Measurement span 0~0.8mm

2. target

Sensor	Upper XY	Lower XY	Thrust Rotation pulse
Material	SUS304	SUS304	S25C
Shape	min. $\phi 43\text{mm}$ *1	min. $\phi 20\text{mm}$ *1	Flat

*1) Calibrated on a flat surface of over $\phi 15\text{mm}$ before shipment.

3. Measurement precision (linearity)

: Upper and lower XY calculation : $\pm 2\%$ of FS
 : Thrust, rotation pulse : non-linear

4. Resolution : Less than $\pm 1\mu\text{m}$

5. Response frequency : DC~ 7KHz

6. S/N ratio : Over 60dB (at approx. 0V output)

7. Output voltage

(Upper shaft)

Sensor	Upper X	Upper Y	Thrust
Output format	Differential output	Differential output	Single output
Sensibility	10mV/ μm		10mV/ μm (within $400\mu\text{m} \pm 100\mu\text{m}$)
Output	-4~0~4V Gap X,Y: 0.8~0.4~0mm Gap X',Y': 0~0.4~0.8mm		-4~0~4V Gap : 0.8~0.4~0mm (at ideal characteristics)

(Lower shaft)

Sensor	Lower X	Lower Y	Rotation pulse
Output format	Differential output	Differential output	Single output
Sensibility	10mV/ μm		10mV/ μm (within $400\mu\text{m} \pm 100\mu\text{m}$)
Output	-4~0~4V Gap X,Y: 0.8~0.4~0mm Gap X',Y': 0~0.4~0.8mm		-4~0~4V Gap : 0~0.4~0.8mm (at ideal characteristics)

Specification of Displacement Converter for Magnetic bearing (2/3)

8. Output current : 5mA max.
9. Ambient temperature deviation
 : Less than 15 μ mp-p (20~80°C) (at approx. 0V output) (upper and lower XY)
 : Less than 40 μ mp-p (20~80°C) (at approx. 0V output) (thrust)
 Not specified (rotation pulse)
10. Operating temperature range : Sensor 0~120°C
 : Converter 0~80°C
11. Power supply : within DC $\pm 12V \pm 0.1V$ ($\pm 50mA$ max.) (for 1 converter)
12. Sensor cable : Teflon co-axial cable
13. Power / output cable : 0.2sq Teflon cable
14. Operating pressure range : 1.3 $\times 10^{-8}$ Pa ~ 101.3kPa
 (1.0 $\times 10^{-10}$ Torr ~atmospheric pressure)
15. Offset adjustable range : Radial Approx. -2.5V~2.5V
 : Thrust, rotation pulse Approx. -7.5V~0V
16. contents (for one set) : 10 sensors and 2 converters
17. configuration

NO.	NAME		MODEL
A	Upper shaft Sensor	Radial	1094-003/ ☐
		Thrust	1094-003/ ☐
B	Upper shaft Converter		1195-510/1- ☐ ☐
C	Lower shaft Sensor	Radial	1094-003/ ☐
		Thrust	1094-003/ ☐
D	Lower shaft Converter		1195-510/2- ☐ ☐
		Type of User' machine	

Details of configurations are on page 3/3

Apêndice G

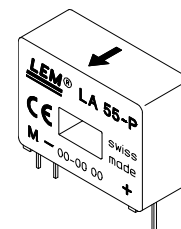
Folha de dados dos sensores de corrente

Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$ $R_{M \min}$ $R_{M \max}$ $R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	10 100 60 95 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	10 50 60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50 160 135 155 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50 90 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.65	%
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$ ($\pm 5 \%$)	± 0.90	%
e_L	Linearity		< 0.15	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O		± 0.3	mA
		0°C .. + 70°C	± 0.1	mA
		- 25°C .. + 85°C	± 0.1	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P \max}$	< 500		ns
t_r	Response time @ 90 % of $I_{P \max}$	< 1		μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 200		A/ μs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC .. 200		kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 25 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	°C
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80 Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178	

- Notes : 1) Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\max}$
2) Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\max}$
3) Result of the coercive field of the magnetic circuit
4) A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

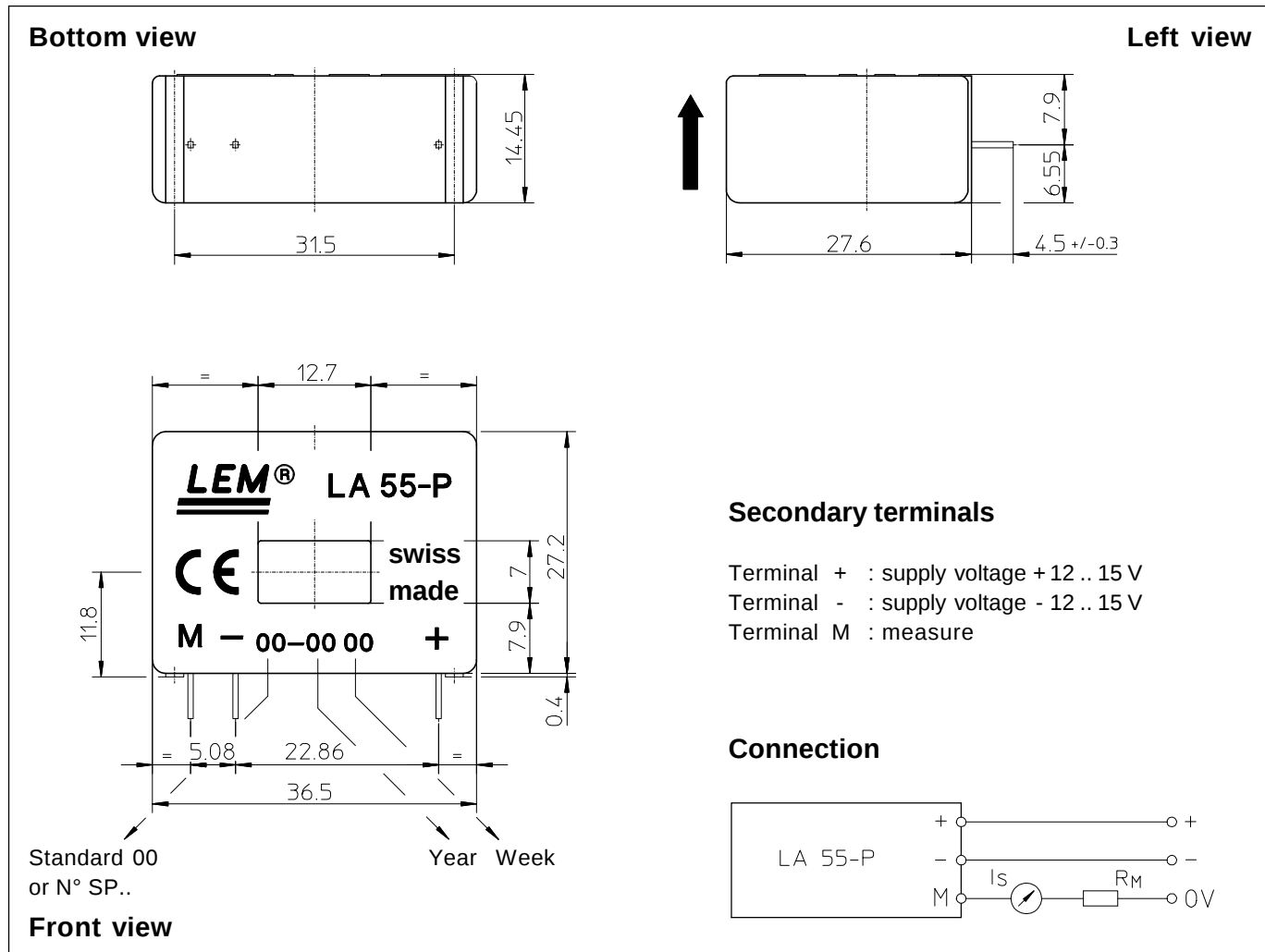
Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7×7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins 0.63×0.56 mm
- Recommended PCB hole 0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Apêndice H

Folha de dados dos drivers e dos IGBT's utilizados



SEMIDRIVER™

Hybrid Dual IGBT Driver

SKHI 22 A / B (R)

Preliminary Data

Features

- Double driver for halfbridge IGBT modules
- SKHI 22A is compatible to old SKHI 22
- SKHI 22B has additional functionality
- CMOS compatible inputs
- Short circuit protection by V_{CE} monitoring and switch off
- Drive interlock top / bottom
- Isolation by transformers
- Supply undervoltage protection (13 V)
- Error latch / output

Typical Applications

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in choppers, inverter drives, UPS and welding inverters

¹⁾ see fig. 6

²⁾ At $R_{CE} = 18 \text{ k}\Omega$, $C_{CE} = 330 \text{ pF}$

Absolute Maximum Ratings

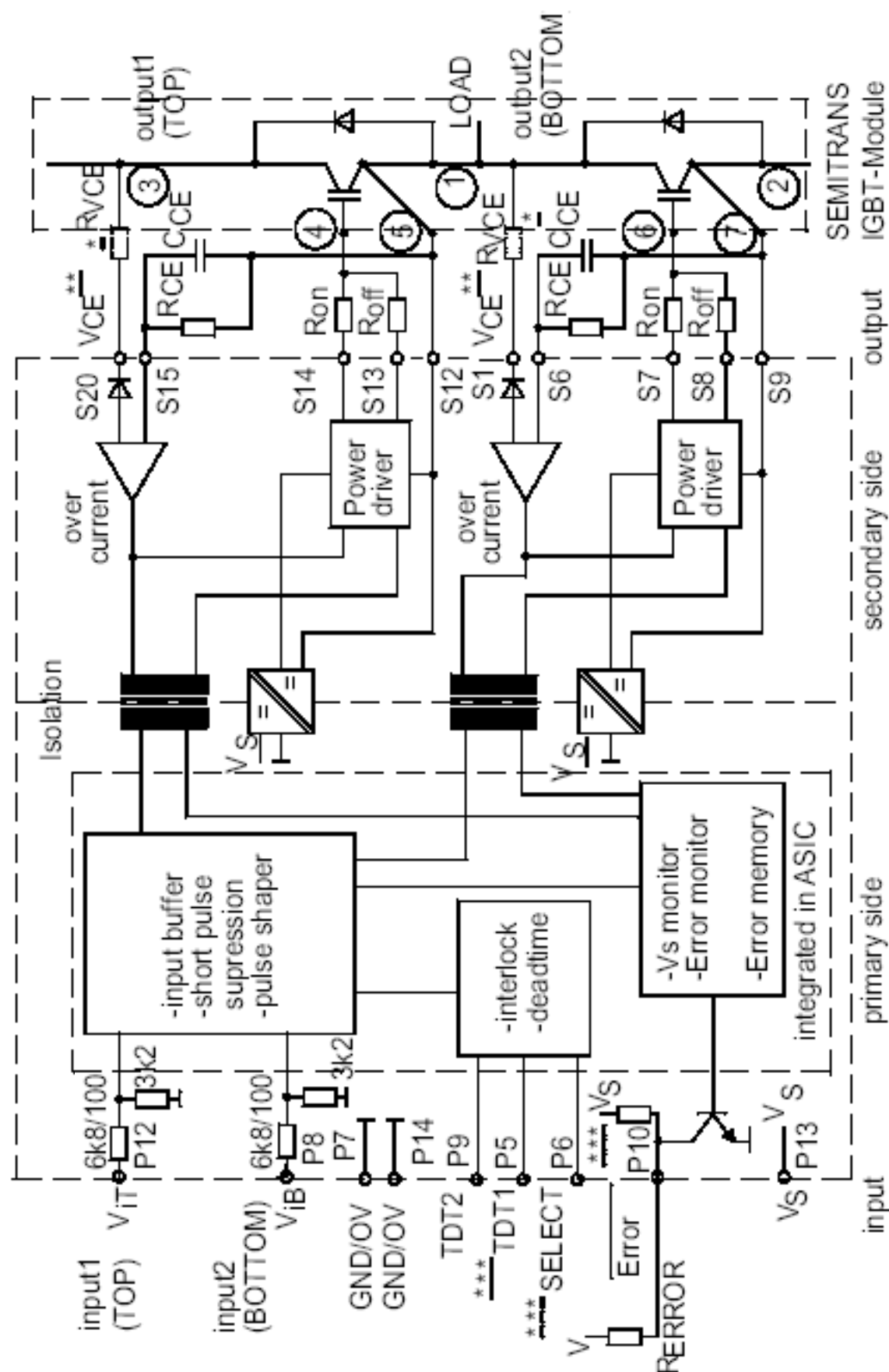
Symbol	Conditions	Values	Units
V_S	Supply voltage prim.	18	V
V_{iH}	Input signal volt. (High) SKHI 22A	$V_S + 0,3$	V
	SKHI 22B	$5 + 0,3$	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	8	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	40	mA
f_{max}	max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1200	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isolIO}	Isolation test voltage input - output (2 sec. AC)	2500	Vac
V_{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (2 sec. AC)	1500	V
R_{Gonmin}	Minimum rating for R_{Gon}	3	Ω
$R_{Goffmin}$	Minimum rating for R_{Goff}	3	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	4 ¹⁾	μ C
T_{op}	Operating temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	- 40 ... + 85	$^{\circ}$ C

Characteristics

$T_a = 25^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Units
V_S	Supply voltage primary side	14,4	15	15,6	V
I_{SO}	Supply current primary side (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			290	mA
V_i	Input signal voltage SKHI 22A on/off		15 / 0		V
	SKHI 22B on/off		5 / 0		V
V_{iT+}	Input threshold voltage (High) SKHI 22A	10,9	11,7	12,5	V
	SKHI 22B	3,5	3,7	3,9	V
V_{iT-}	Input threshold voltage (Low) SKHI 22A	4,7	5,5	6,5	V
	SKHI 22B	1,5	1,75	2,0	V
R_{in}	Input resistance SKHI 22A		10		k Ω
	SKHI 22B		3,3		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn on gate voltage output		+ 15		V
$V_{G(off)}$	Turn off gate voltage output		- 7		V
R_{GE}	Internal gate-emitter resistance		22		k Ω
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time	0,85	1	1,15	μ s
$t_{d(Err)}$	Error input-output propagation time		0,6		μ s
$t_{pERRRESET}$	Error reset time		9		μ s
t_{TD}	Top-Bot Interlock Dead Time SKHI 22A	3,3		4,3	μ s
	SKHI 22B	no interlock		4,3	μ s
V_{CEsat}	Reference voltage for V_{CE} -monitoring		5 ²⁾	10	V
C_{ps}	Coupling capacitance primary secondary		12		pF
MTBF	Mean Time Between Failure $T_a = 40^{\circ}\text{C}$		2,0		10^6 h
w	weight		45		g

This technical information specifies semiconductor devices but promises no characteristics. No warranty or guarantee expressed or implied is made regarding delivery, performance or suitability.



* When SKH122B is driving 1700V IGBTs, a 1kΩ / 0.4W R_{VCE} -resistor must be connected in series to the V_{CE} input.

** The V_{CE} -terminal is to be connected to the IGBT collector C. If the V_{CE} -monitoring is not used, connect S1 to S9 or S20 to S12 respectively.

*** Terminals P5 and P6 are not existing for SKH122A/21A; internal pull-up resistor exists in SKH122A/21A only.

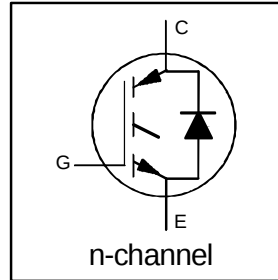
1-7 Connections to SEMITRANS GB-module

**INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR
WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY**

UltraFast CoPack IGBT

**DIODE
Features**

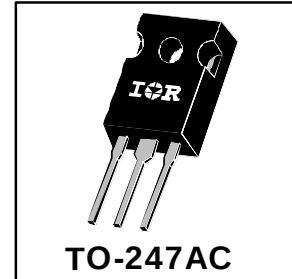
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- HEXFRED™ soft ultrafast diodes
- Optimized for high operating frequency (over 5kHz)
See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
$V_{CE(sat)} \leq 3.0V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Description

Co-packaged IGBTs are a natural extension of International Rectifier's well known IGBT line. They provide the convenience of an IGBT and an ultrafast recovery diode in one package, resulting in substantial benefits to a host of high-voltage, high-current, motor control, UPS and power supply applications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	55	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	220	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	220	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	25	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	220	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	$^\circ C$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

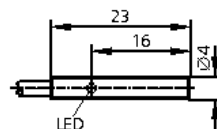
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

Apêndice I

Folha de dados do tacômetro digital

IZ5052

IZB31,2-BPKG/V2A
carcaça metálica Ø 4 mm
Condutor de ligação



Alcance de detecção 1,2mm [b]
embutido



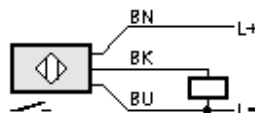
Função elétrica	DC PNP
Saída	normalmente aberto
Tensão de operação [V]	10...30 DC
Capacidade de carga da corrente [mA]	100
proteção contra curto-circuitos	por impulso
Proteção contra inversão de polaridade	sim
Proteção contra sobrecarga	sim
Queda de tensão [V]	< 2,5
Consumo de corrente [mA]	< 15
Alcance de detecção real [mm]	1,2 ± 10 %
Variação no ponto de comutação [% / Sr]	-10...10
Histerese [% / Sr]	1...15
Frequência de comutação [Hz]	> 2000
Fatores de correção	aço = 1 / aço inoxidável aprox. 0,7 / latão aprox. 0,5 / Alumínio aprox. 0,4 / cobre aprox. 0,3
Temperatura ambiente [°C]	-25...70
Tipo de proteção, classe de proteção	IP 65, III
CEM	EN 60947-5-2
Material da carcaça	aço inoxidável (303S22); POM
Display de funções	
Status de chaveamento LED	amarelo
Conexão	cabo PVC / 2 m; 3 x 0,14 mm ²
Esquema de conexão	

Cores dos condutores

BN marrom

BU azul

BK preto

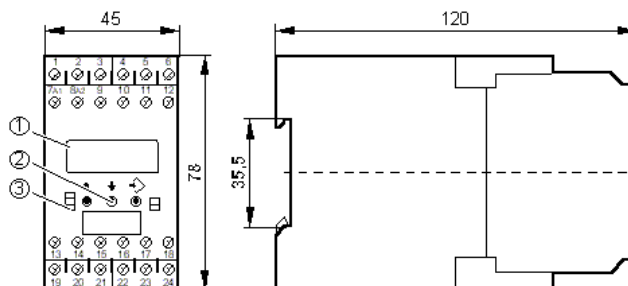


DD2003

MONITOR FR-1

Carcaça para montagem de acordo com as normas DIN

2 saídas de relé
2 saídas de transistor
saída analógica
0...20 mA
4...20 mA
programável
função de teste sem frequência externa
função Key



1: Display LCD; 7/14 Segmentos, 2: botão de programação, 3: LED

Campo de aplicação	sistema de avaliação de pulso único com processador μ para frequência; velocidade rotacional; ciclos de velocidade e da máquina
Alcance de ajuste [pulsos/min]	1...60000 (0,1...1000 Hz)
Tensão nominal [V]	110...240 AC/DC (50...60 Hz) / 27 DC; (typ. 24 DC)
Tolerância de tensão [%]	-20...+10
poder de corte	6 A (250 V AC); B300, R300
Consumo de força [VA]	5 (3 W)
saída analógica	0/4...20 mA (500 Ω)
	limitação: 20,5 mA; precisão: 1 % (do valor final)
Entradas	pnp/npn; NAMUR (24 V) alimentação auxiliar: tip. 24 V DC / 15 mA; protegido contra curto-circuito umbral pnp: > 12 V entrada; < 5 V saída umbral npn: > 15 V saída; < 8 V entrada frequência de entrada (max): 5 kHz (corresponde ao comprimento de pulso mín. / pausa 0,1 ms)
Saídas do transistor	pnp; tensão de comutação de alimentação externa / corrente 24 V DC / 15 mA; proteção contra curto-circuito
Erro de medição [% do valor final]	< 1
função de comutação	2 pontos de comutação para controle de sobrevelocidade / subvelocidade e alcance aceitável
umidade relativa do ar máx. [%]	75 (35°C)
Temperatura ambiente [°C]	-20...60
Temperatura de armazenamento [°C]	-25...80
Carcaça de proteção / terminais	IP 50 / IP 20
CEM	EN 61010: 1993 +A2: 1995; EMV 89/336/EWG; EN 50081-1; EN 61000-6-2
Material da carcaça	plástico
Display de funções	verde (brilha quando o relé estiver energizado / o transistor estiver fechado)
Status de chaveamento LED	amarelo
pulsos de entrada LED	Display LCD; 7/14 Segmentos
Função LED	
Conexão	terminais de câmara dupla 2 x 2,5 mm ² (2 x AWG 14)
Fiação	1: DC Tensão de alimentação (L-) 2: DC Tensão de alimentação (L+) 3: Alimentação Saídas do transistor (L+) 4: sinal de sensor pnp 5: DC alimentação do sensor (L+) 6: DC alimentação do sensor (L-) 7: AC/DC Tensão de alimentação

- 8: AC/DC Tensão de alimentação
- 9: n.c.
- 10: sinal de sensor npn
- 11: n.c.
- 12: n.c.
- 13: relé 1 (comum)
- 14: relé 1 (normalmente aberto)
- 15: relé 1 (normalmente fechado)
- 16: saída de transistor 1 pnp
- 17: Reset 1 pnp
- 18: Reset 2 pnp
- 19: relé 2 (comum)
- 20: relé 2 (normalmente aberto)
- 21: relé 2 (normalmente fechado)
- 22: saída analógica (+)
- 23: saída analógica (-)
- 24: saída de transistor 2 pnp

Notas

categoria de sobretensão II; grau de aterramento 2

ifm electronic gmbh · Teichstraße 4 · D-45127
Essen

— Nos reservamos o direito de fazer alterações técnicas sem aviso prévio — PT - DD2003 — 06.03.2003

Apêndice J

Trabalhos publicados em anais de congressos

Self-bearing Motor with DSP Based Control System*

Rafael R. Gomes and Richard M. Stephan

*LASUP –Laboratory of Applied Superconductivity
Universidade Federal do Rio de Janeiro
Cidade Universitária, Rio de Janeiro, Brazil
ramos@ufrj.br, rms@ufrj.br*

José A. Santisteban

*Escola de Engenharia/TEE/PGMEC
Universidade Federal Fluminense (UFF)
Rua Passo da Pátria, 156 - Niterói - RJ - Brazil
jasl@mec.uff.br*

Abstract – This paper presents an adaptive digital controller for a self-bearing motor. The controller is implemented using a DSP platform. Initially, the motor operation is explained and a mathematical model derived. The optimized performance is achieved adjusting the controller parameters as a function of the rotor angular speed. Finally, some characteristics of the DSP implementation are described.

Key words – Bearingless machines, Magnetic bearings, High-speed electric motors, Feedback control systems, Emerging technologies.

I. INTRODUCTION

The advantages of self-bearing motors, also called bearingless motors, encourage research groups all over the world to design their own prototypes [1][2][3][4]. This technology allows the construction of frictionless motors, eliminating the need of lubrication and expanding the velocity operation limits. These characteristics open a wide range of applications in industrial, medical and aerospace fields.

Digital Signals Processors (DSP's) are powerful tools in the control of self-bearing motors [5][6]. The DSP allows real-time control, making on-line controller parameters adjustments in function of the rotor velocity possible.

This work presents a DSP implementation of a self-bearing motor control. The model, the implementation and the operation are explained.

II. SELF BEARING MOTOR

The self-bearing motor is a device that combines both the rotor radial positioning and the torque production. To make this operation possible, a feedback control system is necessary. This feedback control monitors the rotor position constantly and produces electromagnetic forces to restore the shaft position. These electromagnetic forces can be produced with differential currents imposed on each stator pole.

The prototype considered here consists of a pair of four poles, two phases induction motors. Figure 1 shows a cut-view of this self-bearing motor.

The rotors of these motors were assembled together on one vertical axis. The axis can be supported by a superconductor axial bearing [7][8].

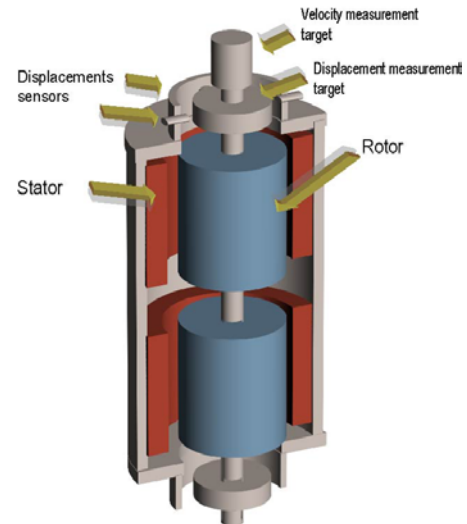


Figure 1: Self-bearing motor cut-view.

The system admits a maximum radial gap of 0.4mm between the security bearing and the stator.

The displacement is measured by eddy current sensors [9]. Figure 2 shows the disposition of these sensors. A cylindrical conductor target is placed in the center and connected to the motor shaft

A set of two opposite sensors ($x-x'$ or $y-y'$) provides voltage levels with linear variations of the radial displacement

Connected to the displacement target there is another cylinder with longitudinal gaps to determine the rotor velocity using a fifth inductive sensor.

III. ELECTROMECHANICAL MODEL

A two phase, four poles induction model was used. In phase A, each pole winding can be independently controlled. In phase B, all windings are series connected. The positioning currents are imposed to phase A windings in a differential way. In equilibrium state, the rotor shaft is centralized and all currents applied to the four A phase windings have the same value. In this case, no radial force is produced. Figure 3 shows the stator windings.

If the rotor is decentralized, a non-zero value of differential current is used to produce the restoration forces to move the rotor to the central position. This is accomplished by reducing the current amplitude applied to one pole winding and increasing the current amplitude of the other pole winding on the same direction. Figure 4 shows the control system implementation model.

* This work is partially supported by CNPq and CAPES Grants.

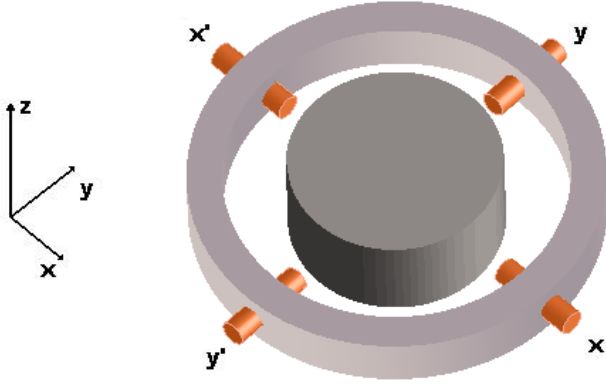


Figure 2: Displacement sensors disposition.

In this manner, the currents have the following expressions:

$$i_{y1} = (i_0 + \Delta i_y) \cos \omega t, \quad (1)$$

$$i_{y2} = (i_0 - \Delta i_y) \cos \omega t, \quad (2)$$

$$i_{x1} = (i_0 + \Delta i_x) \cos \omega t, \quad (3)$$

$$i_{x2} = (i_0 - \Delta i_x) \cos \omega t. \quad (4)$$

The radial forces are related to the differential currents by:

$$F_{y1} = -\frac{1}{4} N^2 \mu \frac{A}{y^2} [8i_0 \Delta i_y] \cos^2 \omega t, \quad (5)$$

$$F_{y2} = -\frac{1}{4} N^2 \mu \frac{A}{y^2} [-8i_0 \Delta i_y] \cos^2 \omega t, \quad (6)$$

$$F_y = F_{y1} - F_{y2}. \quad (7)$$

The force F_y can be considered directly proportional to Δi_y for small displacements (y approximately constant).

Similar equations can be obtained for the orthogonal direction x .

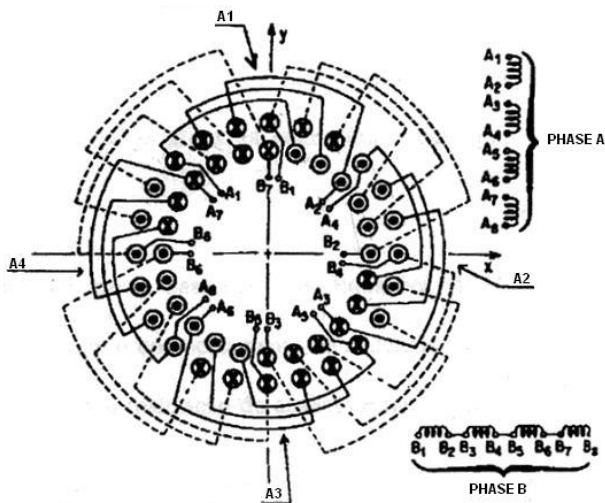


Figure 3: Stator windings

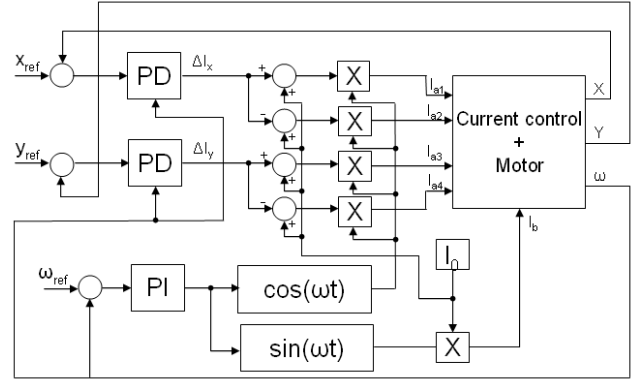


Figure 4: Control system implementation model.

The term $\cos^2 \omega t$ can also be decomposed in:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega t), \quad (8)$$

showing two components:

- a continuous force and
- an harmonic force.

As long as the natural frequencies of the rotor are kept reasonably lower than the harmonic frequency, the oscillatory term will produce a negligible effect on the dynamic behaviour of the system.

According to the schematic drawing of a vertical rotor pivoted on a point "O", shown in figure 5, and assuming, small displacements, the rotational angles α and β are given by:

$$\alpha = -y/d$$

$$\beta = x/d.$$

The following equation can be written:

$$\begin{bmatrix} I_0 & 0 \\ 0 & I_0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{y} \\ \ddot{x} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I_p \Omega \\ I_p \Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} bdF_y \\ bdF_x \end{Bmatrix}. \quad (9)$$

Where:

I_0 is the transversal moment of inertia at point "O";

I_p is the moment of inertia of the rotor;

Ω its spin velocity.

This matrix equation can be presented as system of two differential equations:

$$\ddot{x} = \frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{y} + \frac{bd}{I_0} F_x, \quad (10)$$

$$\ddot{y} = -\frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{x} + \frac{bd}{I_0} F_y. \quad (11)$$

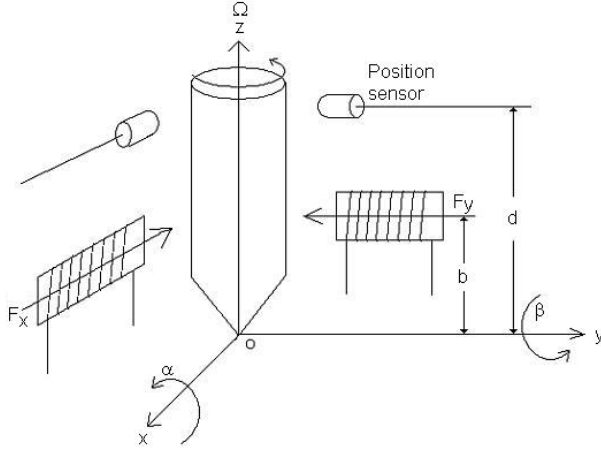


Figure 5. Electromechanical model.

IV. SIMULATION MODEL

The simple mechanical model given by (10) and (11) allows, in a first approximation, the study of the system behavior with different types of controllers and parameters. Figure 6 shows the simulation model. The moments of inertia I_0 and I_p of the prototype were measured and found to be:

$$\begin{aligned} I_0 &= 0.134078 \text{ kg-m}^2, \\ I_p &= 0.003996 \text{ kg-m}^2, \\ \text{while the heights "b" and "d" are:} \\ b &= 0.195 \text{ m}, \\ d &= 0.345 \text{ m}. \end{aligned}$$

A simple PD controller may be used to stabilize the rotor position for each control axis [10]. However, if the rotor velocity is not taken into account to adjust the PD controller parameters, the dynamic behaviour will strongly vary, principally at high velocities of operation. This effect is known as gyroscopic effect. Figure 7 shows the system behaviour for three velocities assuming the employment of fixed and variable PD controller parameters. It can be seen that the gyroscopic effect at high velocities is larger than at lower velocities. The PD parameters should be adjusted to make an optimized performance in function of rotor velocity to minimize the gyroscopic effect.

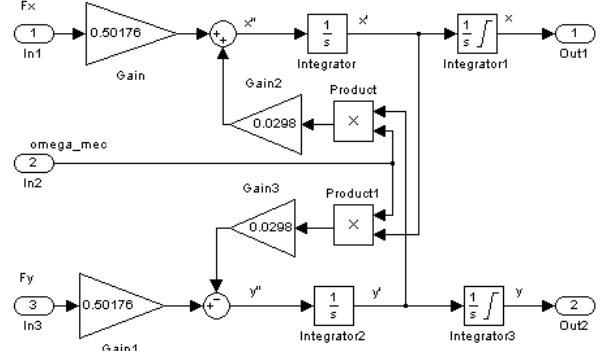


Figure 6. Block diagram of the mechanical model.

V. OPTIMIZED CONTROLLER DESIGN

Based on the mathematical model developed in section IV, an optimized controller, with consideration of rotor velocity, can be constructed [11]. This optimized controller parameter can be accomplished simulating the system behaviour. The best result, *i.e.*, the result with smaller overshoot, is selected as the optimized parameter for each considered rotor velocity. The diagram model of this control system is shown in Fig. 8. Figure 9 shows these optimized parameters in function of rotor velocity.

Employing a quadratic interpolation, a function for the derivative parameter can be determined. The expression of derivative parameter in function of rotor velocity is given by (12). The complete transfer function of compensator is given by (13).

$$D = -0.006\omega^2 + 0.5316\omega + 58.12 \quad (12)$$

$$C(s) = P + \frac{Ds}{(1/N)s + 1} \quad (13)$$

where N is a value of pole to make the PD controller properly. Usually this value is 10.

Figure 7(a) shows the behaviour for slow velocities. The difference is more sensible at high velocities shown in Figs.7 (b) and (c). This type of control is known as programmable adaptive control or scheduled adaptive control and may be implemented by means of lookup tables.

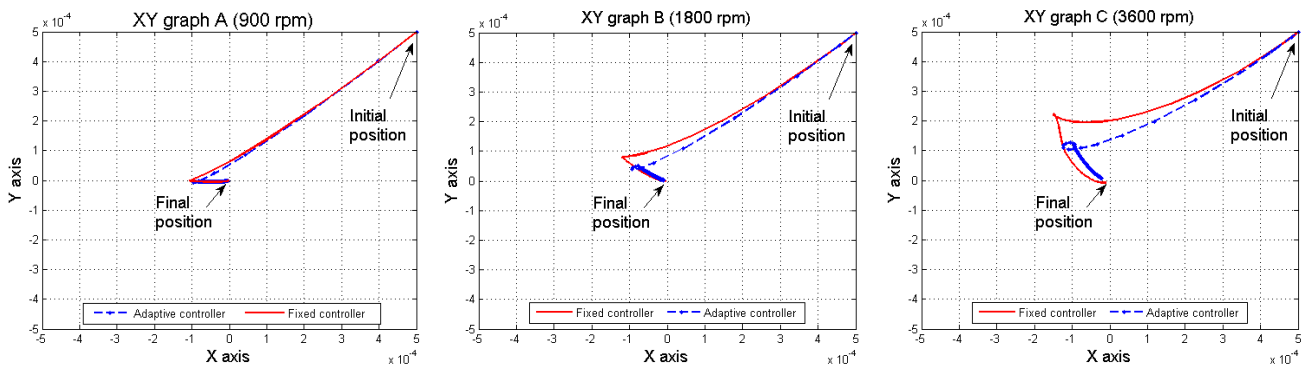


Figure 7. Simulated transient responses for fixed and adaptive PD parameters (initial condition $x=0.5\text{mm}$, $y=0.5\text{mm}$).
a) 900 rpm, b) 1800 rpm, c) 3600 rpm.

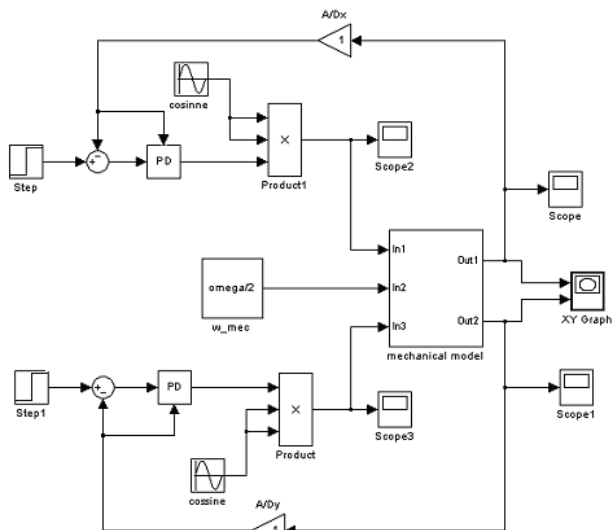


Figure 8. Diagram model of the control system.

VI. CONTROL SYSTEM IMPLEMENTATION MODEL

Based on this electromechanical model, a parameter scheduled controller was designed. The control software was developed in F2812 Texas Instruments digital signal processor. This fixed point processor requires an algorithm which uses fixed point arithmetic. The program was written in C.

The currents signals are acquired by Hall Effect current sensors. These signals are conditioned to ADC voltage levels. The digital outputs are used for produce trigger signals to an IGBT bridge.

The DSP controller has the following characteristics:

- Sampling rate: 32.779 kHz
- Numbers of AD converters: 7
- AD converters resolution: 12 bits
- Size of the control algorithm: 167kb

The sampling rate is given by frequency value which completes one 16 bits buffer (65536 different values) in two seconds. This allows the DSP generate sinusoidal frequencies in 0.5 Hz steps. The software algorithm makes the current control comparing the real current value acquired by currents sensors with the reference value generated internally on DSP. This current control uses five channels of 12 bits ADC, four to each phase A winding and one to phase B. Another two ADC channels are used for displacement sensors.

The current control was implemented in the same algorithm. The signals $\cos(\omega t)$ and $\sin(\omega t)$ are internally created using look-up tables.

An independent PI controller was used for the velocity control loop.

VII. CONCLUSIONS

This work presented the operation and control of a self-bearing motor using a DSP. The DSP offers a reliable and flexible implementation platform. Optimized controllers were implemented to improve the dynamic behavior of the system.

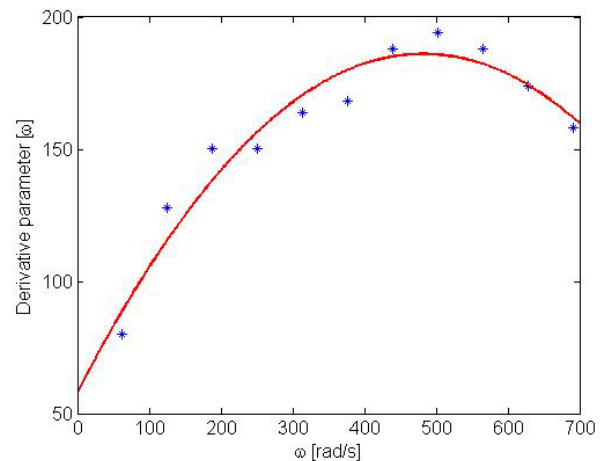


Figure 9. Optimized parameters in function of rotor velocity.

REFERENCES

- [1] J. A. Santisteban, "Estudo da influência da carga torcional sobre o posicionamento radial de um motor-mancal", D.Sc. Thesis, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brazil, March, 1999.
- [2] J. A. Santisteban, R.M Stephan. "Modelling and Analysis of a Loaded Bearingless Machine". *EPE Journal*, 2000, pp.35-39.
- [3] SCHWEITZER, Gerard; BLEULER, Hannes; TRAXLER, Alfons, "Active magnetic bearings". *vdf Hochschul-verlag AG na der ETH Zurich*, Suíça, 1994,240p.
- [4] A. Chiba, T. Fukao, O. Ichikawa, M. Oshima, M. Takemoto, D. Dorrell, "Magnetic Bearings and Bearingless Drives", Elsevier.
- [5] H. Bleuler, C. Gähler, R. Herzog, R. Larssonneur, "Application of Digital Signal Processor for Industrial Magnetic Bearing", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 2, No 4, December, 1994.
- [6] C. R. Knospe, S. J. Fedigam, R. W. Hope, R. D. Williams, "A Multitasking DSP Implementation of Active Magnetic Bearing Control", *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 5, No 2, March, 1997.
- [7] Santisteban, J.A.; David, D.F.B.; Stephan, R.M.; Ripper, A.; de Andrade, R., Jr.; Pereira, A.S.; Nicolsky, R.; "Hybrid bearing for induction machine with controlled electromagnetic positioning and superconducting levitation". *Magnetics, IEEE Transactions on* Volume 36, Issue 5, Part 1, Sept 2000 Page(s):3693 – 3695.
- [8] David, D., Santisteban, J., Andrade, R., Stephan, R., Ripper, A. and Nicolsky, R. "Magnetic Bearing for Induction Machine Using Active Radial Electromagnetic and Passive Axial Superconducting Components", *Intermag 99*.
- [9] User's manual, model 1195-510, Shinkawa Electric Co, Tokyo, Japan.
- [10] J. A. Santisteban, R.M Stephan, "Analysis and Control of a Loaded Bearingless Machine", *IEEE International Magnetic Conference*, Kyongju, Korea, May, 1999, pp.146-148.
- [11] R. R. Gomes, J. A. Santisteban, R. M. Stephan, "Optimized Performance of a Motor-Bearing", *18th International Congress of Mechanical Engineering*, Ouro Preto, MG, November, 2005.

OPTIMIZED PERFORMANCE OF A MOTOR-BEARING

Rafael Ramos Gomes, E.E.

Laboratório de Aplicações de Supercondutores (UFRJ)
Centro de Tecnologia – I 148, Cidade Universitária - Caixa Postal 68504
CEP 21945-970 - Rio de Janeiro - RJ - Brasil.
ramos@ufrj.br

Jose Andres Santisteban Larea, D.Sc.

Universidade Federal Fluminense (UFF)
Escola de Engenharia/TEE/PGMEC, Rua Passo da Pátria, 156
CEP 24210-240 - Niteroi - RJ - Brazil
jasl@mec.uff.br

Richard Magdalena Stephan, Dr.-Ing.

Laboratório de Aplicações de Supercondutores (UFRJ)
Centro de Tecnologia – I 148, Cidade Universitária - Caixa Postal 68504
CEP 21945-970 - Rio de Janeiro - RJ – Brasil.
rms@ufrj.br

Abstract. *The purpose of this work is to describe a bearingless machine prototype developed at UFRJ. An electromagnetic model and a mechanical model are presented. Based on these models, a mathematical simulation study was carried out. PID's controllers are used for feedback control stabilization. Simulations results validate the models.*

Keywords: *Electrical Machines, Magnetic Bearings, High-speed Electric Motors, Feedback Control Systems, Digital Controllers, Emerging Technologies.*

1. Introduction

Magnetic bearings are nowadays employed in some industrial machines, replacing the conventional mechanical bearings. The main function of those magnetic bearings is to support the rotating part (rotor) without contacting the stator. This technology eliminates mechanical friction and the need of lubrication. This characteristic also allows motor operation at high rotating speeds where the use of conventional mechanical bearings would be forbidden.

Magnetic bearings can be classified in two broad types:

- passive bearing and
- actively controlled bearing.

Passive magnetic bearings employ permanent magnets, which generate positioning forces but can not stabilize the rotor in all degrees of freedom: "On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether (Earnshaw, 1842)". Another passive technique is based on the diamagnetic property of superconducting materials and has the advantage of being intrinsically stable.

Active bearings employ some kind of electronic feedback. The electromagnetic bearing falls in this category. Position sensors acquire the rotor shaft position that is compared with a reference air gap value. The processed error signal adjusts the current intensity flowing through an electromagnetic positioning winding (see Fig. 1). Figure 2 illustrates a set of two radial magnetic bearings and an axial one necessary to the operation of an electric machine. The volume of this hole system can be reduced if the machine windings currents are used for both the production of the rotation and the positioning of the rotor. This scheme is called motor-bearing and is the subject of the present paper.

2. Electromagnetic model

The electromagnetic equations that govern a motor-bearing can be derived from Fig 3. The equivalent magnetic circuit is given in Fig. 4.

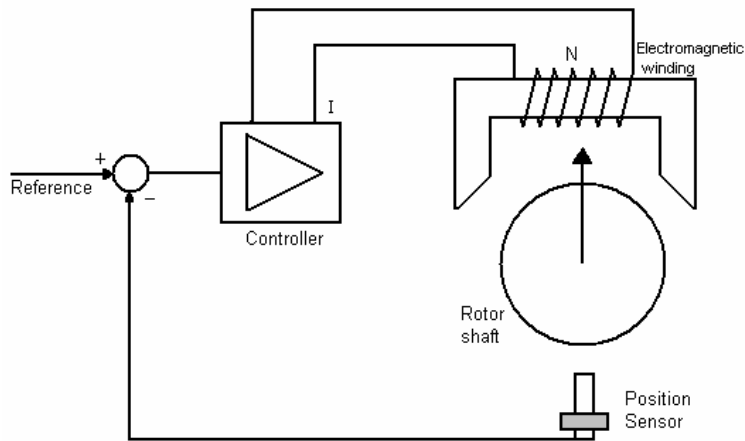


Figure 1. Operation principles of an electromagnetic bearing.

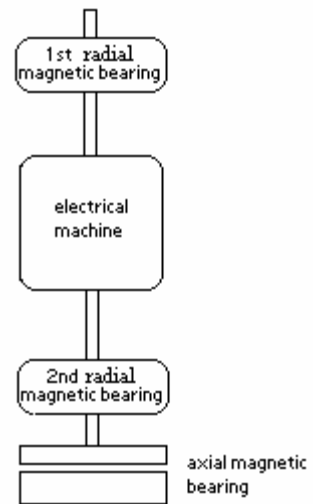


Figure 2. Set of conventional magnetic bearings.

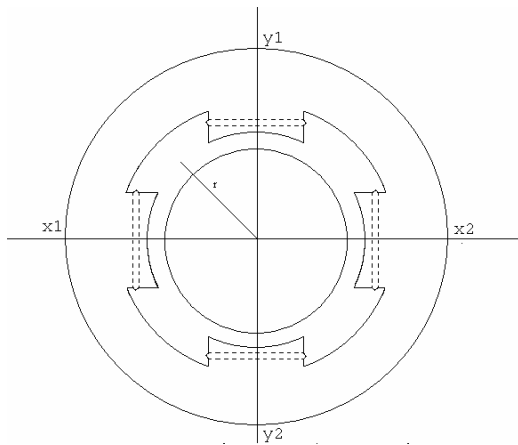


Figure 3. Equivalent magnetic scheme.

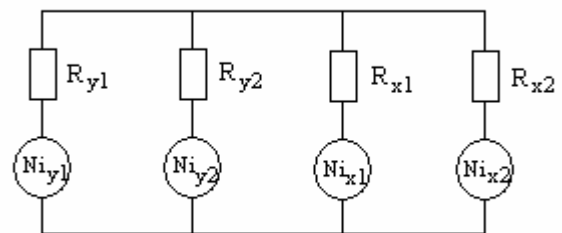


Figure 4. Magnetic circuit.

The linked flux relates with the currents by Eq. (1). Assuming the equivalent reluctance is given by Eq. (2), the inductance matrix can be written by Eq. (3).

$$[l] = [L(h)][I] \quad (1)$$

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_{y1}} + \frac{1}{R_{y2}} + \frac{1}{R_{x1}} + \frac{1}{R_{x2}} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} l_{y1} \\ l_{y2} \\ l_{x1} \\ l_{x2} \end{bmatrix} = N^2 \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{y1}} - \frac{R_{eq}}{R_{y1}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{y2}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{x1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y1}R_{x2}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{y1}} & \frac{1}{R_{y2}} - \frac{R_{eq}}{R_{y2}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{x1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{y2}R_{x2}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{x1}R_{y1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{x1}R_{y2}} & \frac{1}{R_{x1}} - \frac{R_{eq}}{R_{x1}^2} & -\frac{R_{eq}}{R_{x1}R_{x2}} \\ -\frac{R_{eq}}{R_{x2}R_{y1}} & -\frac{R_{eq}}{R_{x2}R_{y2}} & -\frac{R_{eq}}{R_{x2}R_{x1}} & \frac{1}{R_{x2}} - \frac{R_{eq}}{R_{x2}^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{y1} \\ i_{y2} \\ i_{x1} \\ i_{x2} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

The inductance matrix is a function of the radial displacement, where each reluctance is calculated by Eq. (4):

$$R = \frac{mh}{A}. \quad (4)$$

where: μ is the air permeability constant; h is the correspondent air gap (y_1 , y_2 , x_1 , x_2) and A is the mean area of each magnetic pole.

The stored magnetic energy (W_e) inside the air gap is given by Eq. (5), and the radial forces (F_e) are calculated from the derivatives of this energy as explained in Eq. (6) and Eq. (7).

$$W_e = \frac{1}{2} [i]^T [L(h)] [i], \quad (5)$$

$$F_e = \frac{dW_e}{dh}, \quad (6)$$

$$F_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{d[L(h)]}{dh} [i], \quad (7)$$

Using the transformations: $y_1 = y = h_0 + \Delta y$; $y_2 = (2h_0 - y) = h_0 - \Delta y$; $x_1 = x = h_0 + \Delta x$; $x_2 = (2h_0 - x) = h_0 - \Delta x$, where h_0 is the nominal air gap in the centered condition, the first term of the inductance matrix $L_{11}(h)$ will be:

$$L_{11} = mAN^2 \left[\frac{1}{y} - \frac{1}{2h_0 \left(\frac{y^2}{x(2h_0 - x)} + \frac{y}{(2h_0 - x)} \right)} \right]. \quad (8)$$

The other terms of the inductance matrix can be calculated analogously. The derivative of $[L(h)]$ with respect to the displacement y_1 is given by Eq. (9). After some simplifications, it follows:

$$\frac{\partial [L(h)]}{\partial y_1} = -\frac{1}{2} N^2 m \frac{A}{y^2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

The equivalent force along direction y_1 is determined using Eq. (7) as:

$$F_{y1} = -\frac{1}{4}N^2m\frac{A}{y^2}\left[i_{y1}^2 - i_{y2}^2 + (i_{y2} - i_{y1})(i_{x1} + i_{x2})\right]. \quad (10)$$

Analogously, $\frac{\partial[L(h)]}{\partial y_2}$ can be calculated. The equivalent force along direction y_2 is expressed by Eq. (11):

$$F_{y2} = -\frac{1}{4}N^2m\frac{A}{y^2}\left[i_{y2}^2 - i_{y1}^2 + (i_{y1} - i_{y2})(i_{x1} + i_{x2})\right]. \quad (11)$$

The forces along the “x” axis can also, in the same way, be obtained.

The currents imposed have the following expressions:

$$i_{y1} = (i_0 + \Delta i_y)\cos wt, \quad (12)$$

$$i_{y2} = (i_0 - \Delta i_y)\cos wt, \quad (13)$$

$$i_{x1} = (i_0 + \Delta i_x)\cos wt, \quad (14)$$

$$i_{x2} = (i_0 - \Delta i_x)\cos wt. \quad (15)$$

where: i_0 is a mean value, determined by a particular stiffness for the magnetic bearing, and Δi is the incremental value supplied by the position control.

Now Eqs. (10) and (11) can be rewritten as:

$$F_{y1} = -\frac{1}{4}N^2m\frac{A}{y^2}\left[8i_0\Delta i_y\right]\cos^2 wt, \quad (16)$$

$$F_{y2} = -\frac{1}{4}N^2m\frac{A}{y^2}\left[-8i_0\Delta i_y\right]\cos^2 wt, \quad (17)$$

The force can be considered directly proportional to Δi_y for small displacements (y approximately constant).

The term $\cos^2 \omega t$ can also be decomposed in:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega t), \quad (18)$$

showing two components:

- a continuous force and
- an harmonic force.

As long as the natural frequencies of the rotor are kept reasonably lower than the harmonic frequency, the oscillatory term will produce a negligible effect on the dynamic behavior of the system.

3. Mechanical Model

A schematic drawing of a vertical rotor pivoted on a point “O” is shown in Fig.5 as described in “Estudo da Influencia de uma Carga Torcional Sobre o posicionamento Radial de um Motor-Mancal (Santisteban, 1999)”. Since the rotor is considered to be pivoted at the lower bearing, only the magnetic bearing forces acting at an axial distance “b” from “O” contribute to the mechanical positioning of the rotor.

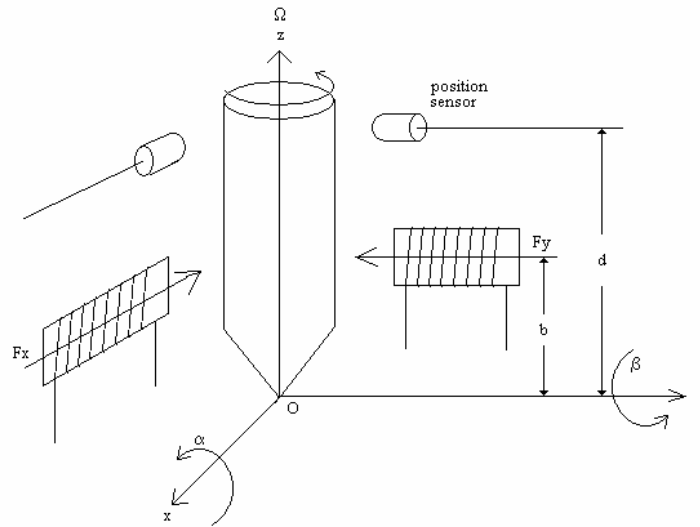


Figure 5. Mechanical model.

Assuming that the system has two degrees of freedom, the following equation may be written:

$$\begin{bmatrix} I_0 & 0 \\ 0 & I_9 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{a} \\ \ddot{b} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I_p \Omega \\ I_p \Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{a} \\ \dot{b} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -bF_y \\ bF_x \end{Bmatrix} \quad (19)$$

where I_0 is the transversal moment of inertia at point "O", I_p is the moment of inertia of the rotor and Ω its spin velocity.

From a control point of view, it is convenient to express Eq. (19) in terms of the radial displacement coordinates "x" and "y" provided by the displacement sensors positioned at an axial distance "d" from the pivot point "O". Assuming that the angular displacements $\alpha = -y/d$ and $\beta = x/d$ are small, Eq. (19) in terms of "x" and "y" is:

$$\begin{bmatrix} I_0 & 0 \\ 0 & I_9 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{y} \\ \ddot{x} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -I_p \Omega \\ I_p \Omega & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{y} \\ \dot{x} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} bdF_y \\ bdF_x \end{Bmatrix} \quad (20)$$

This matrix equation can be written as system of two differential equations:

$$\ddot{x} = \frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{y} + \frac{bd}{I_0} F_x, \quad (21)$$

$$\ddot{y} = -\frac{I_p}{I_0} \Omega \dot{x} + \frac{bd}{I_0} F_y. \quad (22)$$

The moments of inertia I_0 and I_p of the laboratory prototype were measured:

$$I_0 = 0.134078 \text{ kg-m}^2,$$

$$I_p = 0.003996 \text{ kg-m}^2,$$

while the heights "b" and "d" are: $b = 0.195 \text{ m}$, $d = 0.345 \text{ m}$.

Taking these values into account, Eqs. (21) and (22) lead the block diagram shown in Fig. 6.

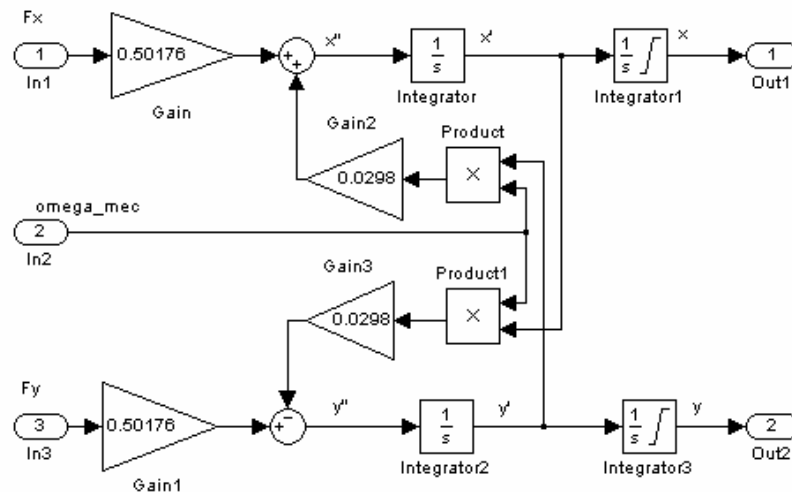


Figure 6. Block diagram of the mechanical model.

The integrator1 and integrator3 in Fig. 6 have saturations to represent the physical system.

4 Simulations

According to the mechanical and electromagnetic models presented in the previous sections, the simulation model shown in Fig. 7 is obtained.

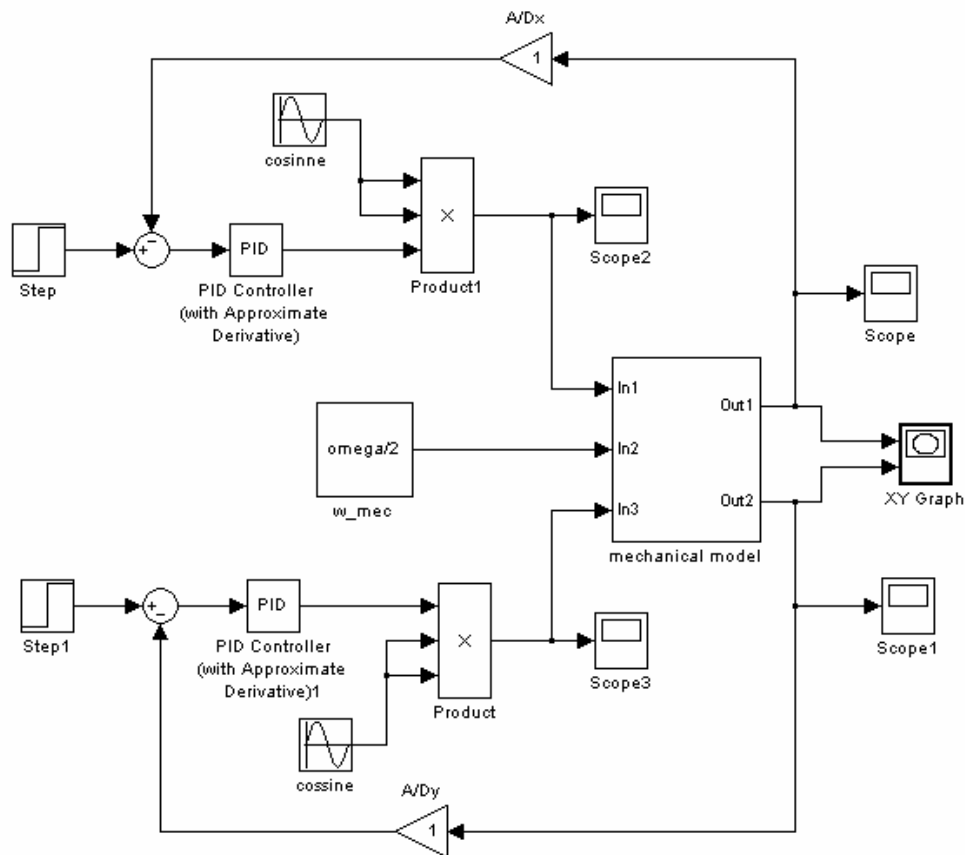


Figure 7. Diagram model of the control system.

The proposed mechanical model takes into account gyroscopic coupling given by ω . For low speeds, this coupling has low effect. This assumption allows the design of independent PD controllers for each positioning axis.

Figure 8 shows the simulation results for different speeds. The effect of rotor speed on transient responses of the position control may be observed with these results.

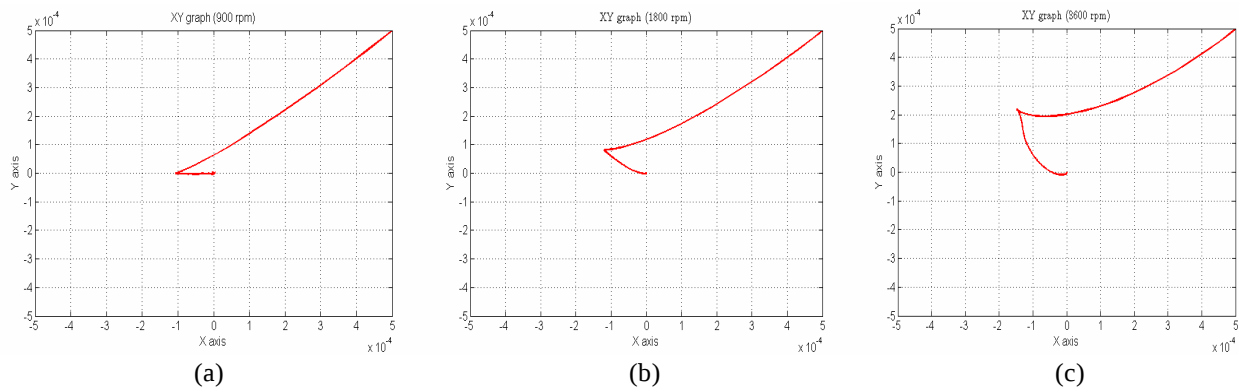


Figure 8. Simulated transient responses (initial condition $x=0.5\text{mm}$, $y=0.5\text{mm}$)
a) 900 rpm, b) 1800 rpm, c) 3600 rpm.

5. Conclusion

An electromagnetic and a mechanical model of a motor-bearing were proposed. Based on these models, simulation studies can be carried out to optimize the parameters of PD positioning controllers. These results will be used in experimental prototype design to corroborate the system behavior analysis.

6. Acknowledgements

The authors thanks to CNPq and CAPES for financial support.

7. References

- David, D. ; Santisteban J. A. ; Del Nero Gomes A. C. ; NIKOLSKY, R. ; RIPPER, A.. Dynamics and Control of a Levitating Rotor Supported by Motor Bearings. In: X International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics, 2003, Ubatuba - SP. Proceedings of the X International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics. Campinas - SP : ABCM - Brazilian Society of Engineering and Mechanical Sciences, 2003. v. 1. p. 283-288.
- S. Earnshaw, "On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether", Trans. Cambridge Phil. Soc. 7, 97-112, 1842.
- Santisteban, J. A., 1999, "Estudo da Influencia de uma Carga Torcional Sobre o posicionamento Radial de um Motor-Mancal", D.Sc. Thesis, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Brazil.
- Santisteban J. A. ; STEPHAN, R. M., 1999. "Modelling and Analysis of a Loaded Bearingless Machine. In: 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99," 1999,. 8th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'99, Lausanne.
- Santisteban J. A. ; DAVID, D. ; NORONHA, R. ; RIPPER, A. ; STEPHAN, R. M. . "Controller Design for a Bearingless Electric Motor". In: 7th International Conference on Dynamic Problems in Mechanics, 1997, Angra dos Reis. 7th International Conference on Dynamic Problems in Mechanics, 1997. p. 169-171.
- Santisteban J. A. ; STEPHAN, R. M. ; ORTIZ, A. . Modelling and Analysis of a Loaded Bearingless Machine. European Power Electronics Journal, England, v. 10, n. 1, p. 32-39, 2000.
- Santisteban J. A. ; RIPPER, A. ; STEPHAN, R. M. ; DAVID, D. ; NORONHA, R. . CONTROLLER DESIGN FOR A BEARINGLESS ELECTRIC MOTOR. Revista Brasileira de Ciências Mecânicas, Brasil, v. XXI, n. 1, p. 91-98, 1999.

8. Responsibility notice

The authors are the only responsible for the printed material included in this paper.