



COMPARAÇÕES TEÓRICAS E PRÁTICAS SOBRE GEOMETRIAS DE
MANCAIS MAGNÉTICOS

Paulo Henrique Silva Pinto

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Afonso Celso Del Nero Gomes

Rio de Janeiro

Março de 2018

COMPARAÇÕES TEÓRICAS E PRÁTICAS SOBRE GEOMETRIAS DE
MANCAIS MAGNÉTICOS

Paulo Henrique Silva Pinto

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Examinada por:

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

Prof. Alessandro Jacoud Peixoto, D.Sc.

Prof^a Janaína Gonçalves de Oliveira, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2018

Pinto, Paulo Henrique Silva

Comparações Teóricas E Práticas Sobre Geometrias De Mancais Magnéticos / Paulo Henrique Silva Pinto. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XX, 115 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Afonso Celso Del Nero Gomes

Dissertação – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2018.

Referências Bibliográficas: p. 94 – 97.

1. Mancais magnéticos ativos. 2. Forças de relutância. 3. Controle de mancais magnéticos. 4. Fluxo interconectado. 5. Controle por DSP. I. Gomes, Afonso Celso Del Nero. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Aos meus pais, Rosana e Julio,
pelo incentivo e apoio.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente aos meus pais Rosana Silva Pinto e Julio Cezar Pinto, que sempre estiveram ao meu lado e sempre acreditaram no meu potencial. Sem eles tenho certeza que não teria conseguido.

Agradeço a Deus por ter me dado força e saúde para enfrentar todas as dificuldades encontradas durante a minha vida.

Agradeço ao meu orientador, Afonso Celso Del Nero Gomes, que sem o incentivo e a orientação este trabalho não seria possível.

Agradeço aos professores Richard e Domingos, pelas orientações nas atividades para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço aos meus afilhados Juan Pablo e Davi, que estão sempre me alegrando com suas brincadeiras e pelo carinho que têm comigo.

Agradeço aos meus familiares, pelo apoio.

Agradeço aos meus amigos Alan Endalecio, Hugo Ferreira, Natasha Medeiros e Roberto Wu Mok, companheiros de mais uma vitória em minha jornada.

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

COMPARAÇÕES TEÓRICAS E PRÁTICAS SOBRE GEOMETRIAS DE MANCAIS MAGNÉTICOS

Paulo Henrique Silva Pinto

Março/2018

Orientador: Afonso Celso Del Nero Gomes

Departamento: Engenharia Elétrica

Mancais Magnéticos Ativos são sistemas mecatrônicos que geram forças através de campos magnéticos controlados, utilizados para posicionar rotores. Vem crescendo o uso desses mancais em aplicações tecnológicas nas quais são necessárias altas velocidades, ausência de lubrificação, maior vida útil, grande vácuo, menor custo de manutenção, baixas temperaturas e ambientes com elevado grau de pureza.

Este trabalho apresenta uma comparação teórica e prática entre a estrutura convencional que dispõe de oito pólos operando de maneira que o fluxo magnético atravesse simultaneamente dois pólos adjacentes, com uma nova estrutura que dispõe de quatro pólos gerando fluxos magnéticos interconectados. Os resultados teóricos prevêem uma maior rigidez mecânica equivalente para esta nova estrutura, em comparação com os mancais magnéticos ativos convencionais. O desenvolvimento de um modelo matemático que permite essas previsões, o uso de protótipos construídos recentemente para testar se as expectativas são verdadeiras e a implementação do sistema de controle de corrente e posição em um DSP são os principais objetivos deste trabalho.

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

THEORETICAL AND PRACTICAL COMPARISONS ON SOME
GEOMETRIES OF MAGNETIC BEARINGS

Paulo Henrique Silva Pinto

March/2018

Advisor: Afonso Celso Del Nero Gomes

Department: Electrical Engineering

Active Magnetic Bearings are mechatronic systems that generate forces through controlled magnetic fields, used to keep rotors centered. These bearings can be used in technological applications that require high speeds, absence of lubrication, longer service life, greater vacuum, lower maintenance costs, lower temperatures and higher purity environments.

This work presents a theoretical and practical comparison between the conventional structure that has eight poles operating in a way that the magnetic flux crosses simultaneously two adjacent poles, with a new structure that has four poles generating interconnected magnetic fluxes. The theoretical results provide for greater equivalent mechanical rigidity for this new structure, compared to conventional active magnetic bearings. The development of a mathematical model that allows these predictions, the use of recently constructed prototypes to test if expectations are true and the implementation of current and position control system in a DSP are the main objectives of this work.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvii
1 Introdução	1
1.1 Considerações Gerais	1
1.2 Motivação	1
1.3 Objetivo	5
1.4 Estrutura da Dissertação	5
2 Mancais Magnéticos Ativos	7
2.1 Introdução	7
2.2 Levitação Magnética	7
2.3 Geração de Forças de Relutância	8
2.4 Posicionamento Horizontal e Planar	12
2.4.1 Posicionamento Horizontal	12
2.4.2 Posicionamento Planar	14
2.5 Mancais Magnéticos Ativos Convencionais	15
2.5.1 Geração de Forças nos Mancais do Tipo A	16
2.6 Mancais Magnéticos com Fluxos Interconectados	19
2.6.1 Geração de Forças nos Mancais do Tipo B	21
2.7 Comparação Teórica entre os Tipos A e B.	29
2.8 Conclusões do Capítulo	35

3	Construção e Simulações dos Protótipos	36
3.1	Introdução	36
3.2	Construção dos Protótipos	36
3.2.1	Torque externo gerado pela excitação magnética	40
3.2.2	Torque externo gerado pela excitação gravitacional	42
3.2.3	Torque externo gerado pelo mancal de apoio	42
3.2.4	Torque externo gerado por desbalanceamento	42
3.2.5	Equações dinâmicas	44
3.3	Simulações dos Protótipos	46
3.3.1	Simulações para outros valores da corrente de base	49
3.4	Conclusão do Capítulo	58
4	Simulações e Testes dos Protótipos	59
4.1	Introdução	59
4.2	Implementação Prática do Controle	59
4.3	Sistema de Acionamento	61
4.3.1	Fonte de Potência	61
4.3.2	Conversores de Acionamento	62
4.3.3	Condicionamento dos Sinais	65
4.3.4	Inteligência de Controle	67
4.4	Simulação dos Controles	70
4.4.1	Digital Signal Processor	70
4.4.2	Modelos e Simulação para o Controle de Posição	72
4.4.3	Projeto e Simulação para o Controle de Corrente	78
4.5	Conclusão do Capítulo	90
5	Conclusões e Trabalhos Futuros	91
5.1	Conclusões	91
5.2	Trabalhos Futuros	93
	Referências Bibliográficas	94

A	Manual do sensor de posição	98
B	Construção da Placa do Mancal	111
B.1	Construção da Placa do Mancal	111

Lista de Figuras

2.1	Princípio Básico da Levitação Eletromagnética.	9
2.2	Diagrama esquemático de um circuito magnético.	9
2.3	Posicionamento horizontal por dispositivos magnéticos de atração. . .	12
2.4	Deslocamento do corpo magnético através de forças de relutância no plano horizontal.	13
2.5	Posicionamento planar por dispositivos magnéticos de atração. . . .	14
2.6	Mancal do Tipo A, ou configuração convencional para mancais magnéticos ativos; são exibidos apenas os enrolamentos para a direção x positiva; não há conexão entre os caminhos de fluxos.	16
2.7	Mancal do Tipo A, mostra a situação geral onde as correntes i_1 e i_3 são responsáveis pelo posicionamento ao longo de x e i_2 e i_4 serão responsáveis pelo posicionamento ao longo de y	17
2.8	Mancal do Tipo B, a configuração proposta para mancais magnéticos ativos; são exibidos os enrolamentos apenas para a direção x positiva; os caminhos de fluxo estão interconectados. Os pares opostos dos enrolamentos ao longo das direções x e y são, respectivamente, para controlar a posição horizontal e vertical.	20
2.9	Deslocamento do rotor no mancal do Tipo B. Quando há um deslocamento do rotor de x e y nas direções horizontal e vertical, haverá uma alteração na largura do entreferro, mudando para: $h - x$ (no pólo da direita), $h + x$ (no pólo da esquerda), $h - y$ (no pólo superior) e $h + y$ (no pólo inferior).	22

2.10	Distribuição de fluxo magnético associada a corrente i_1 no mancal magnético do Tipo B; A corrente injetada no enrolamento 1 provoca fluxos magnéticos em todos os quatros pólos.	23
2.11	Distribuição do fluxo magnético associado à corrente i_1 do mancal de Tipo B.	24
2.12	A posição da partícula em $x(t)$ é para ser controlada pelos dispositivos magnéticos, por meio de aplicação de correntes.	30
2.13	Diagrama de blocos que mostra a dinâmica da planta, na função de transferência $G(s)$ e um esquema de controle em malha fechada com um controlador $C(s)$	31
2.14	Posicionamento da partícula com controle PID para vários valores das constantes magnética k_p e k_i . O eixo vertical exibe o deslocamento da esfera x , em metros; no eixo horizontal está o tempo t , o tempo total de simulação é de 4 segundos, usando 10^5 pontos por segundo. A curva em azul escuro refere-se aos valores nominais de k_p^0 e k_i^0 ; para $2k_p^0$ e $2k_i^0$ o valor nominal é representado pela curva verde (a segunda maior curva); para $4k_p^0$ e $4k_i^0$ o valor nominal é representado pela curva vermelha e para $8k_p^0$ e $8k_i^0$ o valor nominal é representado pela curva azul claro	34
3.1	Vista superior do protótipo de Tipo A, de oito pólos.	37
3.2	Vista superior do protótipo de Tipo B, de quatro pólos.	37
3.3	Conjunto montado: rotor vertical com disco perfurado inserido em uma das carcaças.	37
3.4	Aspectos e dimensões do rotor vertical.	38
3.5	Representação simplificada dos aspectos geométricos básicos e dimensões do rotor.	39
3.6	Vista superior do disco superior com uma massa (m) extra preenchendo um dos furos; a força centrífuga é projetada nos eixos x e y	43

3.7	Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para $t \geq 0.035$ segundos, o rotor pode ser considerado centrado. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$	48
3.8	Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. O rotor pode ser considerado centrado com $t \geq 0.016$ segundos, metade do tempo se comparado ao caso A. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$. . .	49
3.9	Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticias y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$. .	50
3.10	Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticias y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$. .	50
3.11	Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$	52
3.12	Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$	53
3.13	Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticias y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.	53
3.14	Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticias y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.	54
3.15	Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	56

3.16	Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	56
3.17	Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	57
3.18	Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	57
4.1	Ilustração das relações entre um mancal magnético, de qualquer Tipo, e o ambiente externo.	60
4.2	Diagrama geral para as experiências práticas com os mancais magnéticos.	61
4.3	Estrutura interna de um Sistema de Acionamento, ou Eletrônica Externa de Controle.	62
4.4	Fonte de Potência, ou Alimentação, contendo: Inteligência de Controle (DSP), Conversores de Acionamento (IGBTs), Sensores de Corrente e Drives.	63
4.5	Unidade de Controle, composta por Conversores de Acionamento, Condicionador de Sinais e Inteligência de Controle.	63
4.6	Conversores de Acionamento. Os sinais de potência são as tensões CC vindas da fonte: $\pm 50\text{V}$ e 0V . Os sinais de comando, de baixa potência, são gerados no módulo da Inteligência do Controle. Os sinais de saída i_0 , i_x e i_y tem potência suficiente para acionar os mancais.	64
4.7	Ponte H dos IGBTs utilizada para enviar as correntes de controle aos eletroímãs.	64
4.8	Corte transversal na cota d da figura 3.4, mostra a localização do Sensor Shinkawa nos protótipos.	66
4.9	Funcionamento básico do estágio da Inteligência de Controle.	67

4.10	Estrutura mais detalhada da Inteligência de Controle.	68
4.11	Controle do Mancal Magnético por meio de conversores.	68
4.12	Componentes básicos de um Modulador por Largura de Pulsos ou PWM.	69
4.13	Leitura do DSP dos Sinais Emitidos pelo Sensor sem o Filtro.	72
4.14	Leitura do DSP dos Sinais Emitidos pelo Sensor com o Filtro.	72
4.15	Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para $t \geq 0.035$ segundos, o rotor pode ser considerado centrado. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$	77
4.16	Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. O rotor pode ser considerado centrado com $t \geq 0.016$ segundos, metade do tempo se comparado ao caso A. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$	77
4.17	Diagrama de Blocos do Controle dos Mancais.	79
4.18	Bloco denominado de Conversor 01, responsável por enviar as correntes diferenciais ao controlador de corrente.	80
4.19	Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$ e Controlador Proporcional.	81
4.20	Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$ e Controlador Proporcional.	82
4.21	Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$	82

4.22	Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$	83
4.23	Controlador Proporcional - Integral, com anti-reset wind up aplicado a parte integral.	84
4.24	Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 3\text{A}$. 85	
4.25	Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 3\text{A}$. 85	
4.26	Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$	86
4.27	Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$	86
4.28	Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 1.5\text{A}$. 87	
4.29	Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 1.5\text{A}$. 87	
4.30	Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	88
4.31	Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$	89
4.32	Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 1\text{A}$. 89	
4.33	Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 1\text{A}$. 90	
B.1	Circuito da Placa do Mancal.	112
B.2	Placa do Mancal.	113
B.3	Esquema da Conexão entre Unidade de controle e o sensor.	115

Lista de Tabelas

3.1	Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$	47
3.2	Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$	48
3.3	Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1.5A$	51
3.4	Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1.5A$	51
3.5	Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1A$	54
3.6	Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1A$	55
4.1	Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$	75
4.2	Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$	76

Lista de Símbolos

H - Intensidade do Campo Magnético;

i - Corrente Elétrica;

N - Número de Enlaces de corrente Magnética;

dL - Diferencial de Comprimento;

dS - Diferencial de Área;

B - Densidade de Fluxo Magnético;

H_{fe} - Intensidade do Campo Magnético no Entreferro;

H_{ar} - Intensidade do Campo Magnético no ar;

l_{fe} - Percurso do Campo Magnético no Entreferro;

h - Distância do Entreferro;

μ_r - Permeabilidade Relativa no Material;

μ_0 - Permeabilidade no Vácuo;

B_{fe} - Densidade de Fluxo Magnético no Ferro;

B_{ar} - Densidade de Fluxo Magnético no Ar;

Φ - Fluxo Magnético;

F - Força Magnética;

i_0 - Corrente de Base;

i_x - Corrente Diferencial do Eixo X;

i_y - Corrente Diferencial do Eixo Y;

F_x - Força Magnética do Eixo X;
 F_y - Força Magnética do Eixo Y;
 Δi - Variação da Corrente;
 Δh - Variação da Distância;
 k_p^a - Constante de Posição do Mancal de Tipo A;
 k_i^a - Constante de Corrente do Mancal de Tipo A;
 k_p^b - Constante de Posição do Mancal de Tipo B;
 k_i^b - Constante de Corrente do Mancal de Tipo B;
 \mathcal{R} - Relutância Magnética;
 \mathcal{F} - Força Magnetomotriz;
 A_a - Seção Transversal dos Polos do Mancal Tipo A;
 A_b - Seção Transversal dos Polos do Mancal Tipo B;
 I_x - Momento Angular de Inércia do Eixo X;
 I_y - Momento Angular de Inércia do Eixo Y;
 I_z - Momento Angular de Inércia do Eixo Z;
 w - Velocidade Angular do Rotor;
 $E_{\beta,\alpha}$ - Ações Externas Geradoras de Torques;
 α - Ângulo Positivo Relacionado ao Eixo X;
 β - Ângulo Positivo Relacionado ao Eixo Y;
 θ - Ângulo Positivo Relacionado ao Eixo Z;
 p - Vetor da Posição Angular;
 J - Coeficiente de Inércia;
 G - Matriz de Rotação;
 E_m - Torque Externo Gerado pela Excitação Magnética;
 E_g - Torque Externo Gerado pela Excitação Gravitacional;

E_a - Torque Externo Gerado pela Excitação do Apoio do Mancal;

E_d - Torque Externo Gerado pela Excitação Massa desbalanceada;

m - Massa;

r - Raio do Disco Superior;

f^c - Força Centrifuga;

Δ - Coeficiente de Distúrbio;

b - Distância do Suporte do Mancal até AMB;

d - Distância do Suporte do Mancal até Sensores;

q - Distância do Suporte do Mancal até o Disco Superior;

C_a - Constante de Viscosidade;

A - Matriz de Estados;

B - Matriz de Entrada;

C - Matriz de Saída;

D - Matriz de Transmissão Direta;

U - Realimentação de Estados;

$F_{a,b}$ - Matriz Resultante do Ganho do Mancal Tipo A e B.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Considerações Gerais

Mancais são elementos de máquinas projetados para suportar esforços decorrentes de cargas tanto radiais quanto axiais, ou até mesmo uma combinação entre ambas. Permitem um movimento relativo entre seus elementos constituintes, impondo, entretanto uma restrição em alguns graus de liberdade.

Mancais vem sendo utilizados desde 2600 a.C. pelos antigos egípcios, porém os primeiros registros históricos são datados em 40 a.C., encontrados no naufrágio de um navio romano no Lago Nemi, Itália, assim como os desenhos de Leonardo da Vinci que descreveu um tipo de mancal de rolamento datado em 1500 d.C. [1].

1.2 Motivação

Atualmente, os mancais são empregados em diversos equipamentos e máquinas, como refrigeradores, computadores, motores e outros. Os mancais mais utilizados são os mecânicos, e eles podem ser divididos em mancais de deslizamentos, mancais de rolamento e mancais aerostáticos. Nos últimos anos, uma alternativa para substituir os tradicionais mancais mecânicos vem crescendo: os mancais magnéticos, que apresentam como principal característica a ausência de contato mecânico entre as partes girantes. Estes mancais apresentam como principais vantagens [2]:

- Ausência de lubrificação;
- Altas velocidades;
- Maior vida útil;
- Menor custo de manutenção;
- Alta precisão;
- Baixas perdas.

Devido a essas vantagens, os mancais magnéticos vêm sendo aplicados nas mais diversas áreas; podemos destacar as seguintes [2]:

- Indústria aeroespacial e de alto vácuo, onde não se admite uma manutenção de lubrificação;
- Indústria de alimentos e de medicamentos, devido ao elevado grau de pureza, onde a contaminação por agentes externos não é desejada;
- Indústria de petróleo e gás, devido às necessidades de confiabilidade e facilidade de manutenção;
- Equipamentos médicos, onde existe uma grande exigência pelo desempenho.

A evolução dos mancais magnéticos tem sido aprimorada gradativamente no decorrer dos anos, devido aos resultados de pesquisas realizadas em diversas partes do mundo. Em 1939, Werner Braunbek interpreta o teorema de Earnshaw no sentido de levitação magnética, mostrando que a estabilização magnética de um objeto suspenso de forma passiva apenas é possível utilizando materiais diamagnéticos [3]. Na década de 1940 Jesse Beams utilizou mancais magnéticos ativos para o desenvolvimento de centrífugas de urânio no âmbito do projeto Manhattan [3]. No entanto, as tentativas para o uso da atração magnética não foram bem sucedidas devido à instabilidade do sistema, que necessita um controle de posição ativo para ajustar as forças [4].

A utilização da tecnologia de levitação magnética precisou aguardar o crescimento do poder da computação e do amadurecimento de outras tecnologias como: controle, sensores, eletrônica de potência e modelagem de sistemas. No final dos anos 70 a pesquisa em mancais magnéticos começa a aumentar. A partir desse período foram introduzidos, no mercado de diversos países, soluções comerciais usando mancais magnéticos, como por exemplo bombas de vácuo de alta velocidade e turbomáquinas [5]. Em 1988, foi realizada a primeira conferência internacional para tratar especificamente sobre mancais magnéticos, o *International Symposium on Magnetic Bearing* (ISMB) em Zurique na Suíça. Livros de referência exclusivamente sobre mancais magnéticos foram feitos, dos quais podemos citar como exemplos [6], [7] e [2].

O avanço da tecnologia de sensoriamento e a melhora no processamento digital viabilizaram uma linha de pesquisa que vem sendo desenvolvida paralelamente à dos mancais magnéticos, onde se utiliza dispositivos capazes de gerar dois tipos de forças: as que agem na direção tangencial ao eixo, gerando torque e forças de relutância, que agem na direção normal, usadas para o posicionamento radial do rotor. Como exemplo considere um motor de indução convencional. O fluxo magnético girante no estator atravessa o entreferro em qualquer um dos pólos com a mesma intensidade, o que cria um balanceamento das forças. Entretanto, pode-se desbalancear estes fluxos em cada entreferro, criando assim forças de atração em uma determinada direção desejada. Estas forças são intrinsecamente instáveis, e conseqüentemente, devem ser geradas forças controladas no entreferro em direções opostas, possibilitando assim o controle ativo da posição do eixo. Este equipamento que é capaz de gerar torque e posicionar o eixo do motor é denominado como motor mancal magnético [8],[6],[7] e [9].

No Brasil, as pesquisas sobre mancais magnéticos estão sendo desenvolvidas em instituições militares como o CTM-SP (Centro Tecnológico da Marinha) e em diversos centros acadêmicos, através de dissertações de mestrado, teses de doutorado, projetos de fim de curso e artigos técnicos, onde podemos destacar: COPPE/UFRJ, UFF, UFRN, USP e UFU, como se pode verificar em [2].

O presente trabalho visa dar continuidade à linha de pesquisa desenvolvida na COPPE/UFRJ que ao longo dos anos vem investigando os motores mancais e os mancais magnéticos. O trabalho sobre a configuração com enrolamentos divididos [10], foi o precursor para o desenvolvimento de diversas outras dissertações e teses relacionadas a mancais magnéticos e motores mancais magnéticos. A seguir é feita uma breve descrição de cada trabalho realizado na COPPE/UFRJ.

Salazar em sua dissertação de mestrado [10] apresentou um estudo sobre os mancais magnéticos para motores de indução, utilizando os próprios enrolamentos do estator; tal estudo serviu como base para trabalhos posteriores. Já na sua tese de doutorado [11], Salazar realizou um estudo propondo um controle analógico de posicionamento e velocidade do motor mancal. Santisteban [12] estudou a influência da carga torsional sobre o posicionamento de um motor mancal. David [13] apresentou um método para levitação vertical do rotor utilizando a força de repulsão diamagnética entre as pastilhas de cerâmicas supercondutoras e ímãs permanentes para construção do mancal axial. Cardoso [14], em sua dissertação de mestrado, introduziu a tecnologia dos DSPs no controle de mancais motores ativos. Rodrigues [15] estudou técnicas de controle Regulador Quadrático Linear (LQR) centralizado e descentralizado. Junior [16] apresentou um modelo matemático para o controle de velocidade de um motor de indução modificado para funcionar como motor mancal de indução. Gomes [17] implementou o sistema de controle do motor mancal em um DSP. Kauss [18] apresentou resultados práticos do controle para motor mancal magnético utilizando LQR e melhoria nas rotinas de controle implementadas no DSP. Franco [8] aplicou a técnica de controle H_∞ para o posicionamento do eixo de um motor mancal magnético. Garcia [19] apresentou, em sua tese de doutorado, uma análise no desempenho dos controladores utilizando dois critérios diferentes, o MVC (*Minimum Variance Controllers*) e o ISO 14839 (*International Organization for Standardization*). Além de apresentar uma nova geometria de mancais magnéticos, com quatro pólos gerando fluxos interconectados, o presente trabalho o compara com a geometria convencional, de oito pólos e fluxos independentes, e

utiliza o DSP para o desenvolvimento do controle de posição.

1.3 Objetivo

O estudo dos Mancais Magnéticos convencionais tem avançado bastante nos últimos anos. Uma iniciativa bastante recente refere-se aos Mancais Magnéticos com Fluxos Interconectados [20], [21], [22], [23] e [24]. Neste campo existem muitos desafios pela frente. O objetivo deste trabalho é dar continuidade à linha de pesquisa sobre Mancais Magnéticos com Fluxos Interconectados, realizando os testes práticos e comparando os resultados obtidos com os valores teóricos calculados e simulados para validar o modelo de mancal magnético proposto. Esses testes serão realizados no Laboratório de Aplicações de Supercondutores (LASUP) da UFRJ, com os protótipos de dois Mancais Magnéticos um convencional e outro de quatro pólos, projetados para os testes.

O sistema de controle é baseado no DSP da Texas Instruments, no qual serão implementadas as rotinas de controle.

1.4 Estrutura da Dissertação

Este texto está dividido em 5 capítulos. Este primeiro capítulo buscou abordar a história dos mancais magnéticos, bem como suas vantagens e o seu desenvolvimento no Brasil, em especial na COPPE/UFRJ, e os principais objetivos deste trabalho.

O segundo capítulo apresenta uma descrição do princípio de funcionamento e a configuração dos mancais magnéticos ativos convencionais e dos mancais magnéticos interconectados, bem como suas principais características.

No terceiro capítulo é apresentado o desenvolvimento teórico para a construção dos protótipos e expõe os resultados obtidos nas simulações.

O quarto capítulo apresenta os resultados experimentais bem como a comparação desses resultados com os resultados teóricos obtidos no terceiro capítulo para confirmar a validação do modelo.

O quinto capítulo descreve as conclusões da pesquisa realizada e sugestões para trabalhos futuros sobre mancais magnéticos interconectados.

Por fim, há os apêndices A e B, onde o apêndice A apresenta o manual do sensor Shinkawa utilizado neste trabalho e o apêndice B apresenta o procedimento necessário para construir a placa do mancal.

Capítulo 2

Mancais Magnéticos Ativos

2.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo apresentar os conceitos básicos necessários para explicar o funcionamento dos mancais magnéticos ativos. Também serão apresentadas duas configurações de mancais magnéticos ativos e será realizada uma comparação entre elas. A primeira configuração engloba os mancais magnéticos convencionais, nesta dissertação denominados Tipo A, e a segunda configuração traz os mancais magnéticos ativos com fluxos interconectados, nesta dissertação denominados Tipo B.

2.2 Levitação Magnética

A levitação é o processo no qual se consegue erguer um objeto no espaço numa posição estável, sem a necessidade de qualquer tipo de apoio, através de uma força que se opõe à gravidade. As principais técnicas de levitação são as seguintes: Electroestática, Acústica, Aerodinâmica, Aeroespacial, Óptica e Magnética [25].

A levitação magnética tem despertado grande interesse de pesquisadores e da indústria, devido às suas inúmeras vantagens, como a eliminação de atrito mecânico, a diminuição do desgaste de elementos de contato e o conseqüente aumento da eficiência de equipamentos, entre outras. De modo geral, a levitação magnética

se caracteriza pela suspensão de objetos por meio da ação de campos magnéticos gerados pela interação entre correntes elétricas nos condutores e campos magnéticos em materiais ferromagnéticos ou diamagnéticos. Assim podemos dividir a levitação magnética de acordo com método que utiliza para levitar os objetos [25], podendo ser:

- Ímãs Permanentes;
- Eletromagnética;
- Supercondutora;
- Eletrodinâmica;
- Mixed- μ .

Nos mancais magnéticos ativos deste trabalho utiliza-se a levitação eletromagnética. O princípio básico de operação pode ser observado na figura 2.1.

Um sensor medirá a posição do corpo em relação a uma certa referência definida. Um controlador lerá e processará os sinais dos sensores, gerando correntes de controle que serão amplificadas e enviadas para o eletroímã, que cria uma força magnética capaz de manter o material ferromagnético na posição de equilíbrio desejada. Este controle ativo será responsável pela estabilidade, rigidez e amortecimento da suspensão de acordo com o que foi definido no livro do Schweitzer em [9].

Este esquema de levitação eletromagnética, embora simples, é muito importante para se entender os mancais magnéticos ativos. Para compreender mais profundamente o seu funcionamento, é preciso recordar como são geradas as forças de atração envolvidas.

2.3 Geração de Forças de Relutância

A força magnética responsável pela levitação é o resultado da interação entre dois corpos dotados de propriedades magnéticas, o eletroímã e a esfera ferromagnética.

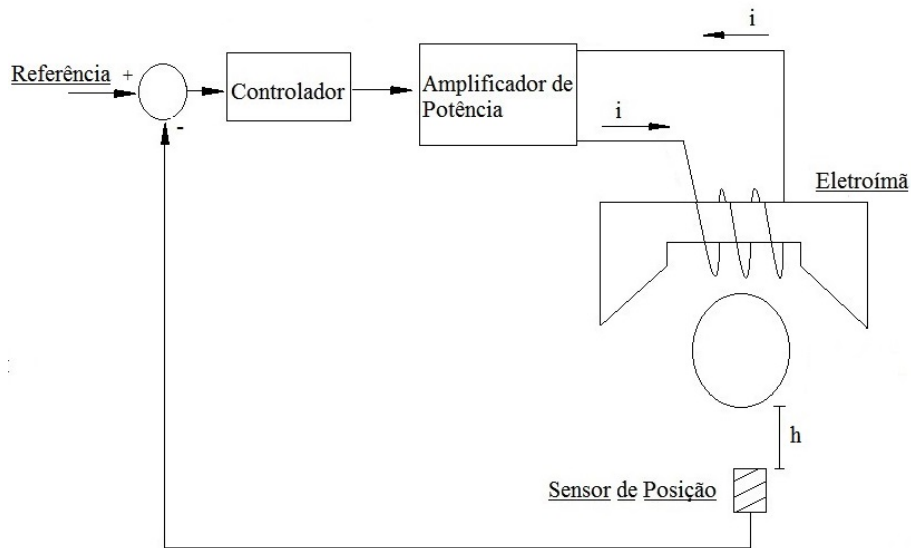


Figura 2.1: Princípio Básico da Levitação Eletromagnética.

A figura 2.2, a seguir, ilustra um eletroímã enlaçado por um fio, no qual circula uma corrente elétrica i , em volta do núcleo ferromagnético. Esta produz um fluxo que circula pelo material magnético, por um caminho de menor relutância. O efeito é uma força de atração no material ferromagnético ilustrado em verde, no sentido de eliminar a distância h e reduzir a relutância total do circuito magnético.

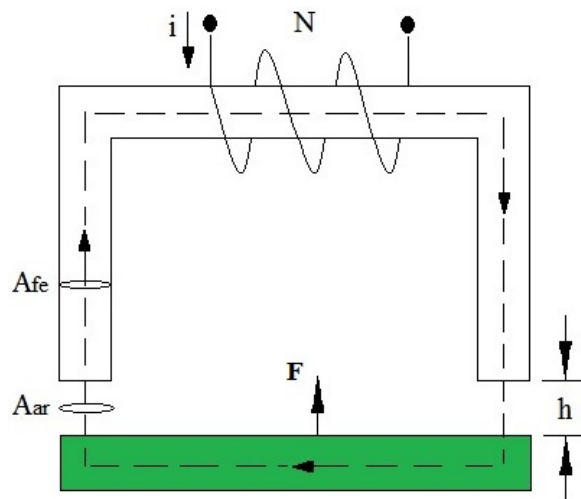


Figura 2.2: Diagrama esquemático de um circuito magnético.

Os parágrafos seguintes mostram como esta força magnética de atração pode ser determinada de acordo com [6], [7], [9] ou qualquer outro livro sobre eletromagnetismo.

Sendo i a corrente elétrica que circula na bobina, N o número de espiras e

supondo que a intensidade do campo magnético H seja constante no material e também no espaço de ar:

$$l_{fe}\mathbf{H}_{fe} + 2h\mathbf{H}_{ar} = Ni, \quad (2.1)$$

onde H_{fe} é a intensidade de campo magnético no material, H_{ar} é a intensidade no ar, l_{fe} o percurso do campo magnético no material e h a distância do entreferro.

A relação entre a densidade de fluxo B_{fe} e a intensidade de campo magnético H_{fe} é dada em função da permeabilidade magnética; sendo μ_r a permeabilidade relativa do material e μ_0 a permeabilidade no vácuo, então

$$\mathbf{B}_{fe} = \mu_0\mu_r\mathbf{H}_{fe}, \quad (2.2)$$

$$\mathbf{B}_{ar} = \mu_0\mathbf{H}_{ar}. \quad (2.3)$$

Admitindo que a espessura h do entreferro seja suficientemente pequena para desprezar a dispersão de campo magnético, as áreas de ferro e do ar podem ser consideradas iguais e com isso

$$\mathbf{B}_{fe} = \mathbf{B}_{ar} = \mathbf{B}. \quad (2.4)$$

Substituindo as equações 2.2, 2.3 e 2.4 na equação 2.1, temos

$$l_{fe}\frac{\mathbf{B}}{\mu_0\mu_r} + 2h\frac{\mathbf{B}}{\mu_0} = Ni. \quad (2.5)$$

Colocando a densidade de fluxo magnético (B) em evidência chega-se a

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 Ni}{\frac{l_{fe}}{\mu_r} + 2h} \quad (2.6)$$

Sabendo que o núcleo do eletroímã é de material ferromagnético, com $\mu_r \gg 1$, a expressão acima fica.

$$\mathbf{B} \simeq \frac{\mu_o Ni}{2h} \quad (2.7)$$

Considerando as dimensões físicas do entreferro e do eletroímã, obtém-se a equação 2.8 para o fluxo magnético gerado, em função da corrente, da espessura do entreferro h e da área $A = A_{ar}$:

$$\Phi(i, h) = \frac{\mu_o Ni}{2h} A \quad (2.8)$$

O fluxo magnético que circula no entreferro gera uma força de relutância, determinada pela taxa de variação da energia armazenada com relação ao deslocamento. Calculando para um único entreferro com área A , encontraríamos a expressão básica

$$\mathbf{F} = \frac{\Phi^2}{2\mu_o A} \quad (2.9)$$

É importante notar que esta força de relutância é inversamente proporcional à área do entreferro e diretamente proporcional ao quadrado do fluxo. Deste modo, fluxos de qualquer sinal originam forças de atração. Entranto com 2.8 acima:

$$\mathbf{F} = \frac{1}{8} \mu_o N^2 A \left(\frac{i}{h} \right)^2 \quad (2.10)$$

Como há dois entreferros na figura 2.2 a força de atração resultante de um eletroímã em forma de ferradura é

$$\mathbf{F} = \frac{1}{4} \mu_o N^2 A \left(\frac{i}{h} \right)^2 \quad (2.11)$$

Observa-se pela equação 2.11 que a força obtida pelo circuito magnético da figura 2.2 é proporcional ao quadrado da corrente elétrica que circula na bobina e

inversamente proporcional ao quadrado da espessura do entreferro.

2.4 Posicionamento Horizontal e Planar

Nesta seção serão apresentados os estudos de posicionamentos horizontal e planar. Para facilitar, os Dispositivos Eletromagnéticos de Atração serão chamados de DEMAs. Foi utilizado [2] como referência para o estudo das seções a seguir.

2.4.1 Posicionamento Horizontal

Dispositivos eletromagnéticos de atração geram apenas forças atrativas. Para controlar o posicionamento de um corpo em uma linha de um plano horizontal, são necessários utilizar dois DEMAs, conforme ilustra a figura 2.3

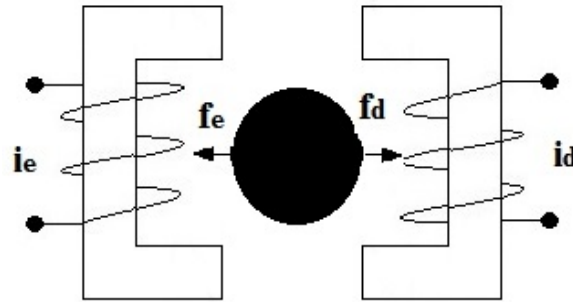


Figura 2.3: Posicionamento horizontal por dispositivos magnéticos de atração.

Para entender o funcionamento desta montagem, é preciso aplicar os conceitos de geração de forças de relutância vistos na seção anterior. O diagrama mais detalhado mostrando o deslocamento da esfera pode ser visto na figura 2.4.

Supondo que a posição de equilíbrio dista h_e e h_d dos DEMAs da esquerda e da direita, que correntes i_e e i_d são injetadas e que a esfera se deslocou x , como na figura 2.4, as forças de relutância serão

$$f_e = -k_m \left(\frac{i_e(t)}{h_e + x(t)} \right)^2 \quad e \quad f_d = k_m \left(\frac{i_d(t)}{h_d - x(t)} \right)^2, \quad (2.12)$$

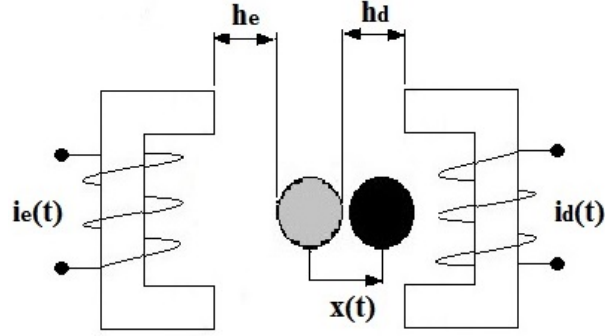


Figura 2.4: Deslocamento do corpo magnético através de forças de relutância no plano horizontal.

onde k_m engloba todas as constantes da equação 2.11. A força resultante é dada por $f_x = f_e + f_d$. Esta resultante depende, de maneira não linear, de duas variáveis de controle independentes, as correntes i_e e i_d . Uma solução para contornar esses inconvenientes é o chamado acionamento diferencial: as correntes i_e e i_d são obtidas compondo uma corrente de base constante e uma corrente diferencial única, como abaixo.

$$i_e(t) = i_E + i_x(t) \quad e \quad i_d(t) = i_D - i_x(t), \quad (2.13)$$

onde i_E e i_D são as correntes constantes de base e i_x é a corrente diferencial.

Os valores das correntes i_E e i_D de base podem ser determinados a partir do ponto de equilíbrio desejado para o corpo magnético. Esta determinação é possível mesmo em presença de forças externas. Em geral, a escolha é $i_E = i_D = i_0$. A corrente diferencial i_x é a única variável de controle usada para estabilizar o sistema, ou seja, fazer $x(t) \rightarrow 0$. A fórmula básica para as forças de relutância aplicadas a esta situação leva a:

$$f_e(t) = -k_m \left(\frac{i_E + i_x(t)}{h_e + x(t)} \right)^2 \quad e \quad f_d(t) = k_m \left(\frac{i_D - i_x(t)}{h_d - x(t)} \right)^2, \quad (2.14)$$

cuja força resultante é dada por:

$$f_x(t) = k_m \left(\frac{i_D - i_x(t)}{h_d - x(t)} \right)^2 - k_m \left(\frac{i_E + i_x(t)}{h_e + x(t)} \right)^2. \quad (2.15)$$

onde o valor de k_m vem da equação 2.11:

$$k_m = \frac{1}{4} \mu_o N^2 A \quad (2.16)$$

As grandezas $x(t)$ e $i_x(t)$ devem permanecer próximas de 0 sempre, de onde se conclui que a expressão 2.15 pode ser linearizada, levando a $f_x(t) = k_p x(t) + k_i i_x(t)$, onde há apenas uma variável de controle, i_x . As constantes de posição k_p e de corrente k_i dependem dos parâmetros físicos e são obtidas a partir de fórmulas análogas às vistas no caso dos DEMAs, mas isto será visto nas próximas seções.

2.4.2 Posicionamento Planar

Montando dois pares adicionais de DEMAs com acionamentos diferenciais, em ângulo reto, é possível controlar a posição de um corpo magnético em um plano, como ilustra a figura 2.5. Entende-se que a permanência do corpo nesse plano é garantida de alguma outra maneira.

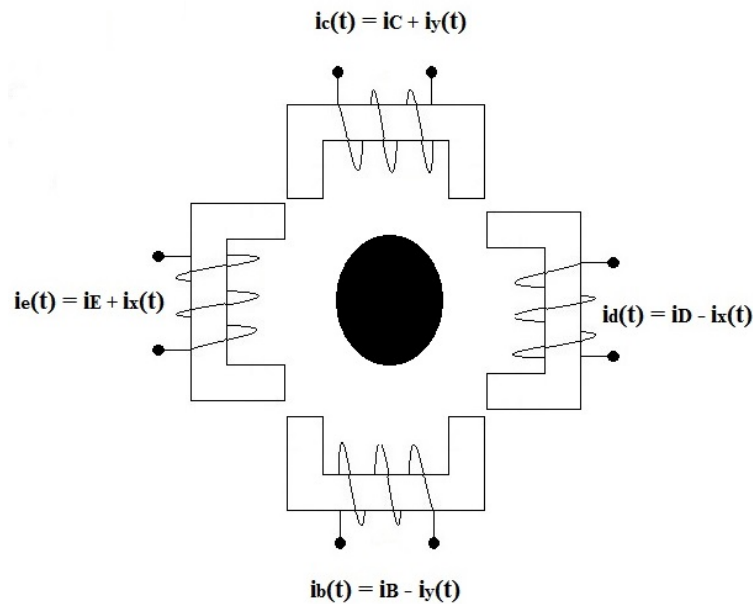


Figura 2.5: Posicionamento planar por dispositivos magnéticos de atração.

Se o plano de movimento (plano do papel na figura 2.5) é horizontal, as correntes de base i_E , i_D , i_C e i_B podem ser todas iguais. Se, por outro lado, o plano de

movimento for vertical, a esfera tende a cair e então a primeira tarefa é equilibrar o peso do corpo; isto pode ser obtido pelo uso das correntes de base. Note-se também que neste caso é comum, mas não obrigatório, colocar um par de DEMAs na direção do eixo vertical; as correntes de base deste par seriam as responsáveis unicamente pelo peso do corpo.

As direções perpendiculares definidas por um arranjo destes são chamados de x e y . É interessante verificar que as forças de relutância resultantes em cada uma destas direções f_x e f_y são desacopladas, ou seja, f_x depende dos termos em x e f_y depende dos termos em y , assim temos: $f_x = f(x, i_x)$ e $f_y = f(y, i_y)$. Esta característica de desacoplamento facilita o controle de posição que pode ser feito em dois canais, x e y , independentes um do outro.

Até este ponto, houve um entendimento mais ou menos subentendido de que se tratava de esferas metálicas. A partir de agora será considerado no lugar da esfera uma seção transversal cilíndrica de um rotor, um eixo que pode ou não estar girando e cuja dimensão longitudinal é perpendicular à folha de papel. Esta montagem por DEMAs recebe o nome de mancal magnético, e será estudada com mais detalhes na próxima seção.

2.5 Mancais Magnéticos Ativos Convencionais

Os mancais magnéticos ativos convencionais (AMBs), em [20], [21], [22], [23] e [24] e nesta dissertação denominados de Tipo A, tem como função manter o rotor estável em uma posição central por meio das forças de relutância, apresentadas na seção anterior, geradas por correntes que circulam nas bobinas do estator.

Mancais do Tipo A baseiam-se na estrutura ilustrada na figura 2.6, onde existem quatro “eletroímãs em forma de U”, sendo dois para a direção x ou horizontal e dois para a direção y ou vertical, resultando em quatro feixes de fluxos magnéticos independentes.

Na figura 2.6 são exibidos apenas os enrolamentos para direção x positiva. Pode-se observar que não existe nenhuma conexão entre os caminhos de fluxos. Os pares

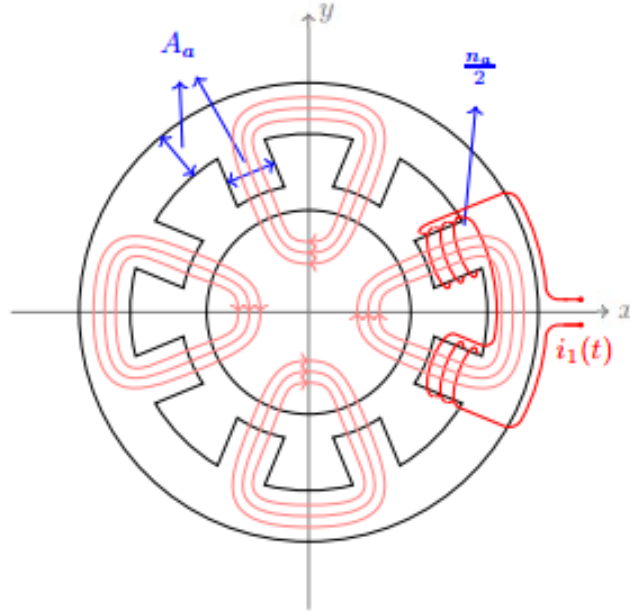


Figura 2.6: Mancal do Tipo A, ou configuração convencional para mancais magnéticos ativos; são exibidos apenas os enrolamentos para a direção x positiva; não há conexão entre os caminhos de fluxos.

opostos dos enrolamentos ao longo das direções x e y são, respectivamente, para controlar a posição horizontal e vertical.

2.5.1 Geração de Forças nos Mancais do Tipo A

Nesta seção é apresentado um estudo sobre as forças de relutâncias geradas na estrutura do mancal de Tipo A, seguindo [2], [13], [20], [21], [22], [23] e [24]. A figura 2.7 mostra a situação geral onde as correntes i_1 e i_3 serão responsáveis pelo posicionamento ao longo de x e i_2 e i_4 serão responsáveis pelo posicionamento ao longo de y .

Para facilitar a compreensão da geração das forças, será feita uma análise inicialmente apenas no eixo x . A figura 2.4 da seção 2.4.1 pode ser utilizada, fazendo $i_d(t) = i_1(t)$ e $i_e(t) = i_3(t)$. Sendo h a espessura nominal dos entreferros, medida quando o rotor está centralizado, temos $h_e = h_d = h$; um deslocamento do rotor na direção x altera estes valores $h \pm x$. As correntes diferenciais mostradas em 2.13 podem ser simplificadas com o uso de uma única corrente de base:

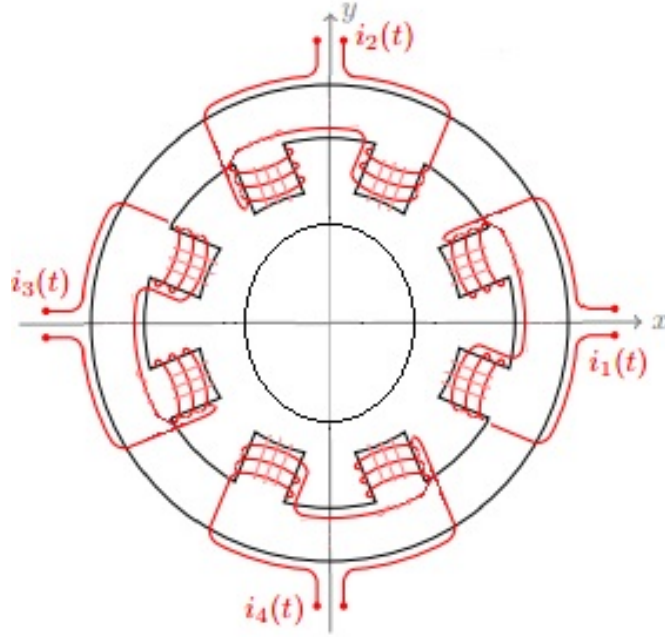


Figura 2.7: Mancal do Tipo A, mostra a situação geral onde as correntes i_1 e i_3 são responsáveis pelo posicionamento ao longo de x e i_2 e i_4 serão responsáveis pelo posicionamento ao longo de y .

$$i_e(t) = i_0 + i_x(t) \quad e \quad i_d(t) = i_0 - i_x(t). \quad (2.17)$$

Lembrando que a constante k_m das equações 2.14 pode ser obtida de 2.11 temos:

$$f_3(t) = -k_m \left(\frac{i_0 + i_x(t)}{h + x(t)} \right)^2 \quad e \quad f_1(t) = k_m \left(\frac{i_0 - i_x(t)}{h - x(t)} \right)^2, \quad (2.18)$$

onde,

$$k_m = \frac{1}{4} \mu_0 N_a^2 A_a. \quad (2.19)$$

Assim, a resultante na direção x , para o mancal do Tipo A ilustrado na figura 2.7 será

$$\mathbf{f}_x = k_m \left[\left(\frac{i_0 - i_x(t)}{h - x(t)} \right)^2 - \left(\frac{i_0 + i_x(t)}{h + x(t)} \right)^2 \right]. \quad (2.20)$$

A condição de equilíbrio é dada por $i_x(t) = 0$, sendo as forças geradas pelos eletroímãs da esquerda (f_3) e da direita (f_1) iguais porém de sentidos opostos. Caso haja, por exemplo, um deslocamento do rotor na direção positiva do eixo x isto acarretará em um aumento da força f_3 e uma redução da força f_1 , fazendo com que a resultante f_x fique no sentido negativo do eixo x . Para corrigir o sentido de f_x , basta aplicar uma corrente diferencial $i_x(t)$ apropriada. A principal vantagem da configuração diferencial empregada, é que tanto a grandeza $x(t)$ como $i_x(t)$ operam próximo a zero, permitindo que a expressão 2.21 para a resultante f_x possa ser linearizada em torno do ponto de operação (0,0), como logo se verá.

De forma análoga ao que foi desenvolvido para o posicionamento do rotor na direção x , pode-se trabalhar na direção y , perpendicular à direção x .

Pela simetria do arranjo dos eletroímãs chegamos a duas constatações. A primeira é que as correntes de polarização dos quatro eletroímãs são iguais, o que facilita a construção do dispositivo. A segunda é que os fluxos magnéticos desacoplados levam a forças desacopladas, com isso f_x depende apenas dos termos em x , ou seja, $f_x = f_x(x, i_x)$ e f_y depende apenas dos termos em y , ou seja, $f_y = f_y(y, i_y)$. Este desacoplamento permitirá que o controle de posição ocorra de forma independente para cada direção.

Em resumo, a resultante na direção x obtida para o caso de um par de eletroímãs continua válida para o caso do mancal do Tipo A:

$$\mathbf{f}_x(x(t), i_x(t)) = \frac{1}{4} \mu_o N_a^2 A_a \left[\left(\frac{i_0 - i_x(t)}{h - x(t)} \right)^2 - \left(\frac{i_0 + i_x(t)}{h + x(t)} \right)^2 \right], \quad (2.21)$$

onde μ_o é a permeabilidade elétrica no vácuo, N_a e A_a são respectivamente o número de espiras na bobina e a área nominal do entreferro do mancal de Tipo A como se

vê na figura 2.6.

A equação acima não é linear. Como dito anteriormente, este sistema deve operar próximo do ponto de operação, com pequenas variações em $x(t)$ e $i_x(t)$. Deste modo, utilizando a expansão em série de Taylor de primeira ordem em torno do ponto de operação $P_0 = (x, i_x)_0 = (0, 0)$ obtém-se a expressão linear

$$f_x = k_p^a x(t) + k_i^a i_x(t), \quad (2.22)$$

onde as constantes k_p^a e k_i^a são dadas por:

$$k_p^a = \left. \frac{\partial f_x}{\partial x} \right|_{P_0} = \frac{\mu_o N_a^2 A_a i_o^2}{h^3} \quad k_i^a = \left. \frac{\partial f_x}{\partial i_x} \right|_{P_0} = \frac{\mu_o N_a^2 A_a i_o}{h^2} \quad (2.23)$$

O mesmo resultado pode ser obtido linearizando a equação da força na direção y com o ponto de operação $P_0 = (i_y, y)_0 = (0, 0)$ dado por:

$$f_y = k_p^a y(t) + k_i^a i_y(t), \quad (2.24)$$

em virtude da similaridade do sistema e pelas considerações de desacoplamentos já vistas anteriormente.

2.6 Mancais Magnéticos com Fluxos Interconectados

Foi proposta em [20], [21], [22], [23] e [24] uma estrutura diferente, o Mancal Magnético Ativo com Fluxos Interconectados, denominado nesta dissertação de Tipo B. Esta estrutura é composta de quatro enrolamentos gerando fluxos magnéticos interconectados, conforme ilustrado nas figuras 2.8 e 2.9.

Outros resultados do mancal de Tipo B são conhecidos na literatura. Em [26], essa estrutura é usada para minimizar as vibrações do rotor; uma expressão não

linear para as forças do mancal é mencionado pelos autores. A estrutura do Tipo B é utilizada em um problema de determinação de força magnética, em [27]; alguns passos são tomados em direção a um modelo de forças de relutância para essa geometria. Uma patente para o mancal de Tipo B foi reivindicada e concedida em [28], onde alguns aspectos superiores desta estrutura são descritos.

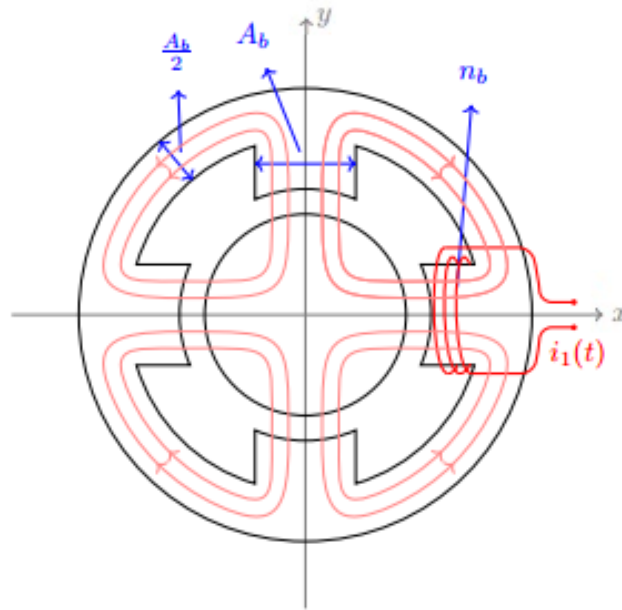


Figura 2.8: Mancal do Tipo B, a configuração proposta para mancais magnéticos ativos; são exibidos os enrolamentos apenas para a direção x positiva; os caminhos de fluxo estão interconectados. Os pares opostos dos enrolamentos ao longo das direções x e y são, respectivamente, para controlar a posição horizontal e vertical.

Na figura 2.8 são exibidos os enrolamentos apenas para a direção x positiva. Os pares opostos dos enrolamentos ao longo das direções x e y são, respectivamente, para controlar a posição horizontal e vertical. Observa-se que os fluxos são interconectados.

Agora é apropriado discutir, de forma preliminar, alguns aspectos da geometria do mancal de Tipo B. À primeira vista, parece seguro afirmar que o Tipo B, com a sua estrutura de estator de quatro pólos, mostra um design mais limpo e mais compacto se comparado ao de Tipo A, o que provavelmente resultará em situações de fabricações mais econômicas. Também é fácil de aceitar que o Tipo B apresenta mais espaço para a dissipação de calor e que as perdas de fluxo em suas bobinas são

menores [24].

Todas essas características muito desejáveis do Tipo B, apresentadas no parágrafo anterior, não representam fatos verdadeiros ainda: são apenas teorias muito razoáveis que devem ser cuidadosamente testadas antes que conclusões definitivas possam ser feitas. Se todas essas considerações se revelarem verdadeiras, a geometria do mancal de Tipo B deve ser vista como uma alternativa válida para, se não como uma escolha melhor que, o mancal de Tipo A.

Será discutido um outro aspecto desta geometria (Tipo B): sua capacidade de gerar forças de restauração f_x e f_y que são potencialmente melhores do que aquelas no caso de oito pólos (Tipo A). A geração de forças de relutância f_x e f_y para os mancais magnéticos do Tipo B será apresentada na próxima seção, seguindo a metodologia apresentada em seções anteriores. As expressões finais linearizadas para estas forças também mostram uma natureza desacoplada, semelhante à do Tipo A. As constantes, k_i^b e k_p^b , do mancal do Tipo B tem valores mais elevados que o mancal do Tipo A.

2.6.1 Geração de Forças nos Mancais do Tipo B

Será apresentado um estudo detalhado sobre as forças geradas na estrutura interconectada do mancal Tipo B, seguindo [2], [13], [20], [21] [22], [23] e [24]. Na figura 2.9, supondo o rotor centralizado, a espessura de todos os entreferros é a distância nominal h .

A figura 2.9 mostra que com o deslocamento do rotor de x e y nas direções horizontal e vertical, haverá uma alteração na largura do entreferro, mudando para: $h - x$ (no pólo da direita), $h + x$ (no pólo da esquerda), $h - y$ (no pólo superior) e $h + y$ (no pólo inferior). Para compensar estes deslocamento deve-se utilizar o procedimento convencional de aplicar correntes diferenciais para cada um dos pares de enrolamentos [9]: A corrente diferencial ou de controle $i_x(t)$, para a direção x ou horizontal, e $i_y(t)$ para a direção y ou vertical. Estas correntes são somadas ou subtraídas a uma corrente de polarização i_o , de nível DC constante, apresentadas

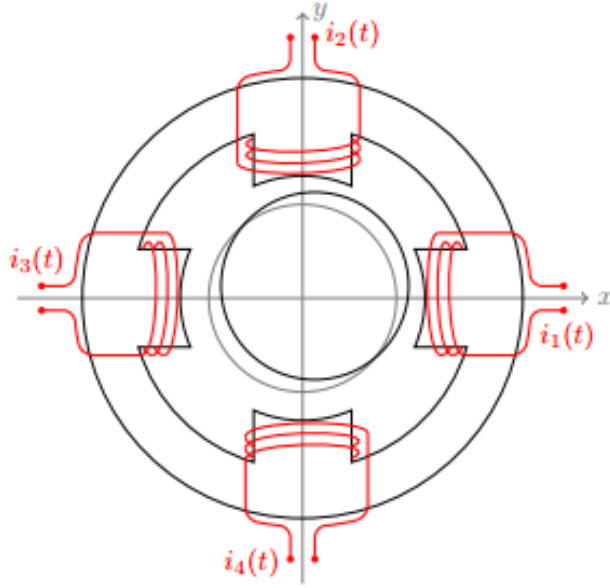


Figura 2.9: Deslocamento do rotor no mancal do Tipo B. Quando há um deslocamento do rotor de x e y nas direções horizontal e vertical, haverá uma alteração na largura do entreferro, mudando para: $h - x$ (no pólo da direita), $h + x$ (no pólo da esquerda), $h - y$ (no pólo superior) e $h + y$ (no pólo inferior).

nas equações:

$$i_1(t) = i_o + i_x(t) \quad \text{e} \quad i_3(t) = i_o - i_x(t), \quad (2.25)$$

$$i_2(t) = i_o + i_y(t) \quad \text{e} \quad i_4(t) = i_o - i_y(t). \quad (2.26)$$

As linhas rosa da figura 2.8 representam os fluxos magnéticos gerados por estas correntes. Os módulos das forças de relutância do mancal de Tipo B representadas nas equações 2.27 e 2.28, dependem dos fluxos magnéticos Φ_k , $k = 1, 2, 3$ e 4 , nos quatros entreferros, cujas áreas são A_b .

$$f_x = \frac{\Phi_1^2 - \Phi_3^2}{2\mu_o A_b}, \quad (2.27)$$

$$f_y = \frac{\Phi_2^2 - \Phi_4^2}{2\mu_o A_b}. \quad (2.28)$$

A estrutura conectada do mancal do Tipo B permite aplicar corrente em qualquer um dos quatro enrolamentos e gerar fluxos magnéticos em todos eles, conforme ilustra a figura 2.8.

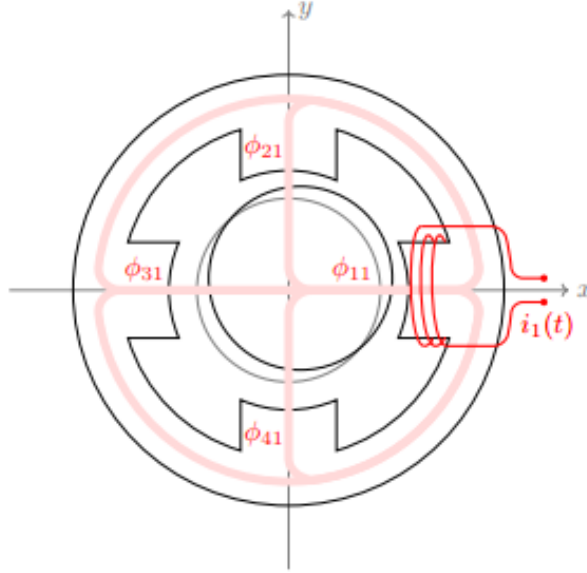


Figura 2.10: Distribuição de fluxo magnético associada a corrente i_1 no mancal magnético do Tipo B; A corrente injetada no enrolamento 1 provoca fluxos magnéticos em todos os quatro pólos.

A figura 2.10 mostra os efeitos da corrente i_1 em todos os quatro pólos: os fluxos magnéticos Φ_{11} , Φ_{21} , Φ_{31} e Φ_{41} . Deve ficar bem claro que a notação Φ_{jk} significa o fluxo atravessando o pólo j e gerado pela corrente injetada no pólo k . Deste modo, o fluxo magnético total resultante no pólo 1, denotado por Φ_1 , dependerá dos fluxos parciais Φ_{11} , Φ_{12} , Φ_{13} e Φ_{14} . Considerando que não há perdas nos entreferros, sinais positivos para os fluxos que fluem para o centro e sinais negativos para os que fluem para fora, os fluxos magnéticos totais nos quatro pólos são representados por:

$$\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12} - \Phi_{13} + \Phi_{14}, \quad (2.29)$$

$$\Phi_2 = -\Phi_{21} - \Phi_{22} - \Phi_{23} + \Phi_{24}, \quad (2.30)$$

$$\Phi_3 = -\Phi_{31} + \Phi_{32} + \Phi_{33} + \Phi_{34}, \quad (2.31)$$

$$\Phi_4 = -\Phi_{41} + \Phi_{42} - \Phi_{43} - \Phi_{44}. \quad (2.32)$$

Os valores dos fluxos parciais Φ_{j1} são explicados pelo circuito magnético equivalente associado à corrente injetada apenas no enrolamento 1, conforme ilustra a figura 2.11, onde denotamos a força magnetomotriz geradas por i_1 como \mathcal{F}_1 , e a relutância dos entreferros nos quatro pólos conforme apresentados na figura 2.9, são denominados por \mathcal{R}_1 , \mathcal{R}_2 , \mathcal{R}_3 e \mathcal{R}_4 .

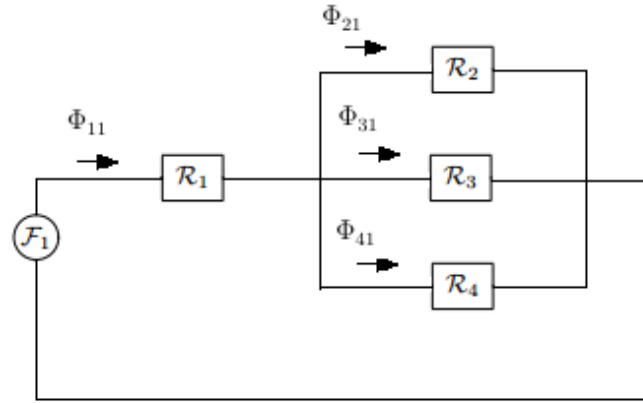


Figura 2.11: Distribuição do fluxo magnético associado à corrente i_1 do mancal de Tipo B.

Para a sequência do desenvolvimento, sabe-se que as relutâncias acima são determinadas na equação 2.33, onde A_b é a área da seção transversal dos pólos apresentados na figura 2.8:

$$\mathcal{R}_1 = \frac{h-x}{\mu_o A_b}, \quad \mathcal{R}_2 = \frac{h-y}{\mu_o A_b}, \quad \mathcal{R}_3 = \frac{h+x}{\mu_o A_b}, \quad \mathcal{R}_4 = \frac{h+y}{\mu_o A_b}. \quad (2.33)$$

Aplicando as leis de Kirchoff para o circuito da figura 2.11, pode-se determinar a relutância equivalente \mathcal{R}_1^e :

$$\mathcal{R}_1^e = \mathcal{R}_1 + \frac{1}{\frac{1}{\mathcal{R}_2} + \frac{1}{\mathcal{R}_3} + \frac{1}{\mathcal{R}_4}} = \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 \mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_3 \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_2 \mathcal{R}_3 \mathcal{R}_4}{\mathcal{R}_2 \mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_2 \mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_3 \mathcal{R}_4}. \quad (2.34)$$

Com a finalidade de simplificar as fórmulas, serão definidas variáveis auxiliares,

conforme apresentado nas equações a seguir:

$$N = \mathcal{R}_1\mathcal{R}_2\mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_1\mathcal{R}_2\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_1\mathcal{R}_3\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_2\mathcal{R}_3\mathcal{R}_4, \quad (2.35)$$

$$D_1 = \mathcal{R}_2\mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_2\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_3\mathcal{R}_4, \quad (2.36)$$

$$D_2 = \mathcal{R}_1\mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_1\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_3\mathcal{R}_4, \quad (2.37)$$

$$D_3 = \mathcal{R}_1\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_1\mathcal{R}_4 + \mathcal{R}_2\mathcal{R}_4, \quad (2.38)$$

$$D_4 = \mathcal{R}_1\mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_1\mathcal{R}_3 + \mathcal{R}_2\mathcal{R}_3. \quad (2.39)$$

Como $\mathcal{F}_1 = N_b i_1$, operações algébricas adequadas levam às expressões 2.40, 2.41, 2.42 e 2.43 para os fluxos associados à corrente $i_1 = i_o + i_x$ imposta no enrolamento do pólo 1 da figura 2.9:

$$\Phi_{11} = \frac{\mathcal{F}_1}{\mathcal{R}_1^e} = N_b(i_o + i_x) \frac{D_1}{N}, \quad (2.40)$$

$$\Phi_{21} = N_b(i_o + i_x) \frac{\mathcal{R}_3\mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.41)$$

$$\Phi_{31} = N_b(i_o + i_x) \frac{\mathcal{R}_2\mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.42)$$

$$\Phi_{41} = N_b(i_o + i_x) \frac{\mathcal{R}_2\mathcal{R}_3}{N}. \quad (2.43)$$

Repetindo o procedimento apresentado anteriormente para a corrente i_2 imposta

no enrolamento do pólo 2 da figura 2.9, obtém-se:

$$\Phi_{12} = N_b(i_o + i_y) \frac{\mathcal{R}_3 \mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.44)$$

$$\Phi_{22} = N_b(i_o + i_y) \frac{D_2}{N}, \quad (2.45)$$

$$\Phi_{32} = N_b(i_o + i_y) \frac{\mathcal{R}_2 \mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.46)$$

$$\Phi_{42} = N_b(i_o + i_y) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_3}{N}. \quad (2.47)$$

Repetindo o procedimento apresentado anteriormente para a corrente i_3 imposta no enrolamento do pólo 3 da figura 2.9, obtém-se:

$$\Phi_{13} = N_b(i_o - i_x) \frac{\mathcal{R}_2 \mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.48)$$

$$\Phi_{23} = N_b(i_o - i_x) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_4}{N}, \quad (2.49)$$

$$\Phi_{33} = N_b(i_o - i_x) \frac{D_3}{N}, \quad (2.50)$$

$$\Phi_{43} = N_b(i_o - i_x) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{N}. \quad (2.51)$$

Repetindo o procedimento apresentado anteriormente para a corrente i_4 imposta no enrolamento do pólo 4 da figura 2.9, obtém-se:

$$\Phi_{14} = N_b(i_o - i_y) \frac{\mathcal{R}_2 \mathcal{R}_3}{N}, \quad (2.52)$$

$$\Phi_{24} = N_b(i_o - i_y) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_3}{N}, \quad (2.53)$$

$$\Phi_{34} = N_b(i_o - i_y) \frac{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}{N}, \quad (2.54)$$

$$\Phi_{44} = N_b(i_o - i_y) \frac{D_4}{N}. \quad (2.55)$$

Substituindo as equações 2.40 a 2.55 dos fluxos parciais Φ_{jk} nas equações 2.29 a 2.32 podem ser determinados os fluxos totais Φ_k para $k = 1, 2, 3$ e 4. Em seguida, substituindo os fluxos totais nas equações 2.27 e 2.28, obtém-se as equações 2.56 e 2.57, que são as forças de relutâncias geradas no mancal magnético de Tipo B.

$$f_x = \frac{\mu_o A_b N_b^2}{2} q_x(h, x, y, i_o, i_x, i_y), \quad (2.56)$$

$$f_y = \frac{\mu_o A_b N_b^2}{2} q_y(h, x, y, i_o, i_x, i_y). \quad (2.57)$$

As expressões para $q_x(h, x, y, i_o, i_x, i_y)$ e $q_y(h, x, y, i_o, i_x, i_y)$ são

$$q_x(h, x, y, i_o, i_x, i_y) = \frac{N_1^2 - N_2^2}{\Delta^2}, \quad (2.58)$$

$$q_y(h, x, y, i_o, i_x, i_y) = \frac{N_3^2 - N_4^2}{\Delta^2}, \quad (2.59)$$

onde os termos N_1, N_2, N_3 e N_4 são dados por

$$N_1 = (i_1 + i_2)\Delta_1 + (i_1 - i_3)\Delta_2 + (i_1 + i_4)\Delta_3, \quad (2.60)$$

$$N_2 = (i_3 - i_1)\Delta_2 + (i_2 + i_3)\Delta_4 + (i_3 + i_4)\Delta_5, \quad (2.61)$$

$$N_3 = (i_1 + i_2)\Delta_1 + (i_2 + i_3)\Delta_4 + (i_2 - i_4)\Delta_6, \quad (2.62)$$

$$N_4 = (i_1 + i_4)\Delta_3 + (i_3 + i_4)\Delta_5 - (i_2 - i_4)\Delta_6. \quad (2.63)$$

As correntes i_k , $k = 1, 2, 3$ e 4 são definidas nas equações 2.25 e 2.26; denotando-se por δ_x^\pm e δ_y^\pm as distâncias $h \pm x$ e $h \pm y$, os Δ_s presentes nas expressões 2.60 a 2.63 podem ser apresentados como:

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \delta_x^+ \delta_y^+, & \Delta_2 &= \delta_y^+ \delta_y^-, & \Delta_3 &= \delta_x^+ \delta_y^-, \\ \Delta_4 &= \delta_x^- \delta_y^+, & \Delta_5 &= \delta_x^- \delta_y^-, & \Delta_6 &= \delta_x^+ \delta_x^-, \\ \Delta &= \delta_x^- \delta_y^- \delta_x^+ + \delta_x^- \delta_y^- \delta_y^+ + \delta_x^- \delta_x^+ \delta_y^+ + \delta_y^- \delta_x^+ \delta_y^+. \end{aligned}$$

A complexidade das fórmulas acima torna o processo de linearização das equações 2.56 e 2.57 muito difícil. Considerando que os mancais magnéticos ativos operam em torno do ponto $P_o = (x, y, i_x, i_y)_o = (0, 0, 0, 0)$ e utilizando computação simbólica, ou mesmo lápis e papel, para realizar os cálculos das derivadas parciais, temos:

$$\left. \frac{\partial q_x}{\partial x} \right|_{P_o} = 4 \frac{i_o^2}{h^3} \quad \left. \frac{\partial q_x}{\partial y} \right|_{P_o} = 0, \quad (2.64)$$

$$\left. \frac{\partial q_x}{\partial i_x} \right|_{P_o} = 4 \frac{i_o}{h^2} \quad \left. \frac{\partial q_x}{\partial i_y} \right|_{P_o} = 0, \quad (2.65)$$

$$\left. \frac{\partial q_y}{\partial x} \right|_{P_o} = 0 \quad \left. \frac{\partial q_y}{\partial y} \right|_{P_o} = 4 \frac{i_o^2}{h^3}, \quad (2.66)$$

$$\left. \frac{\partial q_y}{\partial i_x} \right|_{P_o} = 0 \quad \left. \frac{\partial q_y}{\partial i_y} \right|_{P_o} = 4 \frac{i_o}{h^2}. \quad (2.67)$$

Combinando os resultados das equações 2.64 a 2.67 obtém-se as expressões line-

ares para as forças de relutância do mancal magnético de Tipo B:

$$f_x = k_p^b x + k_i^b i_x, \quad (2.68)$$

$$f_y = k_p^b y + k_i^b i_y, \quad (2.69)$$

onde as constantes k_i^b e k_p^b são apresentadas nas equações 2.70 e 2.71.

$$k_i^b = \frac{2\mu_o A_b N_b^2 i_o}{h^2}, \quad (2.70)$$

$$k_p^b = \frac{2\mu_o A_b N_b^2 i_o^2}{h^3}. \quad (2.71)$$

Analisando as equações linearizadas do mancal do Tipo B, observa-se dois aspectos notáveis em relação às equações lineares do mancal do Tipo A:

- a) Mesmo com os fluxos interconectados da estrutura do Tipo B, as forças de relutâncias são desacopladas, de maneira similar às da estrutura do Tipo A;
- b) Os coeficientes de posição k_p^b e de corrente k_i^b do mancal de Tipo B, e consequentemente as forças de relutância f_x e f_y são multiplicadas por um fator 2.

2.7 Comparação Teórica entre os Tipos A e B.

Supondo que o diâmetro do estator é o mesmo para os dois tipos de mancais, pode-se verificar as seguintes vantagens do mancal magnético ativo de Tipo B, quando comparado com um de Tipo A:

1. As constantes de corrente e posição k_i^b e k_p^b são duas vezes maiores que as constantes k_i^a e k_p^a da estrutura do Tipo A;
2. A área da seção transversal A_b pode ser maior que A_a ; é aceitável que $A_b = 2A_a$;

3. O número de espiras N_b pode ser maior do que o número de espiras N_a .

A conclusão é que o mancal magnético ativo do Tipo B pode ter constantes de posição k_p e corrente k_i pelo menos duas vezes maiores que os do Tipo A. Dependendo do projeto (A_b e N_b), podem ser alcançadas taxas ainda mais elevadas. Não se sabe ao certo ainda, o quanto essas constantes podem ser aumentadas, mas tudo indica que a saturação magnética seja o limite.

Uma análise teórica foi realizada, [21], [23] e [24], para avaliar os efeitos das constantes k_p e k_i no desempenho dos mancais magnéticos ativos. Considere um problema de controle simples, ilustrado na figura 2.12, de se posicionar uma partícula que se movimenta sem atrito em um percurso retilíneo horizontal.

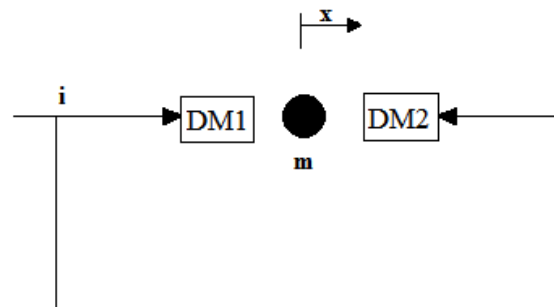


Figura 2.12: A posição da partícula em $x(t)$ é para ser controlada pelos dispositivos magnéticos, por meio de aplicação de correntes.

Os dispositivos magnéticos DM1 e DM2 aplicam uma força horizontal $f(t) = k_p x(t) + k_i i(t)$ na partícula de massa m , em que i é uma corrente de controle e x mede o deslocamento do corpo. É desejado um controlador capaz de conduzir a posição $x(t)$ da partícula até 0, para todas as possíveis condições iniciais $x(0)$, e numa eventual presença de forças horizontais e constantes de distúrbio, denotados por d . Este exemplo ilustra uma situação simples, porém significativa, pois envolve muitos aspectos teóricos, e também a operação e o controle dos mancais magnéticos ativos na prática.

Aplicando as leis de Newton pode-se obter um modelo matemático: $f(t) + d(t) = m\ddot{x}(t)$; como $f(t)$ apresenta uma natureza linear, chega-se a $m\ddot{x}(t) - k_p x(t) = k_i i(t) +$

$d(t)$. Aplicando Laplace: $(ms^2 - k_p)X(s) = k_i I(s) + D(s)$, de onde se pode escrever

$$X(s) = \frac{k_i I(s) + D(s)}{ms^2 - k_p} = \frac{\frac{1}{m}}{s^2 - \frac{k_p}{m}}(k_i I(s) + D(s)) = G(s)(k_i I(s) + D(s)), \quad (2.72)$$

onde $G(S)$ é a função de transferência da planta. A figura 2.13 mostra um diagrama de blocos contendo a dinâmica da planta e um sistema de controle em malha fechada com um controlador $C(s)$. A saída deste controlador é a corrente i e sua entrada é o sinal de erro $e = r - x$, onde r é o sinal de referência que indica o comportamento desejado de x , que para este caso é $r = 0$. Se $C(s)$ é a função de transferência do controlador, usando as transformações de Laplace temos:

$$I(s) = C(s)E(s) = C(s)(R(s) - X(s)). \quad (2.73)$$

Os diagramas de blocos, amplamente utilizados em estudos de controle, são uma ferramenta muito conveniente para apresentar expressões como (2.67) e (2.68) de forma gráfica de fácil compreensão.

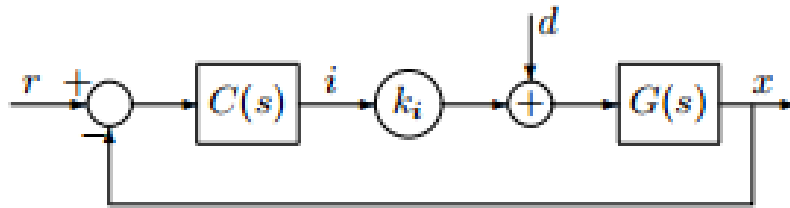


Figura 2.13: Diagrama de blocos que mostra a dinâmica da planta, na função de transferência $G(s)$ e um esquema de controle em malha fechada com um controlador $C(s)$.

Combinando as expressões 2.72 e 2.73, e realizando algumas manipulações algébricas, é possível ver que a saída x depende das entradas de referência r e do distúrbio d , conforme ilustra a expressão a seguir:

$$X(s) = T_c(s)R(s) + T_d(s)D(s), \quad (2.74)$$

onde T_c e T_d são dados por:

$$T_c(s) = \frac{k_i C(s)G(s)}{1 + k_i C(s)G(s)} \quad e \quad T_d(s) = \frac{G(s)}{1 + k_i C(s)G(s)}. \quad (2.75)$$

A função de transferência de comando $T_c(s)$ mede o efeito da entrada de referência r no comportamento do sistema em malha fechada; é comum projetar os controladores para tornar $T_c(s)$ o mais próximo possível da unidade, o que significa que x deve ser próximo da referência r .

Em [21], [23] e [24] foi projetado um controlador PD, $C(s) = \alpha s + \beta$. A teoria prevê que estes controladores são capazes de estabilizar o sistema, ou seja, garantir que deslocamentos iniciais $x(0) \neq 0$ sejam levados a 0 quando $d = 0$. A velocidade de convergência depende da localização dos pólos de malha fechada, que podem ser livremente designados por uma escolha apropriada dos parâmetros α e β do controlador.

Os efeitos causados pelas forças de distúrbios d sobre a posição da partícula $x(t)$ podem ser avaliados pela expressão $X(s) = T_d(s)D(s)$. A função de transferência de distúrbio $T_d(s)$ pode ser obtida a partir da figura 2.12, assumindo que a referência $r = 0$:

$$T_d(s) = \frac{G(s)}{1 + k_i G(s)C(s)} = \frac{1}{m} \frac{1}{s^2 + a_1 s + a_o} \quad (2.76)$$

onde os coeficientes do polinômio característicos a_o e a_1 são apresentados nas equações 2.77 e 2.78.

$$a_1 = \frac{\alpha k_i}{m} \quad (2.77)$$

$$a_o = \frac{\beta k_i - k_p}{m} \quad (2.78)$$

A influência dos distúrbios no estado estacionário, para $r = 0$, pode ser medida utilizando $\rho = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t)$ quando $t \rightarrow \infty$. Considerando que o sistema em malha

fechada é estável, pode ser utilizado o teorema do valor final, e com isso temos:

$$\rho = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sX(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sT_d(s)D(s). \quad (2.79)$$

Para distúrbios constantes, $D(s) = d_0/s$, temos

$$\rho = \lim_{s \rightarrow 0} sT_d(s) \frac{d_0}{s} = d_0 T_d(0) = \frac{d_0}{\beta k_i - k_p}. \quad (2.80)$$

É fato bem conhecido que os controladores PD não rejeitam completamente ($\rho = 0$) distúrbios constantes. No entanto, na equação 2.80 podemos observar que para um controlador fixo e estabilizado, ρ diminui à medida em que k_p e k_i aumentam pelo mesmo fator. Em outras palavras, se os coeficientes de posição e de corrente em uma lei de geração de força magnética forem aumentados pela mesma quantidade, o controlador PD resultante é menos sensível a distúrbios constantes e isso caracteriza uma suspensão melhor e mais rígida. Isto indica um desempenho superior por partes dos mancais do Tipo B.

Também se sabe que uma rejeição completa ($\rho = 0$) a distúrbios constantes pode ser alcançada por meio de controladores PID. Seja então, para o caso da figura 2.13, $C(s) = \alpha s + \beta + \gamma/s$. Com isso, as funções de transferência de comando e de distúrbio passariam a ser

$$T_c(s) = \frac{k_i}{m} \frac{\alpha s^2 + \beta s + \gamma}{1 + k_i C(s) G(s)} \quad e \quad T_d(s) = \frac{1}{m} \frac{s}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (2.81)$$

onde os coeficientes a_2 , a_1 e a_0 do polinômio característico são

$$a_2 = \frac{\alpha k_i}{m}, \quad a_1 = \frac{\beta k_i - k_p}{m} \quad e \quad a_0 = \frac{\gamma k_i}{m}. \quad (2.82)$$

Como cada um destes coeficientes pode ser arbitrariamente designado por uma escolha apropriada dos parâmetros de projeto α , β e γ , percebe-se claramente que é possível estabilizar o sistema.

Com um cálculo simples pode-se verificar que ($\rho = 0$), ou seja, o controlador PID consegue uma rejeição completa de distúrbio, como esperado. Os valores altos ou baixos das constantes magnéticas k_p e k_i não são cruciais para a estabilização.

Com a finalidade de verificar o desempenho do sistema, foi realizada uma simulação em [21]. Os valores numéricos usados, no sistema SI, foram $m = 4$, $k_i^o = 200$ e $k_p^o = 2000000$. Para colocar todos os pólos em -10 , os parâmetros do PID foram calculados: $\alpha = 3/5$, $\beta = 10006$ e $\gamma = 20$.

Foi escolhido um deslocamento inicial de 1cm para a partícula, e observou-se que a mesma retornou à posição de repouso desejada ($x = 0$) em um tempo inferior a 1 segundo. Após a estabilização, um distúrbio constante ($d_o = 40N$) foi aplicado e rejeitado com êxito. A figura 2.14, ilustra as curvas obtidas para valores das constantes k_i e k_p : (k_i^o, k_p^o) , $(2k_i^o, 2k_p^o)$, $(4k_i^o, 4k_p^o)$ e $(8k_i^o, 8k_p^o)$.

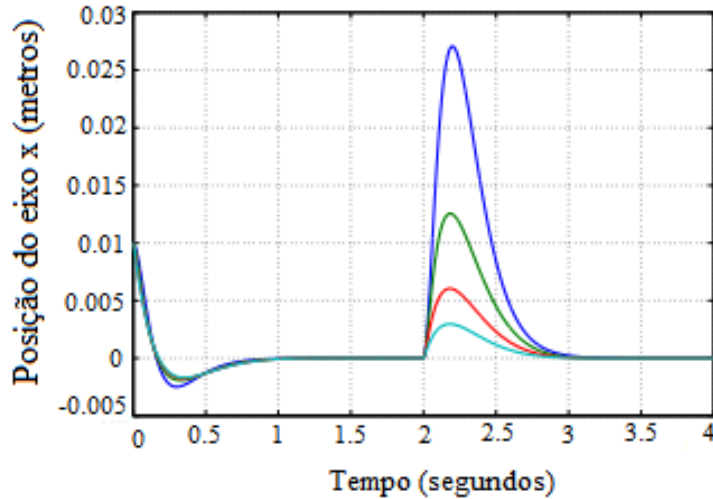


Figura 2.14: Posicionamento da partícula com controle PID para vários valores das constantes magnética k_p e k_i . O eixo vertical exibe o deslocamento da esfera x , em metros; no eixo horizontal está o tempo t , o tempo total de simulação é de 4 segundos, usando 10^5 pontos por segundo. A curva em azul escuro refere-se aos valores nominais de k_p^o e k_i^o ; para $2k_p^o$ e $2k_i^o$ o valor nominal é representado pela curva verde (a segunda maior curva); para $4k_p^o$ e $4k_i^o$ o valor nominal é representado pela curva vermelha e para $8k_p^o$ e $8k_i^o$ o valor nominal é representado pela curva azul claro

Observa-se na figura 2.14 que nos primeiros 2 segundos as curvas são bastante semelhantes, mostrando que valores altos ou baixos para as constantes magnéticas não são cruciais nessa fase de estabilização, como foi comentado anteriormente. Mas

quando a rejeição de distúrbios constantes é necessária, os valores mais elevados das constantes k_i e k_p apresentam um transitório melhor.

As conclusões obtidas para este simples exemplo são válidas em muitas situações gerais, envolvendo aplicações de interesse prático. E estas conclusões são: aumentar os valores das constantes de corrente e posição k_i e k_p permite desempenhos melhores, principalmente na rejeição de distúrbios constantes. Assim, aumentar os valores destas constantes é um objetivo altamente desejável no campo dos mancais magnéticos ativos.

2.8 Conclusões do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos necessários para o funcionamento dos mancais magnéticos ativos e duas geometrias distintas desses mancais, a do Tipo A e do Tipo B. A seção 2.2, descreveu a levitação magnética e suas técnicas. A seção 2.3, mostrou a geração de forças de relutância. Na seção 2.4, foi apresentado o posicionamento horizontal e planar. Na seção 2.5, foram apresentados os mancais magnéticos ativos convencionais (Tipo A), suas características e a geração de suas forças de relutância. Na seção 2.6 foram vistos os mancais magnéticos ativos com fluxos interconectados (Tipo B), suas características e a geração de suas forças de relutância. Na seção 2.7, foi realizada uma comparação teórica entre o mancal de Tipo A e o mancal de Tipo B, onde se observa que quanto maiores forem as constantes de posição k_p e corrente k_i , e conseqüentemente as forças de relutância, melhor é o desempenho do sistema, principalmente na rejeição a distúrbios.

A partir dos resultados teóricos obtidos, conclui-se que, por apresentarem forças de relutância maiores, os mancais de Tipo B podem levar vantagens se comparados aos de Tipo A. Para confirmar essa teoria, no próximo capítulo são realizados a construção e as simulações dos mancais de Tipo A e B.

Capítulo 3

Construção e Simulações dos Protótipos

3.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar a metodologia necessária para testar protótipos dos mancais magnéticos de Tipo A e B, para validar os resultados teóricos exibidos no capítulo anterior, que indicam forças de relutância mais intensas nos mancais do Tipo B do que nos de Tipo A.

3.2 Construção dos Protótipos

A melhor maneira de verificar de forma definitiva as previsões teóricas sobre os mancais do Tipo B, obtidas no capítulo anterior, é através da construção de protótipos que devem ser testados de forma exaustiva. Somente após esta etapa, as idéias anteriormente propostas podem ser ou não validadas.

Para esses testes, foram construídos dois protótipos, um para o mancal do Tipo A e outro para o mancal do Tipo B. A figura 3.1 mostra uma vista superior da carcaça do mancal do Tipo A de oito “pólos” com o estator; a figura 3.2 apresenta a vista superior da carcaça do mancal do Tipo B de quatro “pólos” com o estator.

Um rotor vertical com um disco superior perfurado irá preencher as peças apre-



Figura 3.1: Vista superior do protótipo de Tipo A, de oito pólos.



Figura 3.2: Vista superior do protótipo de Tipo B, de quatro pólos.

sentadas nas figuras acima; a figura 3.3 mostra uma vista de um conjunto montado, com o rotor inserido em uma das carcaças.



Figura 3.3: Conjunto montado: rotor vertical com disco perfurado inserido em uma das carcaças.

Em cada uma das carcaças, além dos enrolamentos correspondentes aos estatores Tipo A ou B, há também enrolamentos para o estator de um motor de indução convencional que será responsável por girar o rotor.

Para facilitar a visualização, é ilustrado na figura 3.4 o diagrama esquemático de um corte vertical do rotor, indicando os principais componentes e suas dimensões.

Observa-se que na parte inferior há um mancal mecânico, cuja função é evitar os movimentos verticais; acima deste mancal de apoio há um motor de indução bifásico, cuja função é girar o eixo; logo acima deste motor vem o rotor do mancal magnético ativo, que é o mesmo tanto para o Tipo A quanto para o B; acima do rotor estão localizados os alvos para sensores de deslocamento x_s e y_s ; logo acima fica o disco superior com perfurações na extremidade, para a colocação de massas para desbalanceamento.

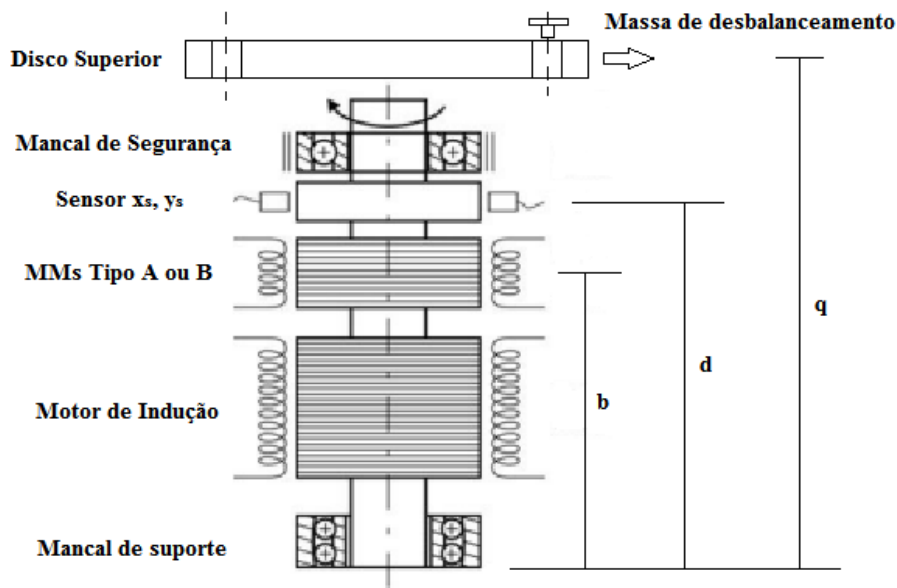


Figura 3.4: Aspectos e dimensões do rotor vertical.

Com o propósito de encontrar o modelo matemático referente aos protótipos, foram utilizados os processos tradicionais encontrados nas referências [6], [7] e [9]. O mancal de apoio da parte inferior, embora permita movimentos angulares em qualquer direção, proporciona um ponto fixo para o rotor. Um sistema de referência inercial é colocado neste ponto fixo; os eixos x e y situam-se no plano horizontal e z marca a direção vertical. Os ângulos associados α , β e θ podem ser encontrados aplicando a regra da mão direita em x , y e z . A figura 3.5 mostra a situação; os mancais de apoio e segurança não são ilustrados.

Para iniciar o desenvolvimento matemático supõe-se que o rotor é rígido e homogêneo, o que permite que os deslocamentos do seu centro de massa sejam determinados pelos ângulos α e β , e que um modelo dinâmico completo possa ser

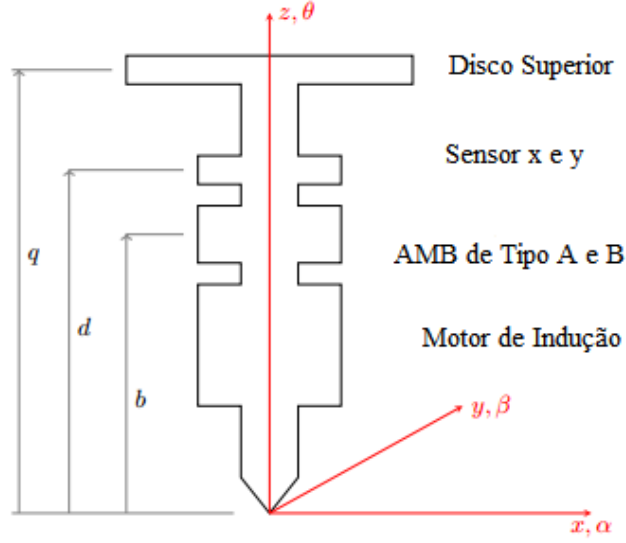


Figura 3.5: Representação simplificada dos aspectos geométricos básicos e dimensões do rotor.

obtido a partir apenas das equações rotacionais. Considerando que os momentos angulares de inércia em torno dos três eixos são I_x , I_y e I_z , a simetria garante que $I_x = I_y = J$. Com estas considerações, chega-se às equações dinâmicas clássicas de Newton-Lagrange para rotação:

$$J\ddot{\beta}(t) - wI_z\dot{\alpha}(t) = \mathbf{E}_\beta, \quad (3.1)$$

$$J\ddot{\alpha}(t) - wI_z\dot{\beta}(t) = \mathbf{E}_\alpha, \quad (3.2)$$

onde $w = \dot{\theta}$ é a velocidade angular do rotor e $\mathbf{E}_{\beta,\alpha}$ representam todas as ações externas geradoras de torque. As equações acima podem ser apresentadas em forma vetorial:

$$J \begin{bmatrix} \ddot{\beta} \\ -\ddot{\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & wI_z \\ -wI_z & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ -\dot{\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_\beta \\ -E_\alpha \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Definindo o vetor de excitação externa \mathbf{E} e o vetor de posição angular \mathbf{p} como

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} E_\beta \\ -E_\alpha \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \beta \\ -\alpha \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

a dinâmica do rotor é descrita por:

$$J\ddot{\mathbf{p}}(t) + G\dot{\mathbf{p}}(t) = \mathbf{E}(t), \quad (3.5)$$

onde J é o coeficiente matricial de inércia (ou matriz de inércia JI_2) e G é a matriz giroscópica:

$$G = \begin{bmatrix} 0 & wI_z \\ -wI_z & 0 \end{bmatrix} = wI_z \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Torques externos podem vir de diferentes fontes, para este trabalho foram consideradas as seguintes: A magnética (\mathbf{E}_m), a gravitacional (\mathbf{E}_g), a do mancal de apoio (\mathbf{E}_a) e a da massa de desbalanceamento (\mathbf{E}_d), conforme pode ser visto na equação (3.7):

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_m + \mathbf{E}_g + \mathbf{E}_a + \mathbf{E}_d. \quad (3.7)$$

3.2.1 Torque externo gerado pela excitação magnética

Chamando de x_b e y_b os deslocamentos do rotor na posição do mancal magnético ativo (cota b na 3.5), as forças magnéticas geradas nas direções x e y são, apenas em módulo

$$f_x = k_p x_b + k_i \dot{x}_b, \quad (3.8)$$

$$f_y = k_p y_b + k_i \dot{y}_b, \quad (3.9)$$

onde as correntes diferenciais foram discutidas no capítulo anterior e os coeficientes de posição e corrente k_p e k_i podem se referir tanto ao Tipo A quanto ao Tipo B. Assumindo rigidez e pequenos deslocamentos angulares temos:

$$\beta \simeq \sin \beta = \frac{x_b}{b} \quad e \quad \alpha \simeq \sin \alpha = -\frac{y_b}{b}, \quad (3.10)$$

que levam a $x_b \simeq b\beta$ e $y_b \simeq b(-\alpha)$. Substituindo esses termos nas equações 3.8 e 3.9 vem:

$$f_x = bk_p\beta + k_i i_x \quad e \quad f_y = bk_p(-\alpha) + k_i i_y. \quad (3.11)$$

Essas forças causam torques $P_\beta = bf_x \cos \beta$ e $P_\alpha = -bf_y \cos \alpha$. Supondo, novamente, rigidez e pequenos deslocamentos angulares: $\cos \beta \simeq 1$ e $\cos \alpha \simeq 1$, que levam a $P_\beta = bf_x$ e $P_\alpha = -bf_y$. Estes torques magnéticos podem ser expandidos como:

$$P_\beta = b^2 k_p \beta + bk_i i_x, \quad (3.12)$$

$$-P_\alpha = b^2 k_p (-\alpha) + bk_i i_y. \quad (3.13)$$

Se $\mathbf{E}_m = [P_\beta \ -P_\alpha]^T$ é o vetor de excitação magnética externa e $\mathbf{u} = [i_x \ i_y]^T$ é o vetor de entrada ou de controle externo, uma expressão para o torque externo gerado por uma excitação magnética externa é:

$$\mathbf{E}_m = b^2 k_p \mathbf{p} + bk_i \mathbf{u}. \quad (3.14)$$

onde \mathbf{p} é definido na equação 3.4.

3.2.2 Torque externo gerado pela excitação gravitacional

Desde que α e β sejam ângulos pequenos, o torque causado pelo próprio peso do rotor atuando no seu centro de massa pode ser negligenciado, conforme equação a seguir:

$$\mathbf{E}_g = 0. \quad (3.15)$$

Este caso acontece normalmente para rotores verticais; para rotores horizontais, o torque causado pela gravidade não pode ser desprezado.

3.2.3 Torque externo gerado pelo mancal de apoio

O mancal de apoio tem um efeito de amortecedor viscoso, o torque gerado pode ser visto na equação a seguir:

$$P_\beta = -C_a \dot{\beta} \quad \text{e} \quad P_\alpha = -C_a \dot{\alpha}, \quad (3.16)$$

onde C_a é a constante de viscosidade. A contribuição para excitação externa pode ser vista na equação abaixo:

$$\mathbf{E}_a = \begin{bmatrix} P_\beta \\ -P_\alpha \end{bmatrix} = -C_a \begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ -\dot{\alpha} \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{E}_a = -C_a \dot{\mathbf{p}}. \quad (3.17)$$

3.2.4 Torque externo gerado por desbalanceamento

Na preparação do modelo matemático se supôs que os rotores tem a distribuição de massa homogênea. Quando, e se, isto não é verdade, aparecem torques inesperados, agindo como distúrbios. Se estes não forem consideradas no projeto de controle, os seus efeitos, na maioria das vezes, podem ser desagradáveis e até mesmo inaceitáveis.

O disco na parte superior do rotor apresenta 12 furos localizados perto da borda

externa. Esses furos são simétricos, para não interferir com a homogeneidade do corpo, mas massas adicionais podem ser colocadas em um deles para causar um distúrbio intencional. Na figura 3.6, uma massa m em um dos furos vai atuar sobre o rotor com uma força centrífuga $mr\dot{\theta}^2 = mr\omega^2$.

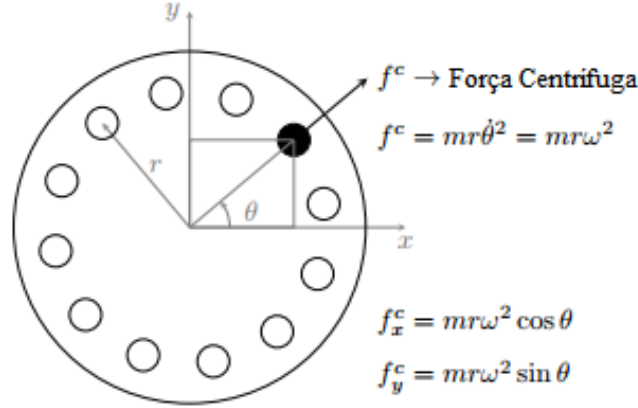


Figura 3.6: Vista superior do disco superior com uma massa (m) extra preenchendo um dos furos; a força centrífuga é projetada nos eixos x e y .

As projeções da força centrífuga nas direções x e y são apresentadas por:

$$f_x^c = mr\omega^2 \cos \theta \quad \text{e} \quad f_y^c = mr\omega^2 \sin \theta. \quad (3.18)$$

Uma vez que $\theta(t) = \omega t$, os torques de distúrbios gerados pela massa desbalanceada são mostradas a seguir:

$$P_\beta = mrq\omega^2 \cos(\omega t) \quad \text{e} \quad P_\alpha = mrq\omega^2 \sin(\omega t). \quad (3.19)$$

onde q representa a cota do disco superior, vide figura 3.5.

A contribuição para excitação externa da massa de desbalanceamento é apresentada por:

$$\mathbf{E}_d = \begin{bmatrix} P_\beta \\ -P_\alpha \end{bmatrix} = mrq\omega^2 \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ -\sin(\omega t) \end{bmatrix} = \Delta \mathbf{v}(t), \quad (3.20)$$

onde $\Delta = mrq\omega^2$ é o coeficiente de distúrbio, e $v(t)$ dado por

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} \cos(wt) \\ -\text{sen}(wt) \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

é o vetor da entrada de distúrbios.

3.2.5 Equações dinâmicas

Substituindo as equações 3.14, 3.15, 3.17 e 3.20 para os torques externos na equação 3.5 e reorganizando obtém-se a equação:

$$J\ddot{\mathbf{p}}(t) + (G + C_a I_2)\dot{\mathbf{p}}(t) - b^2 k_p \mathbf{p}(t) = bk_i \mathbf{u}(t) + \Delta \mathbf{v}(t) \quad (3.22)$$

É muito conveniente reescrever a equação acima em função de x_s e y_s , as posições medidas pelos sensores. A rigidez do rotor, os pequenos ângulos e as considerações de geometria levam a:

$$\beta \simeq \text{sen } \beta = \frac{x_s}{d} \quad \text{e} \quad \alpha \simeq \text{sen } \alpha = -\frac{y_s}{d}. \quad (3.23)$$

Reorganizando a equação chega-se a $x_s = d\beta$ e $y_s = d(-\alpha)$. Se o vetor de medições do sensor é denotado por $\mathbf{p}_s = [x_s \ y_s]^T$, então tem-se a equação:

$$\begin{bmatrix} x_s \\ y_s \end{bmatrix} = d \begin{bmatrix} \beta \\ -\alpha \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{p}_s = d\mathbf{p}. \quad (3.24)$$

Multiplicando por d , pela esquerda, a equação 3.22, usando a equação 3.24 e dividindo por J chega-se à equação dinâmica 3.25 em função dos termos das posições dos sensores:

$$\ddot{\mathbf{p}}_s + G_e \dot{\mathbf{p}}_s - k_e \mathbf{p}_s = B_2 \mathbf{u} + D_2 \mathbf{v}, \quad (3.25)$$

onde os parâmetros usados são:

$$G_e = J^{-1}(G + C_a I_2) = J^{-1} \begin{bmatrix} C_a & wI_z \\ -wI_z & C_a \end{bmatrix}, \quad (3.26)$$

$$K_e = J^{-1}b^2k_p, \quad B_2 = J^{-1}bdk_i \quad \text{e} \quad D_2 = J^{-1}mrqdw^2. \quad (3.27)$$

Com o propósito de expressar o comportamento dinâmico no espaço de estado, pode-se escolher as variáveis de estado conforme ilustra a equação abaixo:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_s \\ \dot{\mathbf{p}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ \dot{x}_s \\ \dot{y}_s \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

Com isso a equação 3.25 pode ser expressada conforme ilustra a equação a seguir:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}(t) + D\mathbf{v}(t), \quad (3.29)$$

onde \mathbf{x} , \mathbf{u} e \mathbf{v} já foram definidos anteriormente, A é uma matriz 4×4 e B , D são matrizes 4×2 . A estrutura destas matrizes é apresentada na equação 3.30:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad D = \begin{bmatrix} 0 \\ D_2 \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

onde A_{21} , A_{22} , B_2 e D_2 são especificadas nas equações 3.31, 3.32, 3.33 e 3.34 a seguir:

$$A_{21} = K_e I = J^{-1}b^2k_p \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = A_{21}(k_p), \quad (3.31)$$

$$A_{22} = -G_e = J^{-1} \begin{bmatrix} C_a & wI_z \\ -wI_z & C_a \end{bmatrix} = A_{22}(w), \quad (3.32)$$

$$B_2 = J^{-1} bdk_i \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = B_2(k_i), \quad (3.33)$$

$$D_2 = J^{-1} mrqdw^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = D_2(m, w). \quad (3.34)$$

É importante notar que a equação 3.29 modela um sistema linear invariante no tempo (LIT) apenas para uma velocidade fixa, porque A_{22} depende da velocidade angular do rotor w .

O material desta seção pode ser encontrado em [20], [22], [23] e [24].

3.3 Simulações dos Protótipos

As simulações nesta seção, realizadas no software MATLAB, não cobrem o funcionamento normal dos mancais magnéticos ativos; elas lidam com situações em que os desempenhos dos casos A e B apresentam diferenças significativas que podem ser facilmente detectadas nos futuros testes laboratoriais. Todas as características dos protótipos foram medidas, no sistema SI; as dimensões geométricas são $b = 0.137$, $d = 0.203$, $q = 0.252$, $r = 0.060$; Os valores da inércia e viscosidades são $m = 0.001$, $I_z = 0.0017$, $I_x = I_y = J = 0.0592$, $C_a = 0.0303$. Para a corrente de base foi considerado $i_0 = 3$, levando os coeficientes magnéticos a $k_p^a = 207738$, $k_i^a = 27.70$ para o mancal do Tipo A e para o mancal do Tipo B os valores desses coeficientes são 4 vezes maiores: $k_p^b = 830952$, $k_i^b = 110.79$ (unidades SI). Assumindo a velocidade

angular constante $w = 3400$ rpm, o que corresponde a 356 rad/s, os parâmetros do espaço de estado A , B e D foram calculados para os mancais de Tipo A e B, gerando assim matrizes A_a , A_b , etc. O comportamento dinâmico de malha aberta pode ser descrito pelos autovalores da matriz A resultando assim na tabela (3.1).

Tabela 3.1: Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$.

caso A	A_a	caso B	A_b
	$-256.84 \pm j5.12$		$-513.50 \pm j5.11$
	$+256.33 \pm j5.11$		$+512.99 \pm j5.11$

Para a estabilização da posição dos protótipos foi utilizada uma lei de controle com Regulador Linear Quadrático (LQR). Foram escolhidos para ambos os casos os mesmos parâmetros de desempenho: A matriz identidade $Q = I_4$ e $R = I_2$. As matrizes de ganhos resultantes são apresentadas nas equações 3.35 e 3.36, a seguir, para $i_0 = 3A$,

$$F_a = \begin{bmatrix} -10119 & -202 & -39 & 0 \\ 202 & -10119 & 0 & -39 \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

$$F_b = \begin{bmatrix} -10122 & -101 & -20 & 0 \\ 101 & -10122 & 0 & -20 \end{bmatrix}, \quad (3.36)$$

serão utilizadas nas leis de controle de realimentação de estado $\mathbf{u} = F_a \mathbf{x}$, para o caso A e $\mathbf{u} = F_b \mathbf{x}$, para o caso B. Os valores numéricos das matrizes apresentadas acima são próximos, o que demonstra que os esforços de controle são bastante semelhantes nos caso A e B. O comportamento dinâmico em malha fechada, para $i_0 = 3A$, pode ser descrito pelos autovalores $(A + BF)$, resultando na tabela (3.2) a seguir.

Observa-se que para ambos os casos tem-se uma parte imaginária dos autovalores muito pequena, o que caracteriza um comportamento altamente amortecido. Para

Tabela 3.2: Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$.

caso A	A_a	caso B	A_b
	$A_a + B_a F_a$		$A_b + B_b F_b$
	$-263.18 \pm j5.24$		$-539.93 \pm j5.37$
	$-250.16 \pm j4.98$		$-487.88 \pm j4.85$

esta simulação foi considerado $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e velocidade inicial zero para os casos A e B, onde temos na figura 3.7 as curvas x_s e y_s do caso A e na figura 3.8 mostra as curvas x_s e y_s do caso B. Nota-se que a escala de tempo das figuras 3.7 e 3.8 são diferentes, e no caso B é pelo menos duas vezes mais rápido se comparado ao caso A. Se as curvas para os esforços de controle necessário \mathbf{u} fossem desenhados para ambos os casos, as simulações mostrarão novamente um desempenho mais rápido para o caso B.

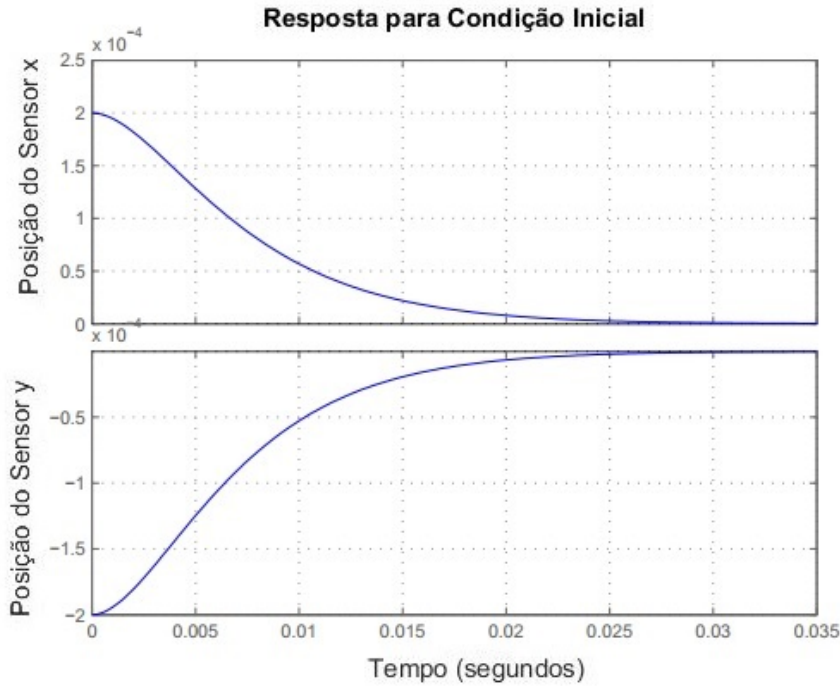


Figura 3.7: Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e as velocidades iniciais são zero. Para $t \geq 0.035$ segundos, o rotor pode ser considerado centrado. Para corrente $i_0 = 3A$.

Para avaliar o comportamento do protótipo frente a distúrbios, foram realizadas simulações considerando uma massa de 1g fixada no disco superior. Conforme menci-

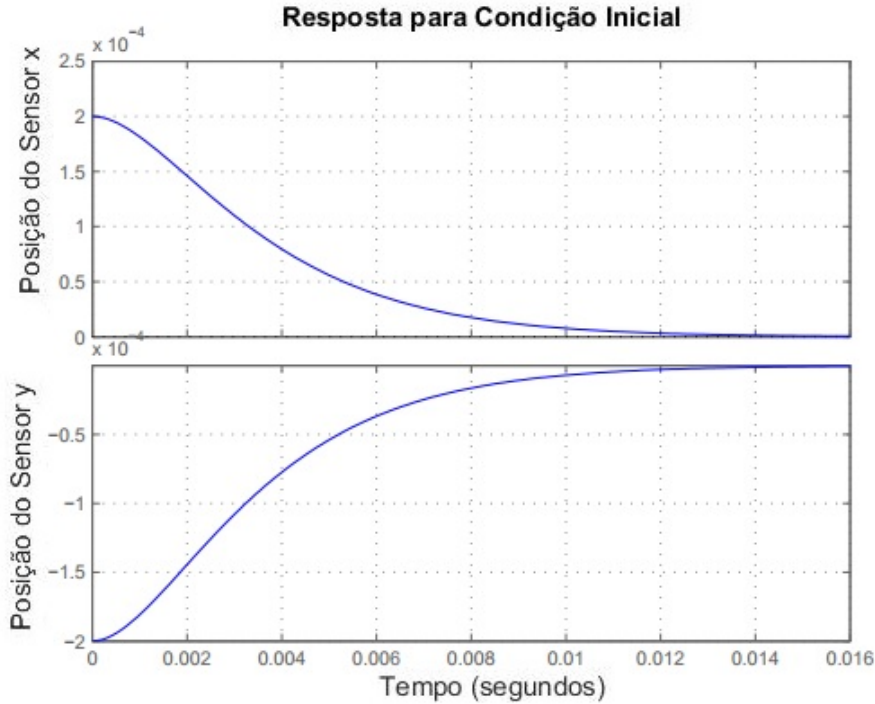


Figura 3.8: Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. O rotor pode ser considerado centrado com $t \geq 0.016$ segundos, metade do tempo se comparado ao caso A. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$.

onado anteriormente, o rotor será desequilibrado por esta massa, e forças harmônicas serão geradas nos eixos x e y . Os torques resultantes irão alterar os movimentos, impondo movimentos orbitais ao rotor. Isto significa que usando as mesmas condições iniciais de antes, os deslocamentos radiais não irão tender para zero como visto anteriormente.

A figura 3.9 mostra as curvas x_s e y_s para o caso A com uma massa de 1g no disco superior e a figura 3.10 ilustra as curvas x_s e y_s para o caso B com a mesma massa de 1g no disco superior. Observa-se que os movimentos orbitais do caso B são menores do que os apresentados no caso A, o que caracteriza um comportamento de suspensão mais rígida, conforme era esperado.

3.3.1 Simulações para outros valores da corrente de base

Nesta seção serão calculados o comportamento dinâmico do sistema para correntes de base $i_0 = 1.5\text{A}$ e $i_0 = 1\text{A}$, pois uma corrente de base $i_0 = 3\text{A}$ é um valor muito

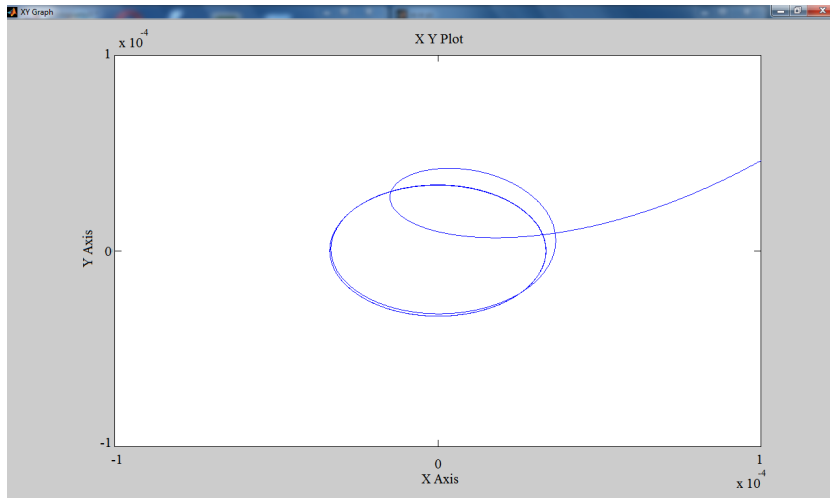


Figura 3.9: Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 3A$.

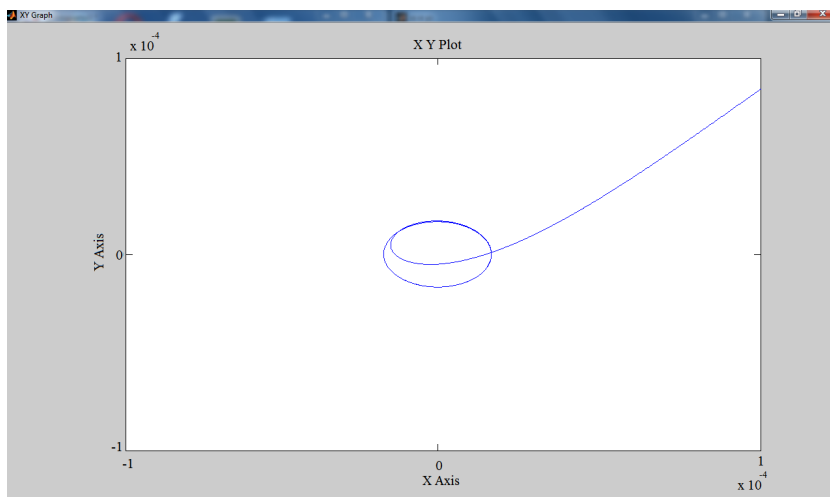


Figura 3.10: Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 3A$.

alto para as dimensões dos fios que foram utilizados nos enrolamentos do mancal. Relembrando que as unidades estão no sistema SI.

Para a corrente de base $i_0 = 1.5\text{A}$, os coeficientes magnéticos foram $k_p^a = 51934.5$, $k_i^a = 13.85$ para o mancal de Tipo A e para o mancal de Tipo B os valores desses coeficientes foram $k_p^b = 207738$, $k_i^b = 53.395$. O Comportamento dinâmico de malha aberta pode ser descrito pelos autovalores da matriz A, resultando assim na tabela (3.3).

Tabela 3.3: Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1.5\text{A}$.

caso A	A_a	caso B	A_b
$-128.47 \pm j5.12$		$-256.86 \pm j5.12$	
$+127.96 \pm j5.10$		$+256.33 \pm j5.11$	

As matrizes resultantes do ganho são apresentadas nas equações 3.37 e 3.38, a seguir, para $i_0 = 1.5\text{A}$:

$$F_a = \begin{bmatrix} -5053.3 & -201.4 & -39.3 & 0 \\ 201.4 & -5053.3 & 0 & -39.3 \end{bmatrix}, \quad (3.37)$$

$$F_b = \begin{bmatrix} -5059.7 & -100.7 & -19.7 & 0 \\ 100.7 & -5059.7 & 0 & -19.7 \end{bmatrix}. \quad (3.38)$$

O comportamento dinâmico em malha fechada, para $i_0 = 1.5\text{A}$, pode ser descrito pelo autovalor $(A + BF)$, resultando assim na tabela (3.4) a seguir.

Tabela 3.4: Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1.5\text{A}$.

caso A	A_a	caso B	A_b
$A_a + B_a F_a$		$A_b + B_b F_b$	
$-124.99 \pm j4.98$		$-269.93 \pm j5.37$	
$-131.52 \pm j5.24$		$-243.9 \pm j4.85$	

Observa-se que, para uma corrente de $i_0 = 1.5A$, ambos os casos mostram uma parte imaginária dos autovalores muito pequena, o que caracteriza um comportamento altamente amortecido, a parte real é aproximadamente a metade do obtido para uma corrente de $i_0 = 3A$. Foi realizada uma simulação considerando $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e velocidade inicial zero para os casos A e B, onde temos na figura 3.11 as curvas x_s e y_s do caso A e na figura 3.12 mostra as curvas x_s e y_s do caso B. Nota-se que no caso B a estabilização é mais rápida se comparado ao caso A.

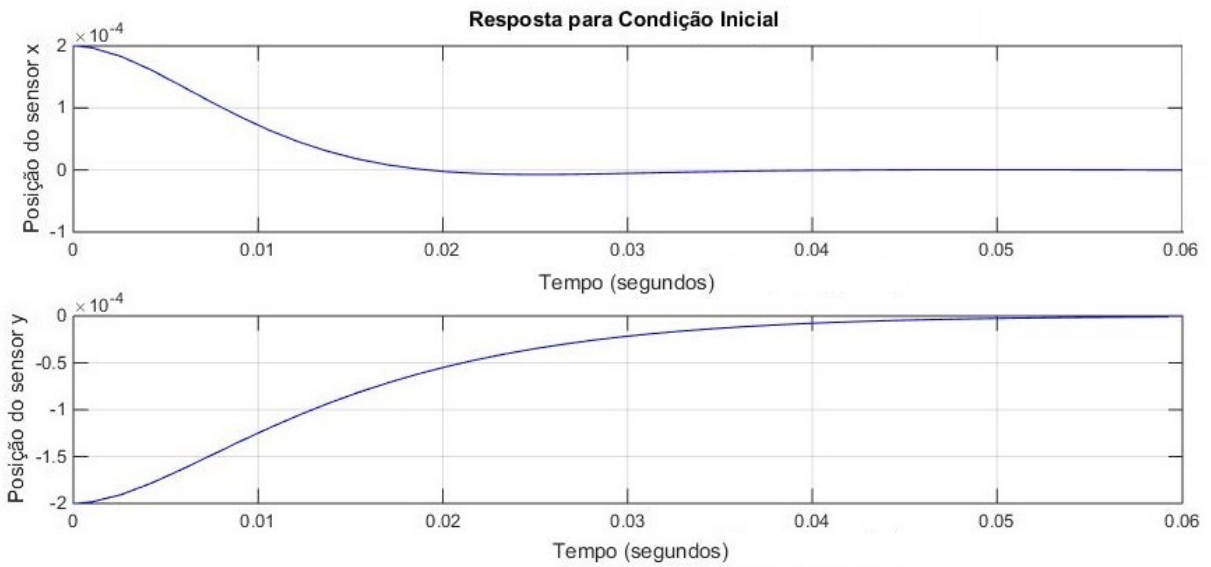


Figura 3.11: Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5A$.

Para avaliar o comportamento do protótipo frente a distúrbios, foram realizadas simulações, para uma corrente $i_0 = 1.5A$, considerando uma massa de $1g$ fixada no disco superior. Conforme mencionado anteriormente, o rotor será desequilibrado por esta massa, e forças harmônicas serão geradas nos eixos x e y . Os torques resultantes irão alterar os movimentos, impondo movimentos orbitais ao rotor. Isto significa que usando as mesmas condições iniciais de antes, os deslocamentos radiais não irão tender para zero como visto anteriormente.

A figura 3.13 mostra as curvas x_s e y_s para o caso A com uma massa de $1g$ no disco superior e a figura 3.14 ilustra as curvas x_s e y_s para o caso B com a mesma

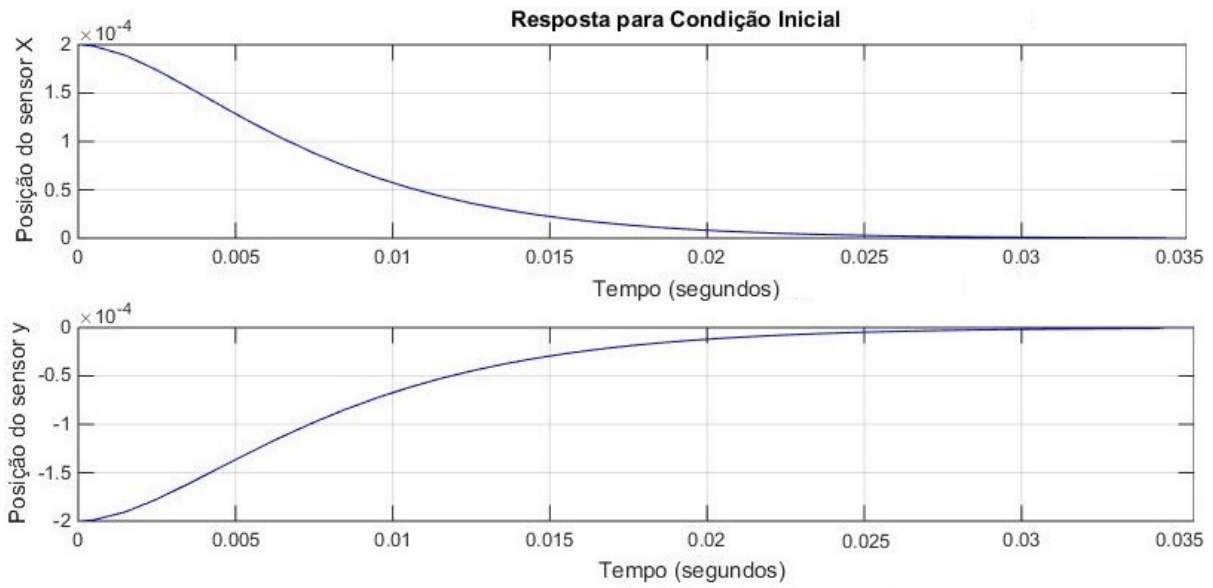


Figura 3.12: Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.

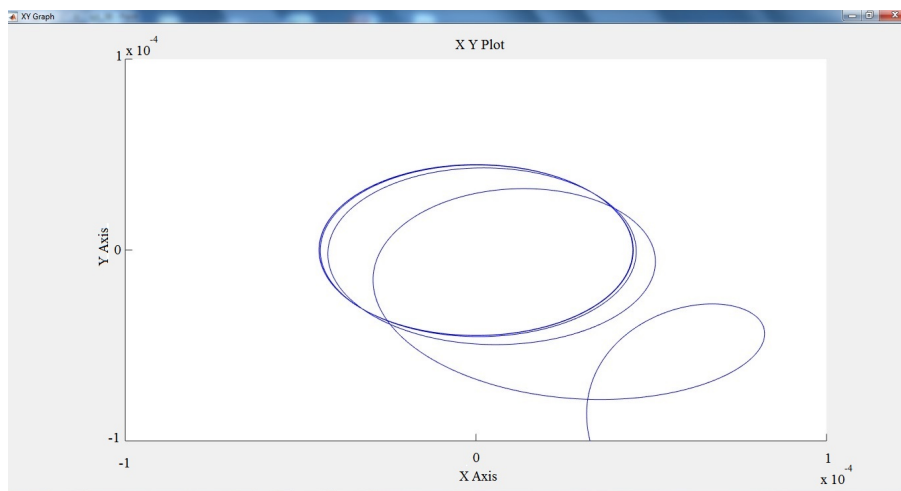


Figura 3.13: Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.

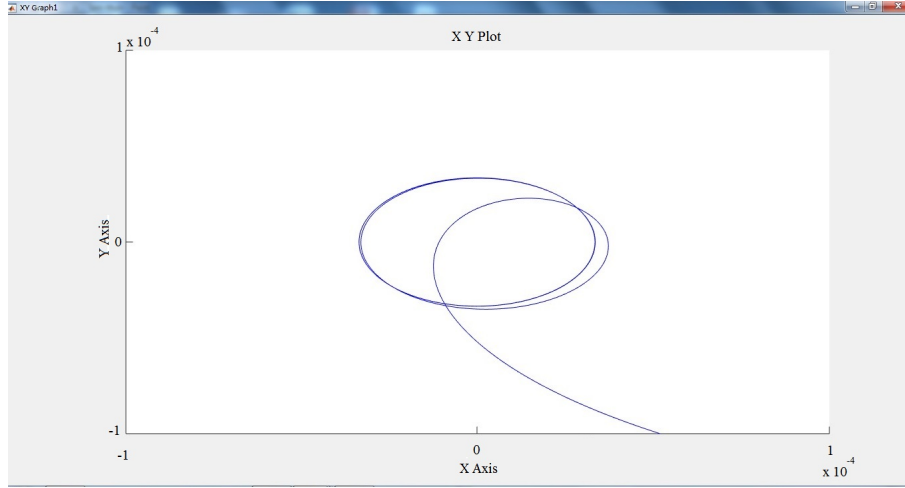


Figura 3.14: Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1.5A$.

massa de 1g no disco superior. Observa-se que os movimentos orbitais do caso B são menores do que os apresentados no caso A, o que caracteriza um comportamento de suspensão mais rígida.

Para a corrente de base $i_0 = 1A$, os coeficientes magnéticos foram $k_p^a = 23082$, $k_i^a = 9.23$ para o mancal de Tipo A e para o mancal de Tipo B os valores desses coeficientes $k_p^b = 92328$, $k_i^b = 36.93$. O Comportamento dinâmico de malha aberta pode ser descrito pelos autovalores da matriz A, resultando assim na tabela (3.5).

Tabela 3.5: Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1A$.

caso A	A_a	caso B	A_b
-85.237	$\pm j4.98$	-171.27	$\pm j5.12$
+85.137	$\pm j5.99$	+170.76	$\pm j5.11$

As matrizes resultantes do ganho são apresentadas nas equações 3.39 e 3.40, para $i_0 = 1A$:

$$F_a = \begin{bmatrix} -3362.3 & -201.3 & -39.3 & 0 \\ 201.3 & -3362.3 & 0 & -39.3 \end{bmatrix}, \quad (3.39)$$

$$F_b = \begin{bmatrix} -3371.3 & -100.7 & -19.7 & 0 \\ 100.7 & -3371.3 & 0 & -19.7 \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

O comportamento dinâmico em malha fechada, para $i_0 = 1A$, pode ser descrito pelo autovalor $(A + BF)$, resultando assim na tabela (3.6) a seguir.

Tabela 3.6: Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 1A$.

caso A	A_a	caso B	A_b
	$A_a + B_a F_a$		$A_b + B_b F_b$
	$-83.237 \pm j4.98$		$-197.91 \pm j5.37$
	$-87.6038 \pm j5.24$		$-162.56 \pm j4.85$

Observa-se que, para uma corrente de $i_0 = 1A$, ambos os casos mostram uma parte imaginária dos autovalores muito pequena, o que caracteriza um comportamento altamente amortecido, a parte real é bem menor do que o obtido para uma corrente de $i_0 = 3A$, conforme o esperado, visto que as constantes de posição k_p e de corrente k_i dependem diretamente da corrente de base. Foi realizada uma simulação considerado $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e velocidade inicial zero para os casos A e B, onde temos na figura 3.15 as curvas x_s e y_s do caso A e na figura 3.16 mostra as curvas x_s e y_s do caso B. Nota-se que no caso B a estabilização é mais rápida se comparado ao caso A.

Para avaliar o comportamento do protótipo frente a distúrbios, foram realizadas simulações, para uma corrente $i_0 = 1A$, considerando uma massa de $1g$ fixada no disco superior. Conforme mencionado anteriormente, o rotor será desequilibrado por esta massa, e forças harmônicas serão geradas nos eixos x e y . Os torques resultantes irão alterar os movimentos, impondo movimentos orbitais ao rotor. Isto significa que usando as mesmas condições iniciais de antes, os deslocamentos radiais não irão tender para zero como visto anteriormente.

A figura 3.17 mostra as curvas x_s e y_s para o caso A com uma massa de $1g$ no

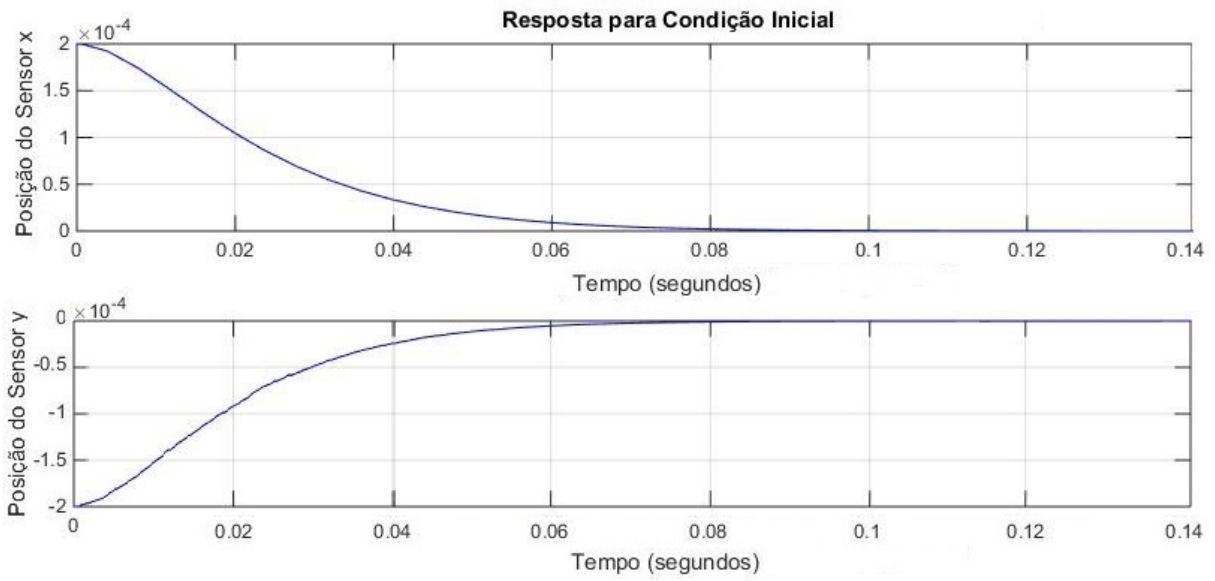


Figura 3.15: Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$.

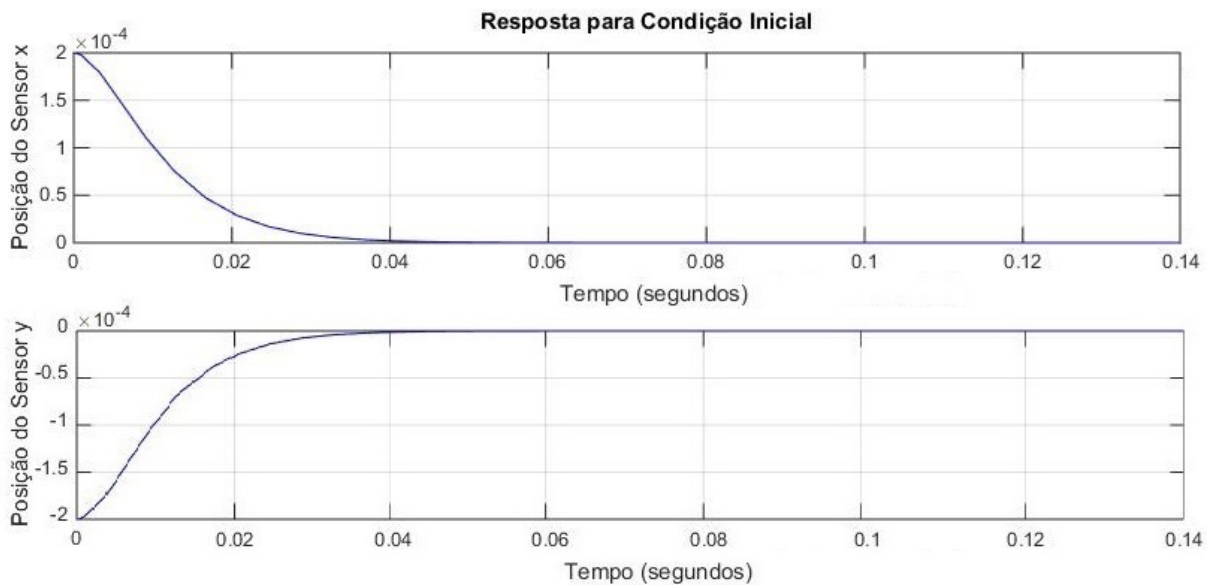


Figura 3.16: Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$.

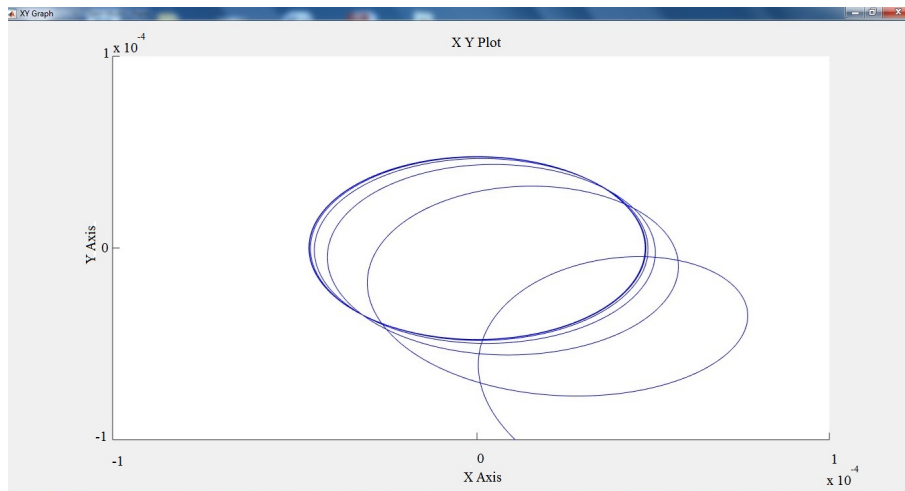


Figura 3.17: Estabilização do caso A com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1A$.

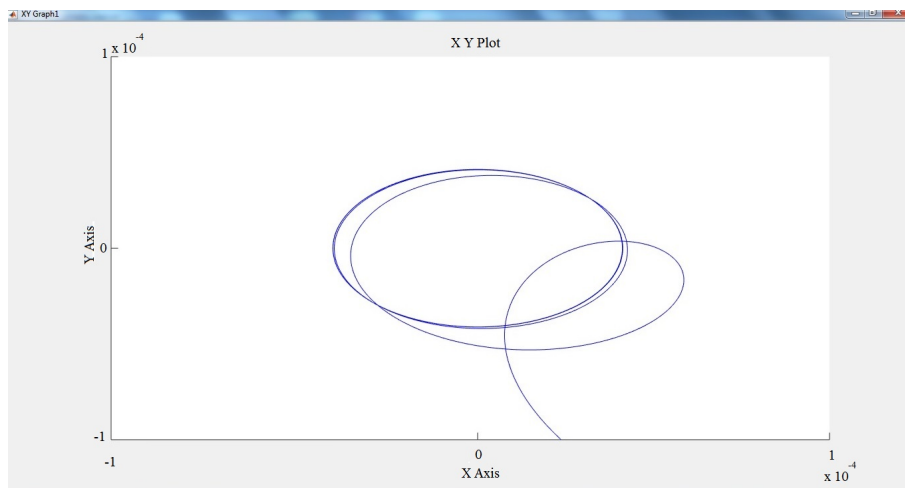


Figura 3.18: Estabilização do caso B com distúrbio harmônico causado pela massa m inserida no disco superior. As escalas para os eixos horizontais x_s e verticais y_s variam de -10^{-4} a 10^{-4} metros. Para corrente $i_0 = 1A$.

disco superior e a figura 3.18 ilustra as curvas x_s e y_s para o caso B com a mesma massa de 1g no disco superior. Observa-se que os movimentos orbitais do caso B são menores do que os apresentados no caso A, o que caracteriza um comportamento de suspensão mais rígida.

3.4 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os protótipos construídos para os mancais do Tipo A e do Tipo B, a sua modelagem matemática e as simulações de ambos para três correntes de bases distintas. Na seção 3.2 os protótipos foram descritos e foi feita a sua modelagem matemática para chegar-se às equações dinâmicas no espaço de estados. Na seção 3.3, foram realizadas simulações para os mancais; primeiramente foi considerando apenas o controle de posição LQR para um deslocamento do rotor e depois para verificar o comportamento diante de distúrbios harmônicos provenientes de desbalanceamentos de massa.

Os resultados das simulações indicam que o mancal do Tipo B tem comportamento superior ao do Tipo A em duas situações distintas: na centralização dos rotores após um deslocamento inicial, e na rejeição de distúrbios harmônicos causados por uma massa de desbalanceamento constante.

Observou-se também que a superioridade do Tipo B é mais pronunciada quanto maior é a corrente de base i_0 .

Capítulo 4

Simulações e Testes dos Protótipos

4.1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados das simulações e dos testes práticos realizados nos mancais do Tipo A e Tipo B, bem como uma comparação entre eles. Para então verificar se as idéias propostas neste trabalho podem ser validadas ou não.

4.2 Implementação Prática do Controle

O capítulo 3 mostrou, por meio de simulações, o efeito de leis de controle usando realimentação de estados nos mancais magnéticos do Tipo A e B. A expressão básica, para qualquer um dos tipos, é

$$\mathbf{u} = F\mathbf{x} \quad \text{onde} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ \dot{x}_s \\ \dot{y}_s \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

A matriz F dos ganhos de realimentação é calculada usando o Regulador Linear Quadrático (LQR). O vetor de entradas \mathbf{u} é composto pelas correntes diferenciais

injetadas nas direções x e y , e o vetor de estados \mathbf{x} contém as posições x_s e y_s medidas pelos sensores e suas derivadas. É importante notar que as velocidades \dot{x}_s e \dot{y}_s não são medidas, e seus valores serão obtidos por meio de cálculos com amostras sucessivas de x_s e y_s .

Para um mancal magnético, de qualquer Tipo, funcionar é necessário que as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 sejam injetadas em seus 4 terminais, como se vê nas figuras 2.7 e 2.9. Os conceitos de corrente de base, ou polarização, e de correntes diferenciais permitem exprimir estas 4 correntes em termos de apenas 3 parâmetros, como nas equações 2.25 e 2.26, aqui repetidas por conveniência

$$i_1(t) = i_o + i_x(t) \quad \text{e} \quad i_3(t) = i_o - i_x(t), \quad (4.2)$$

$$i_2(t) = i_o + i_y(t) \quad \text{e} \quad i_4(t) = i_o - i_y(t). \quad (4.3)$$

Considerando ainda os sensores que medem os deslocamentos x_s e y_s , o relacionamento entre um mancal, de qualquer Tipo, com o ambiente externo pode ser simbolizado pela figura 4.1. O sistema a ser controlado, o mancal magnético, recebe do exterior a corrente de base i_0 , um valor constante, e as correntes diferenciais de controle $i_x(t)$ e $i_y(t)$. As grandezas medidas $x_s(t)$ e $y_s(t)$ podem ser consideradas as saídas deste sistema: $\mathbf{y}(t) = [x_s(t) \quad y_s(t)]^T$.

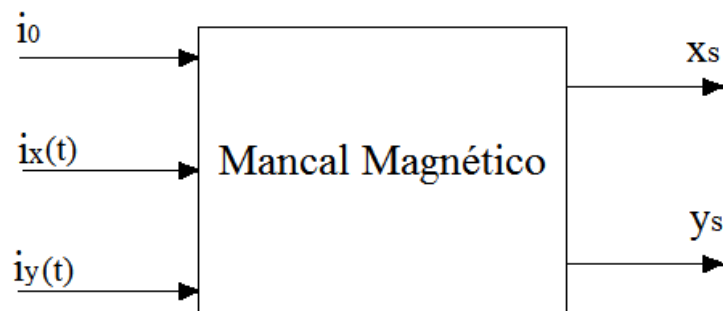


Figura 4.1: Ilustração das relações entre um mancal magnético, de qualquer Tipo, e o ambiente externo.

Os dispositivos montados de modo a receber o sinal de medida $\mathbf{y}(t)$, processá-lo, implementar a lei de controle $F\mathbf{x}(t)$ e gerar $\mathbf{u}(t)$ e i_0 capazes de efetivamente alimentar o mancal recebem o nome de Sistema de Acionamento, ou Eletrônica de Controle. A figura 4.2 ilustra o diagrama do sistema de acionamento com o mancal magnético.

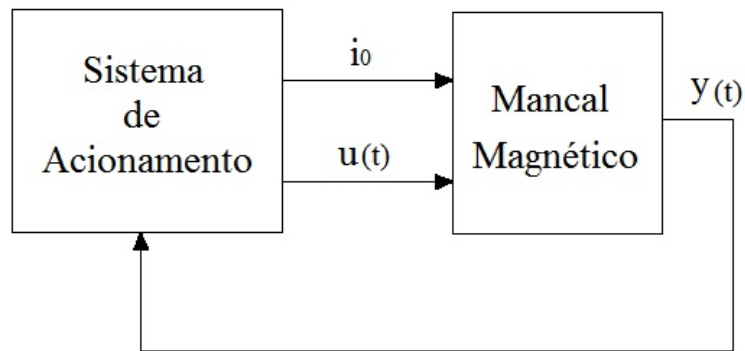


Figura 4.2: Diagrama geral para as experiências práticas com os mancais magnéticos.

4.3 Sistema de Acionamento

De modo geral, os componentes básicos de um Sistema de Acionamento, ou Eletrônica de Controle, são:

- Fonte de Potência;
- Conversores de Acionamento;
- Inteligência de Controle (DSP);
- Condicionamento de Sinais.

Estes elementos são conectados como mostra a figura 4.3 a seguir e serão explicados nas próximas subseções.

4.3.1 Fonte de Potência

O fornecimento básico de energia elétrica é feito pela rede de distribuição em corrente alternada, devido à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de

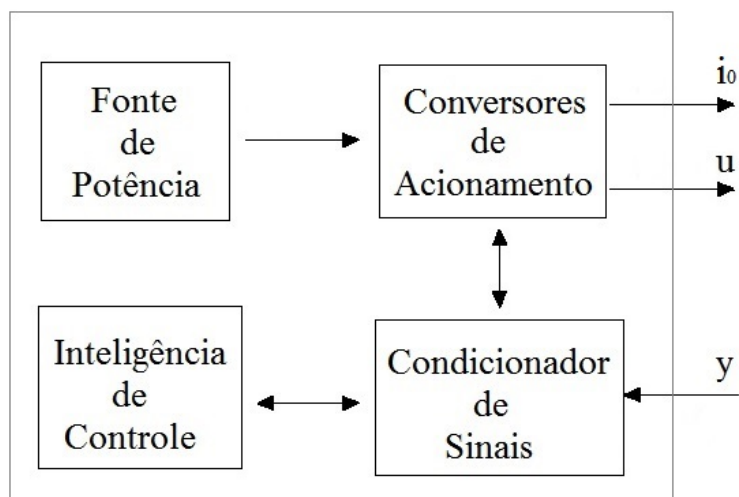


Figura 4.3: Estrutura interna de um Sistema de Acionamento, ou Eletrônica Externa de Controle.

transformadores. No entanto, os conversores de nossa aplicação utilizarão tensões contínuas. A conversão CA-CC é realizada pelos denominados retificadores.

A fonte de potência, ilustrada na figura 4.4, consiste de um retificador trifásico de onda completa, responsável pela carga do barramento de capacitores que alimentam o bloco da eletrônica de acionamento; ela pode fornecer tensões contínuas constantes de $\pm 50V$ e $0V$. Ela alimenta a unidade de controle mostrada na figura 4.5, composta por:

- Inteligência de Controle (DSP);
- Conversores de Acionamento (IGBTs);
- Sensores de Corrente;
- Drives.

4.3.2 Conversores de Acionamento

A função básica deste módulo é converter os sinais CC de $\pm 50V$ e $0V$ vindos da Fonte de Potência em correntes de controle i_0 , i_x e i_y com potências suficientes para acionar o mancal magnético. Esta operação é comandada por sinais de baixa potência vindos da Inteligência de Controle; a figura 4.6 ilustra a situação.

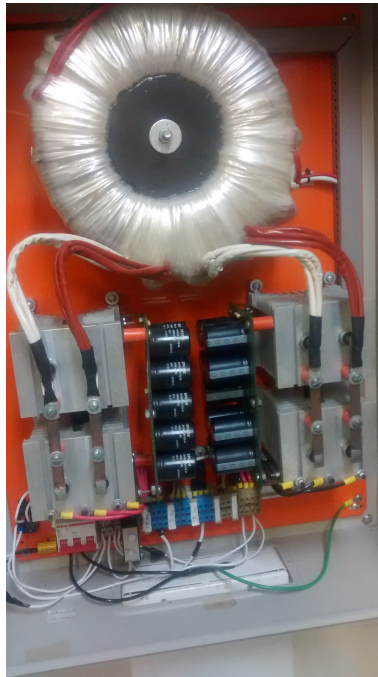


Figura 4.4: Fonte de Potência, ou Alimentação, contendo: Inteligência de Controle (DSP), Conversores de Acionamento (IGBTs), Sensores de Corrente e Drives.

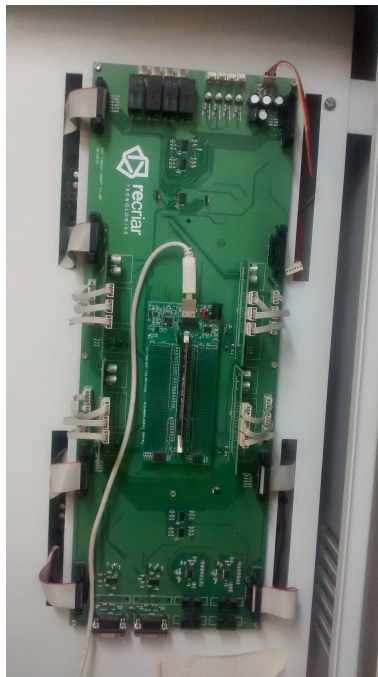


Figura 4.5: Unidade de Controle, composta por Conversores de Acionamento, Condicionador de Sinais e Inteligência de Controle.

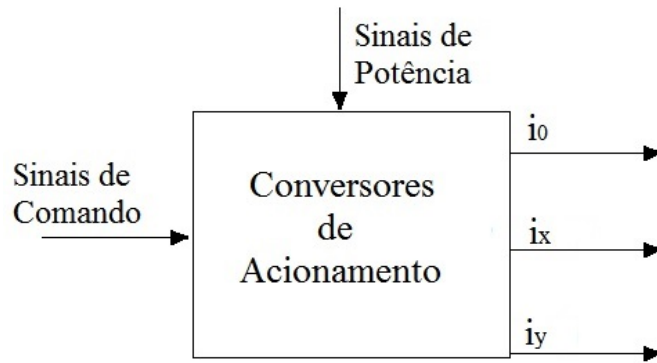


Figura 4.6: Conversores de Acionamento. Os sinais de potência são as tensões CC vindas da fonte: $\pm 50V$ e $0V$. Os sinais de comando, de baixa potência, são gerados no módulo da Inteligência do Controle. Os sinais de saída i_0 , i_x e i_y tem potência suficiente para acionar os mancais.

De modo geral, os dispositivos usados neste módulo são chamados de conversores. As versões modernas destes conversores usam IGBTs, transistores de potência funcionando como chaves que liberam ou bloqueiam a passagem de corrente. Os sinais de comando vindos da Inteligência de Controle são pulsos de amplitude fixa e largura variável.

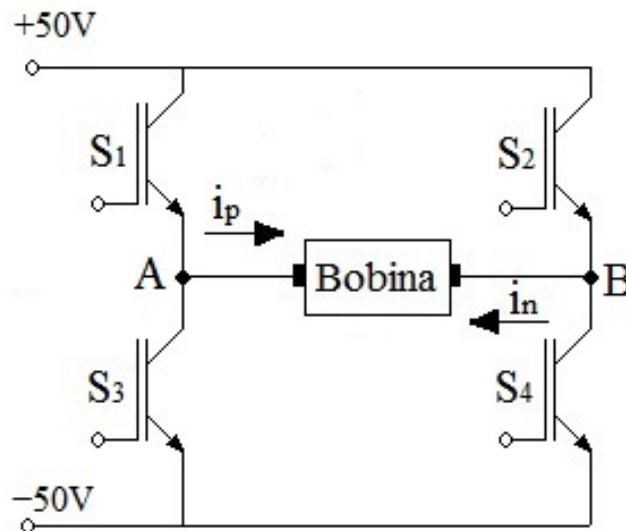


Figura 4.7: Ponte H dos IGBTs utilizada para enviar as correntes de controle aos eletroímãs.

A figura 4.7 ilustra a ponte H presente no bloco da eletrônica de acionamento para apenas um eletroímã. O circuito é constituído de quatro IGBTs S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , comandados de forma alternada, ou seja, (S_1 e S_4 ou S_2 e S_3) gerando dois

ciclos. No primeiro ciclo S_1 e S_4 estão fechados e S_2 e S_3 abertos. Com isso, uma tensão de +100V é aplicada aos terminais: $V_{AB} = 100V$; este ciclo é chamado de p . No segundo ciclo, S_2 e S_3 estão fechados e S_1 e S_4 abertos, causando uma tensão de -100V nos terminais; este será o ciclo n . A duração do ciclo p é designado por T_p e a do ciclo n por T_n .

Fica claro que a tensão V_{AB} é um trem de pulsos com amplitudes constantes de $\pm 100V$ e larguras variáveis. Controlando adequadamente estas larguras T_p e T_n é possível fazer com que $V_{AB}(t)$ seja uma boa aproximação, de alta potência, para um sinal de referência analógico qualquer, como se verá com mais detalhes na seção 4.3.4.

Tensões constantes V impostas a cargas indutiva são integradas, gerando correntes linearmente crescentes ou decrescente, dependendo do sinal de V . Como as bobinas dos mancais são cargas predominantemente indutivas, percebe-se que uma ponte completa como a da figura 4.7 é uma fonte de corrente de alta potência, exatamente o que se estava procurando.

Como exatamente fazer com que a saída de uma ponte H seja igual às correntes desejadas i_0 , i_x e i_y será visto na seção 4.3.4.

4.3.3 Condicionamento dos Sinais

O Condicionador de Sinais é composto por amplificadores e buffers para adequar os sinais recebidos dos sensores de corrente e de posição aos níveis de tensão de entrada do DSP.

A figura 4.8 ilustra como os sensores estão conectados aos protótipos. Eles estão localizados na cota d da figura 3.4 e dispostos em duas direções ortogonais, medindo o deslocamento radial por meio de correntes parasitas, onde um circuito detector fornece tensões proporcionais em função da distância entre o sensor e o rotor.

Primeiramente, uma breve apresentação do sensor de posição do sistema, o Shin-kawa modelo 1195-510. Trata-se de um sensor diferencial de correntes parasitas “Eddy Current Sensor”. Seu princípio de funcionamento consiste em medir, sem

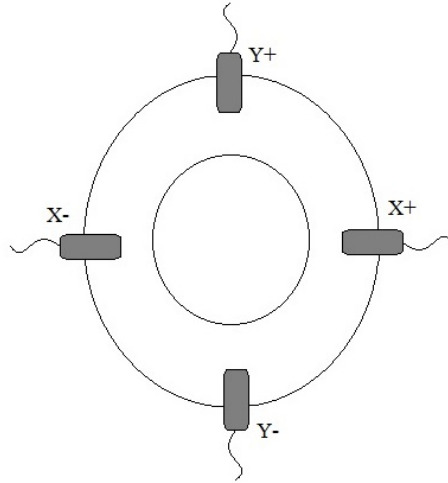


Figura 4.8: Corte transversal na cota d da figura 3.4, mostra a localização do Sensor Shinkawa nos protótipos.

contato, o deslocamento usando o efeito da corrente parasita. Uma corrente de alta frequência é aplicada na bobina do sensor pelo oscilador. A bobina do sensor gera um fluxo magnético de alta frequência; quando o rotor se aproxima deste campo magnético, será percorrido por uma corrente. Esta corrente varia em função da distância entre o sensor e o rotor, alterando assim a impedância da bobina do sensor vista pelo circuito detector. Este circuito fornece assim uma tensão em função da distância entre o rotor e o sensor [29]. As principais características de sensores deste tipo, de acordo com [29], são:

- Alvo feito de material condutivo com baixa resistência;
- Frequência de excitação 2MHz;
- Indutância com variação diretamente proporcional à distância entre o sensor e o alvo;
- Para pequena distância a corrente parasita flui facilmente no alvo e produz uma baixa impedância.

Para que o sensor de posição funcione adequadamente, é necessário alimentá-lo com uma tensão contínua de $\pm 12V$ e $0V$, tolerando-se uma variação de $\pm 0.1V$. Como a unidade de controle fornece tensões de $\pm 15V$ e $0V$ e deve receber as informações

obtidas pelo sensor, foi projetada e construída uma “placa do mancal”, explicada no apêndice B.

4.3.4 Inteligência de Controle

A Inteligência de Controle, realizada no DSP, recebe os dados condicionados dos sensores analógicos, processa essas informações, gera sinais digitais, através de um microcontrolador, e retorna essas informações ao condicionador de sinais, para comandar o chaveamento dos IGBTs definindo assim as correntes de alimentação dos eletroímãs. O bloco da Inteligência de Controle pode ser mais bem detalhado pela figura 4.9 que ilustra o seu funcionamento.

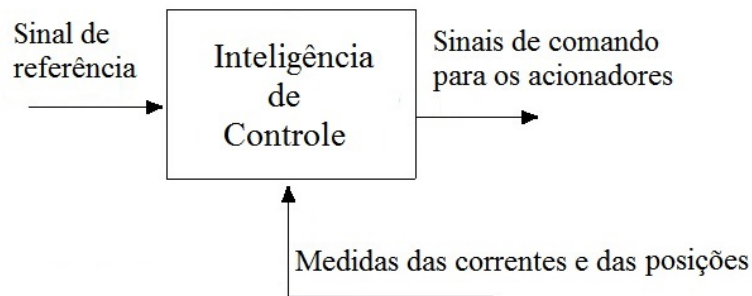


Figura 4.9: Funcionamento básico do estágio da Inteligência de Controle.

A Inteligência de Controle, em essência, recebe e processa as informações sobre as grandezas medidas e gera os sinais de comando para os conversores. A maneira mais inteligente para que estes sinais de comando sejam eficientes é fazer com que as decisões do módulo sejam tomadas após a comparação entre o que realmente está acontecendo, e isto é informado pelas medidas, e o que se deseja que aconteça efetivamente com as saídas do conversor.

Em suma, é necessário que a Inteligência de Controle seja também alimentada por um sinal de referência, que traz informações sobre o comportamento desejado para as correntes geradas no conversor. Estes raciocínios permitem uma visão mais detalhada do funcionamento da Inteligência de Controle, mostrado na figura 4.10.

Os sinais de referência na figura 4.10 revelam o comportamento desejado para as correntes fornecidas pelos conversores. A geração de corrente de base i_0 é mais

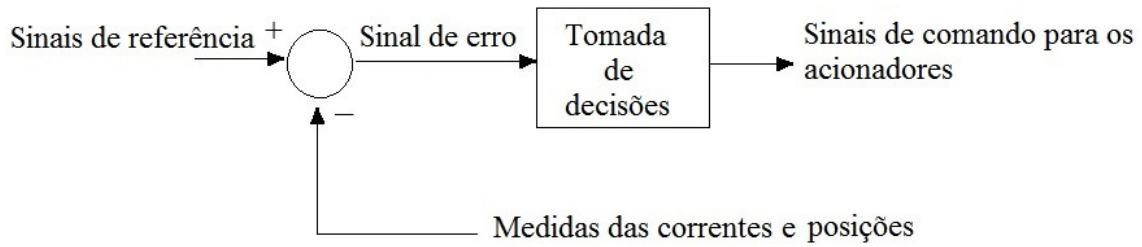


Figura 4.10: Estrutura mais detalhada da Inteligência de Controle.

simples, basta usar uma referência r constante: $\mathbf{r}(t) = i_0 \quad \forall t$. As correntes i_x e i_y são sinais analógicos de variação lenta: $\mathbf{r}(t) = [i_x \quad i_y]^T = \mathbf{u}(t)$.

Para a tomada de decisões deve-se projetar um controlador pelos meios tradicionais, quase sempre usa-se um PID. A saída deste controlador é aplicada a um modulador de largura de pulsos – PWM – que comanda as chaves do conversor. Toda esta estrutura é sintetizada no diagrama da figura 4.11 a seguir.

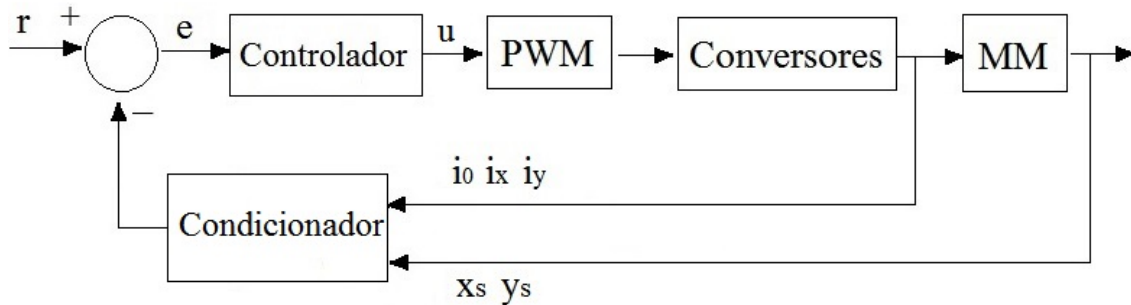


Figura 4.11: Controle do Mancal Magnético por meio de conversores.

Os sinais de entrada e saída do Controlador são analógicos. Para que as informações contidas em \mathbf{u} sejam compreendidas pelo conversor, é necessário transformá-lo, sem perda de conteúdo, em um formato aceito pelas chaves da ponte H descrita na seção 4.3.3. Esta transformação é feita no bloco PWM, usando Modulação por Largura de Pulsos ou, em inglês, Pulse Width Modulation, PWM. As etapas básicas desse processo são mostradas na figura 4.12.

A portadora, ou onda portadora, ou amostradora $p(t)$ é um sinal analógico, de baixa potência e periódico com frequência f_s ; usa-se, na prática, ondas triangulares

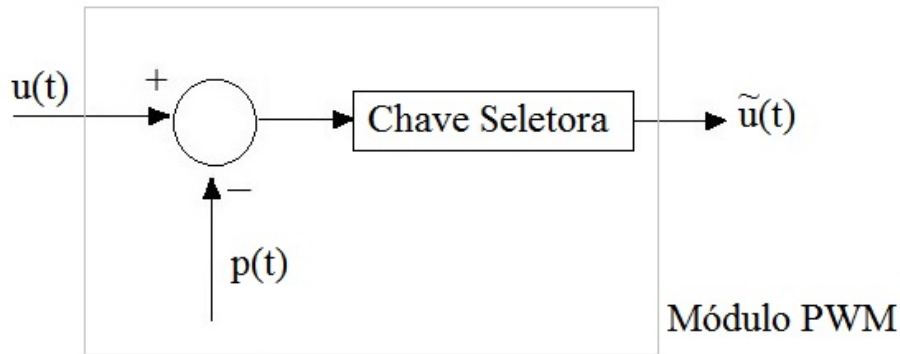


Figura 4.12: Componentes básicos de um Modulador por Largura de Pulsos ou PWM.

ou dente de serra. Os valores máximos e mínimos de $u(t)$ e $p(t)$ são bastantes próximos, pois estes sinais serão comparados ao longo do tempo.

O sinal $\tilde{u}(t)$ de saída do módulo do PWM é também analógico e de baixa potência. Há dois valores possíveis para este sinal: V_{max} e V_{min} ; nas implementações práticas mais comuns, $V_{max} = 5V$ e $V_{min} = 0V$. Quando $u(t) > p(t)$ a chave seletora garante que $\tilde{u}(t) = V_{max}$; quando $u(t) < p(t)$ teremos $\tilde{u}(t) = V_{min}$.

Em cada período da portadora, com largura $T_s = 1/f_s$, podemos distinguir os ciclos de trabalho (ou ciclos on) e os ciclos de repouso (ou ciclos off). Os ciclos de trabalho tem largura T_{on} e são caracterizados por $u(t) > p(t)$ e $\tilde{u}(t) = V_{max}$; os ciclos de repouso tem largura de T_{off} e neles $u(t) < p(t)$ e $\tilde{u}(t) = V_{min}$. Fica claro que $T_{on} + T_{off} = T_s$.

Em resumo, a saída $\tilde{u}(t)$ é um trem de pulsos com amplitudes constantes e larguras variáveis. Sabe-se que, para frequências de amostragem f_s suficientemente altas, sinais deste tipo são aproximações suficientemente boas para os sinais de entrada do módulo. Em outras palavras, as informações contidas em $u(t)$ continuarão presentes em $\tilde{u}(t)$, embora o formato deste sinal seja bem diferente.

Chamando $T_{on} = T_p$ e $T_{off} = T_n$ percebe-se que $\tilde{u}(t)$ é o sinal necessário para comandar o conversor em ponte H descrito na seção 4.3.3.

É interessante notar que há dois esforços de controle envolvidos. O primeiro deles, mostrado no capítulo 3, busca leis de controle do tipo $\mathbf{u} = F\mathbf{x}$ capazes de estabilizar os rotores na posição desejada e lidar com os possíveis distúrbios. Estes,

por razões óbvias, será chamado de Controle de Posição.

Uma outra malha é necessária para implementar a solução encontrada no controle de posição, ou seja, para fazer com que as correntes i_0 , $i_x(t)$ e $i_y(t)$ tenham potência suficiente para efetivamente acionar os mancais. Por razões novamente óbvias, este é o Controle de Corrente, descrito nesta seção.

A implementação física dos controles de posição e de corrente é feita no DSP da Inteligência de Controle. É importante frizar que o controle de corrente deve ser bem mais rápido que o de posição.

4.4 Simulação dos Controles

A técnica escolhida para controlar a posição foi vista no capítulo 3, e se baseia no Regulador Linear Quadrático (LQR); para as correntes se usará o controlador Proporcional Integral Derivativo, PID. Nesta seção após uma breve apresentação do DSP, trataremos da simulação dos controles de posição e de corrente.

4.4.1 Digital Signal Processor

Antes de descrever a implementação dos controladores de posição e de corrente, apresentaremos brevemente o Digital Signal Processor (DSP) utilizado neste trabalho.

Os DSPs são microprocessadores programáveis operando em tempo real, com velocidades muito superiores aos demais microprocessadores utilizados para aplicações genéricas. Uma das principais vantagens dos DSPs é a capacidade de processar grandes quantidades de números em pouco tempo [30].

Atualmente, a tecnologia dos DSPs está presente nos mais diversos tipos de dispositivos como: computadores, controladores de disco rígido, televisores, celulares, gravadores de vídeos, entre outros. Os DSPs podem ser divididos em dois tipos básicos: os Fixed Point realizam suas operações em ponto fixo e os Floating Point operam em ponto flutuante. A seguir apresentaremos as vantagens e possíveis

utilizações de cada tipo básico [31].

Fixed Point Operations (Ponto Fixo):

- Baixo custo;
- Maior taxa de execução de instruções por segundo;
- Implementar algoritmos que exigem exatidão de bits, como compressão de voz e vídeo.

Floating Point Operations (Ponto Flutuante):

- Fácil desenvolvimento de aplicações;
- Algoritmos adaptativos ou filtros muito rígidos;
- Pequeno volume de produção;
- Tipicamente apresentam maior espaço de endereçamento.

O DSP utilizado neste trabalho é de ponto flutuante, modelo TMS320F28335 Experimenter Kit, fabricado pela Texas Instruments.

Inicialmente foi realizado um teste para verificar se o DSP estava reconhecendo os sinais analógicos emitidos pelo sensor através da placa do mancal. O sensor Shinkawa foi conectado à placa do mancal e esta foi conectada às entradas analógicas do DSP. Foi feito um código em linguagem C, utilizando o ambiente Code Composer Studio, para a leitura dos sinais analógicos emitidos pelo sensor e a sua representação gráfica. Para observar esses sinais era necessário girar o rotor, e com isso foi preciso ligar o motor de indução à rede de 127V. A figura 4.13 representa a leitura feita pelo DSP dos sinais analógicos emitidos pelo sensor Shinkawa.

É possível notar que o sinal apresenta ruídos, Para melhorar este problema, foi implementado ao código um filtro de média móvel com oito amostras. Na figura 4.14 temos a leitura feita pelo DSP dos mesmos sinais emitidos, com a utilização do filtro, e percebe-se uma melhora, com redução dos ruídos transmitidos para a Inteligência de Controle.

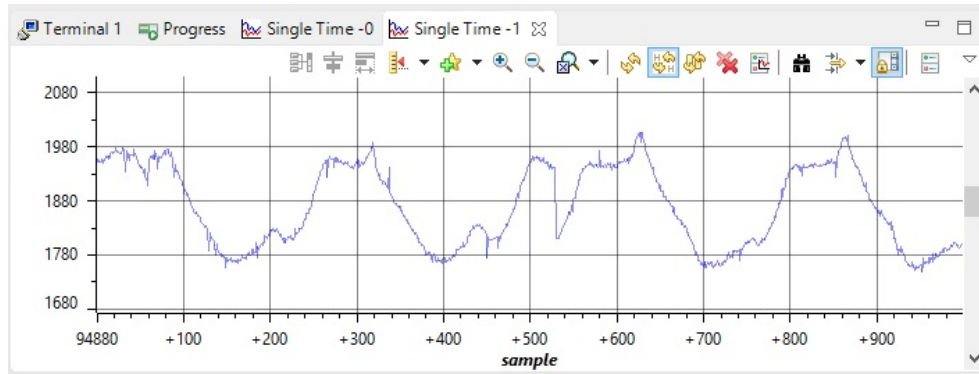


Figura 4.13: Leitura do DSP dos Sinais Emitidos pelo Sensor sem o Filtro.

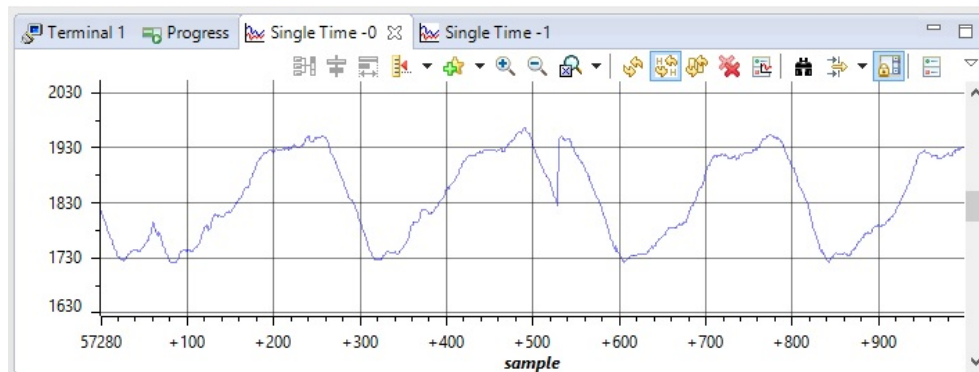


Figura 4.14: Leitura do DSP dos Sinais Emitidos pelo Sensor com o Filtro.

4.4.2 Modelos e Simulação para o Controle de Posição

Nos testes reais, cada protótipo será alimentado com as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 como e vê nas figuras 2.7, para o Tipo A, e 2.9, para o Tipo B. Já se mostrou que estas correntes dependem apenas dos parâmetros i_0 , i_x e i_y , por meio das equações 4.2 e 4.3. O modelo linear para cada um dos protótipos é do tipo:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A_c \mathbf{x}(t) + B_c \mathbf{w}(t) \quad (4.4)$$

onde o vetor de estados $\mathbf{x}(t)$ é formado como nas equações 3.28. O vetor de entradas $\mathbf{w}(t)$ contém as correntes injetadas:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ \dot{x}_s \\ \dot{y}_s \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{w} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Os modelos lineares usados no capítulo 3, aqui repetidos, são diferentes, pois consideram apenas duas componentes no vetor de entradas \mathbf{u} , as correntes diferenciais i_x e i_y .

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t) + B\mathbf{u}(t) \quad (4.6)$$

onde o vetor de estados é como em 4.5 e $\mathbf{u}(t) = [i_x(t) \quad i_y(t)]^T$. Para uma simulação realista do controle de posição é preciso conhecer as matrizes A_c e B_c que aparecem em 4.4. As equações 4.2 e 4.3 permitem escrever:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 + i_x \\ i_2 + i_y \\ i_3 - i_x \\ i_4 - i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ -i_x \\ -i_y \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Isolando os parâmetros i_0 , i_x e i_y vem

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} i_0 + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Considere a matriz

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Multiplicando 4.8, pela esquerda, por P vem

$$P\mathbf{w} = P \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} i_0 + P \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{u} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_0 + \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (4.10)$$

que leva a $P\mathbf{w} = 2\mathbf{u}$, e isto permite expressar 4.6 como

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t) + \frac{1}{2}BP\mathbf{w}(t) \quad (4.11)$$

A equação 4.11 esta no formato de 4.4 o que permite definir

$$A_c = A, \quad B_c = \frac{1}{2}BP \quad (4.12)$$

As simulações do controle de posição já podem ser feitas, utilizando o software MATLAB. Considerando as mesmas características dos protótipos apresentadas no capítulo 3, uma corrente de base $i_0 = 3A$, velocidade angular constante $w = 3400$ rpm, o que corresponde a 356 rad/s, os parâmetros do espaço de estados foram calculados para os mancais de Tipo A e B, gerando matrizes A_{ca} , A_{cb} , B_{ca} e B_{cb} . O comportamento dinâmico de malha aberta pode ser descrito pelos autovalores da matriz $A = A_c$ resultando na tabela (4.1).

Tabela 4.1: Autovalores da matriz A em malha aberta para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$.

caso A	A_{ca}	caso B	A_{cb}
	$-256.84 \pm j5.12$		$-513.50 \pm j5.11$
	$+256.33 \pm j5.11$		$+512.99 \pm j5.11$

Para a estabilização da posição dos protótipos foi utilizada uma lei de controle com Regulador Linear Quadrático (LQR). Foram escolhidos para ambos os casos os mesmos parâmetros de desempenho: A matriz identidade $Q = I_4$ e $R = I_4$. As matrizes de ganhos resultantes são apresentadas nas equações 4.13 e 4.14, a seguir, para $i_0 = 3A$,

$$F_a = \begin{bmatrix} -10119 & -202 & -39 & 0 \\ 202 & -10119 & 0 & -39 \\ 10119 & 202 & 39 & 0 \\ -202 & 10119 & 0 & 39 \end{bmatrix}, \quad (4.13)$$

$$F_b = \begin{bmatrix} -10122 & -101 & -20 & 0 \\ 101 & -10122 & 0 & -20 \\ 10122 & 101 & 20 & 0 \\ -101 & 10122 & 0 & 20 \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Estas matrizes serão utilizadas nas leis de controle de realimentação de estado $\mathbf{w} = F_a \mathbf{x}$, para o caso A e $\mathbf{w} = F_b \mathbf{x}$, para o caso B. Os valores numéricos das matrizes apresentadas acima são próximos, o que demonstra que os esforços de controle são bastante semelhantes nos caso A e B. O comportamento dinâmico em malha fechada, para $i_0 = 3A$, pode ser descrito pelos autovalores $(A + BF)$, resultando na tabela (4.2) a seguir.

Tabela 4.2: Autovalores da matriz $(A + BF)$ em malha fechada para os casos A e B, para uma corrente de base $i_0 = 3A$.

caso A A_{ca}	caso B A_{cb}
$A_{ca} + B_{ca}F_a$	$A_{cb} + B_{cb}F_b$
$-252.02 \pm j5.02$	$-531.98 \pm j5.29$
$-261.23 \pm j5.2$	$-495.18 \pm j4.93$

Observa-se em ambos os casos uma parte imaginária dos autovalores muito pequena, assim como apresentada no capítulo 3, o que caracteriza um comportamento altamente amortecido. Para esta simulação foi considerado $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e velocidade inicial zero para os casos A e B, onde temos na figura 4.15 as curvas x_s e y_s do caso A e na figura 4.16 mostra as curvas x_s e y_s do caso B. Nota-se que o caso B é pelo menos duas vezes mais rápido se comparado ao caso A. Se as curvas para os esforços de controle necessário \mathbf{w} fossem desenhados para ambos os casos, as simulações mostrarão novamente um desempenho mais rápido para o caso B.

Observa-se nas figuras 3.7 e 4.15, para o caso A, que ambas são semelhantes e são estabilizados com o mesmo tempo de $t \geq 0.035$. Assim como no caso A, as figuras 3.8 e 4.16, para o caso B, também são semelhantes e ambas são estabilizadas com o mesmo tempo de $t \geq 0.016$. Ou seja, independente se o vetor de entrada é \mathbf{u} com duas entradas i_x e i_y ou \mathbf{w} com quatro entradas i_1, i_2, i_3 e i_4 , os resultados da resposta para condição inicial são os mesmos, conforme o esperado.

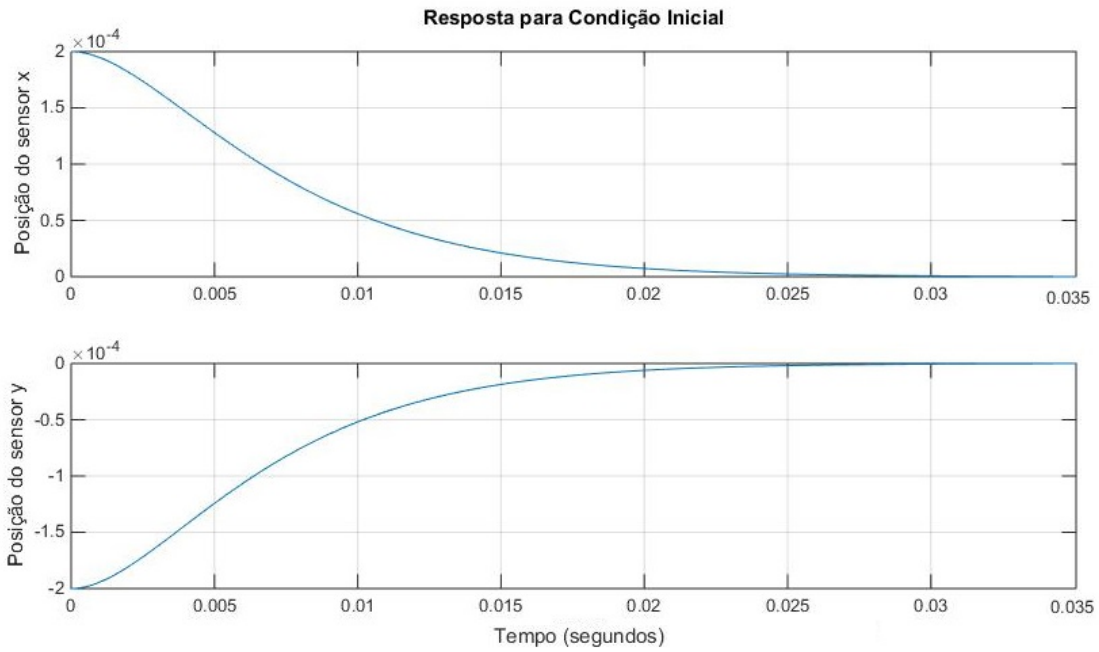


Figura 4.15: Estabilização do caso A por F_a : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para $t \geq 0.035$ segundos, o rotor pode ser considerado centrado. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$.

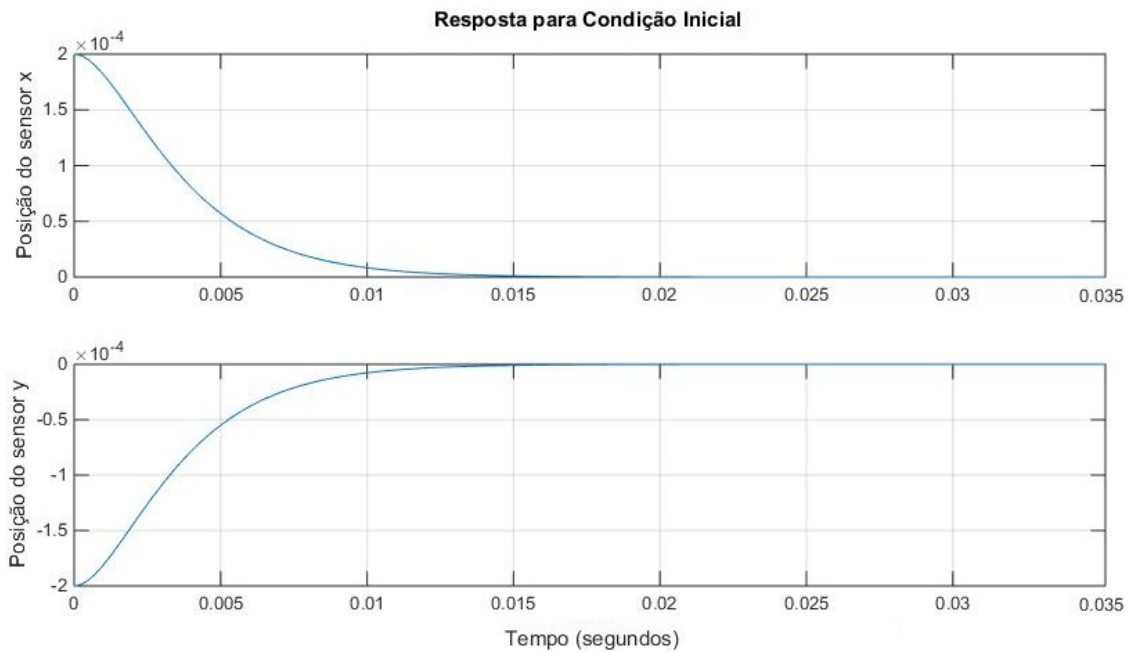


Figura 4.16: Estabilização do caso B por F_b : curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. O rotor pode ser considerado centrado com $t \geq 0.016$ segundos, metade do tempo se comparado ao caso A. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$.

4.4.3 Projeto e Simulação para o Controle de Corrente

A situação é descrita na figura 4.11. O sinal de referência é dado pelas soluções $\mathbf{u} = F\mathbf{x}$ utilizadas: $r = \mathbf{u} = F\mathbf{x}$.

Há módulos especializados para simular este controle. É preciso escolher os parâmetros do controlador. A frequência de amostragem f_s disponibilizada inicialmente pelo DSP é de $28200Hz$. A partir dos testes será verificado se esta frequência é suficiente para realizar todas as rotinas de controle para estabilizar o sistema.

Nesta seção será apresentada a técnica escolhida para controlar as correntes injetadas nos eletroímãs, responsáveis por gerar forças de relutância para manter o rotor na posição pré determinada. Os valores de referência destas correntes são definidas a partir do LQR. Também será apresentada a implementação do controlador de corrente e as simulações no sistema completo.

O bom desempenho de uma malha de controle está ligado diretamente à escolha correta do controlador. A implementação de um controlador no sistema visa à modificação da sua dinâmica, manipulando a relação da entrada e saída através da atuação sobre um ou mais dos seus parâmetros, com o objetivo de satisfazer certas especificações com relação a sua resposta [32].

A técnica de controle mais utilizada na automação industrial é o controlador PID em malha fechada. Ele calcula o erro entre o valor medido na saída e o valor desejado no processo. Assim o controlador tenta diminuir o erro que foi gerado pela saída, ajustando sua entrada. O cálculo do controlador PID envolve três parâmetros: Proporcional, Integral e Derivativo. A fórmula do PID, vide figura 4.11, é dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t), \quad (4.15)$$

onde:

- $u(t)$ é a saída em função do tempo;
- $e(t)$ é o erro em função do tempo;

- K_p é a constante Proporcional;
- K_i é a constante Integral;
- K_d é a constante Derivativa.

De modo geral, o aumento de K_p causa uma resposta mais rápida; algumas vezes um aumento excessivo de K_p pode causar instabilidade. A constante K_i comanda a parcela integral, onde a história acumulada de todos os erros passados é levada em conta. A presença de uma parcela integral no controlador tem o efeito benéfico de reduzir erros de regime; o preço a se pagar por isto é uma dinâmica mais lenta e uma maior dificuldade na estabilização.

A parcela derivativa facilita a estabilização e torna mais rápido o desempenho global do sistema. Por outro lado, este componente aumenta a sensibilidade a ruídos, que são amplificados.

Para evidenciar os detalhes da implementação do controle de corrente, a figura 4.11 será refeita como a figura 4.17 abaixo.

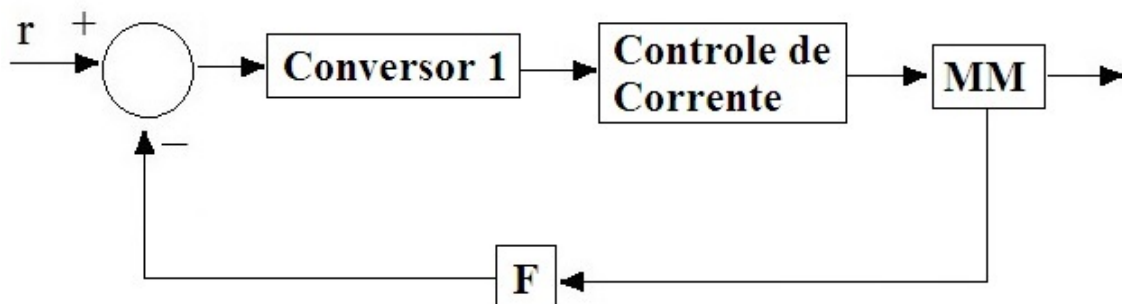


Figura 4.17: Diagrama de Blocos do Controle dos Mancais.

Segue uma descrição detalhada dos blocos para uma situação real, onde:

- A dinâmica do sistema é representado pelo bloco MM, este bloco contém as matrizes A, B e C;
- A matriz de ganho calculada pelo LQR é representada pelo bloco F;
- O bloco denominado de conversor 1 é o responsável por receber do controle de posição as correntes i_0 , i_x e i_y e realizar o procedimento convencional das

correntes diferenciais obtendo i_1 , i_2 , i_3 e i_4 que são enviadas para o bloco do controlador de corrente;

- O bloco do controle de corrente apresenta o controlador PID implementado e a ponte H, e envia as correntes diferenciais controladas para o bloco MM da dinâmica do sistema. Lembrando que o diagrama da figura 4.17 representa uma situação real, onde é preciso enviar as correntes i_1 , i_2 , i_3 e i_4 , porém para as simulações é necessário apenas as correntes i_0 , i_x e i_y .

O bloco conversor 1 pode ser visto com mais detalhes na figura 4.18, onde ele recebe $ref i_x$ e $ref i_y$ que é composta pela soma da corrente de referência $[0 \ 0]^T$ mais a corrente enviada pelo vetor de controle \mathbf{u} que são $[i_x \ i_y]^T$, soma e subtrai essas correntes a uma corrente de base i_0 , para assim obter as correntes diferenciais i_1 , i_2 , i_3 e i_4 .

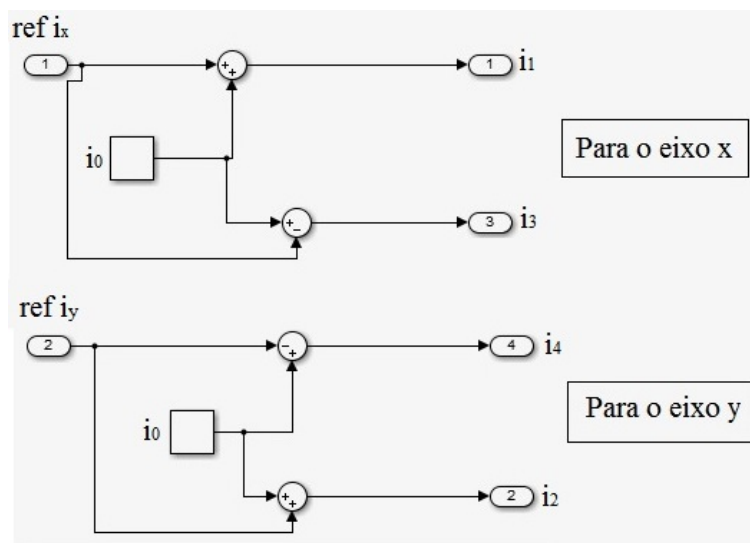


Figura 4.18: Bloco denominado de Conversor 01, responsável por enviar as correntes diferenciais ao controlador de corrente.

As simulações do sistema completo foram realizadas utilizando o software Matlab/Simulink para verificar se o controle de corrente implementado estava respondendo de modo satisfatório ao controle de posição projetado, ou seja, conforme dito anteriormente o controle de corrente deve ser mais rápido que o de posição. Foram considerados um deslocamento inicial de $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$, velocidade inicial zero e a frequência de chaveamento de 1kHz para os casos A e B.

Iniciamos a simulação considerando o controlador de corrente mais simples, constituída apenas da parcela Proporcional, onde a constante proporcional $K_p = 1.55$. Foi aplicado uma corrente de base $i_0 = 3A$ e para as matrizes resultantes do ganho foram consideradas F_a da equação 3.35 para o caso A e F_b da equação 3.36 para o caso B, na figura 4.19 pode-se observar as curvas x_s e y_s para o caso A e na figura 4.20 as curvas x_s e y_s para o caso B. Nota-se que no caso B a estabilização é mais rápida que no caso A e a implementação do controle de corrente no sistema apresentou uma resposta satisfatória se comparado ao resultado obtido apenas considerando o controle de posição.

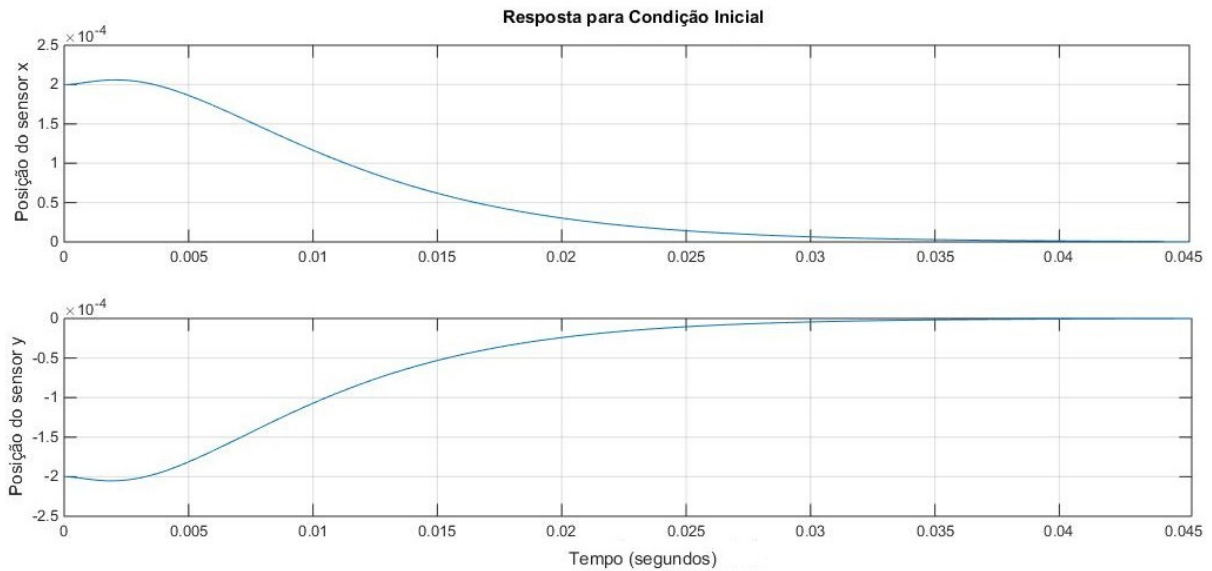


Figura 4.19: Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002m$, $y_s(0) = -0.0002m$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3A$ e Controlador Proporcional.

Para a próxima simulação foi adicionado a parcela integral, gerando assim um controlador Proporcional Integral (PI) cujo as constantes são $K_p = 1.55$ e $K_i = 0.155$. Foi aplicado uma corrente de base $i_0 = 3A$ e para as matrizes resultantes do ganho foram consideradas F_a da equação 3.35 para o caso A e F_b da equação 3.36 para o caso B, na figura 4.21 pode-se observar as curvas x_s e y_s para o caso A e na figura 4.22 as curvas x_s e y_s para o caso B. Nota-se que no caso B a estabilização é mais rápida que no caso A e a implementação do controle de corrente com um Proporcional Integral apresentou uma resposta melhor do que se comparado com o

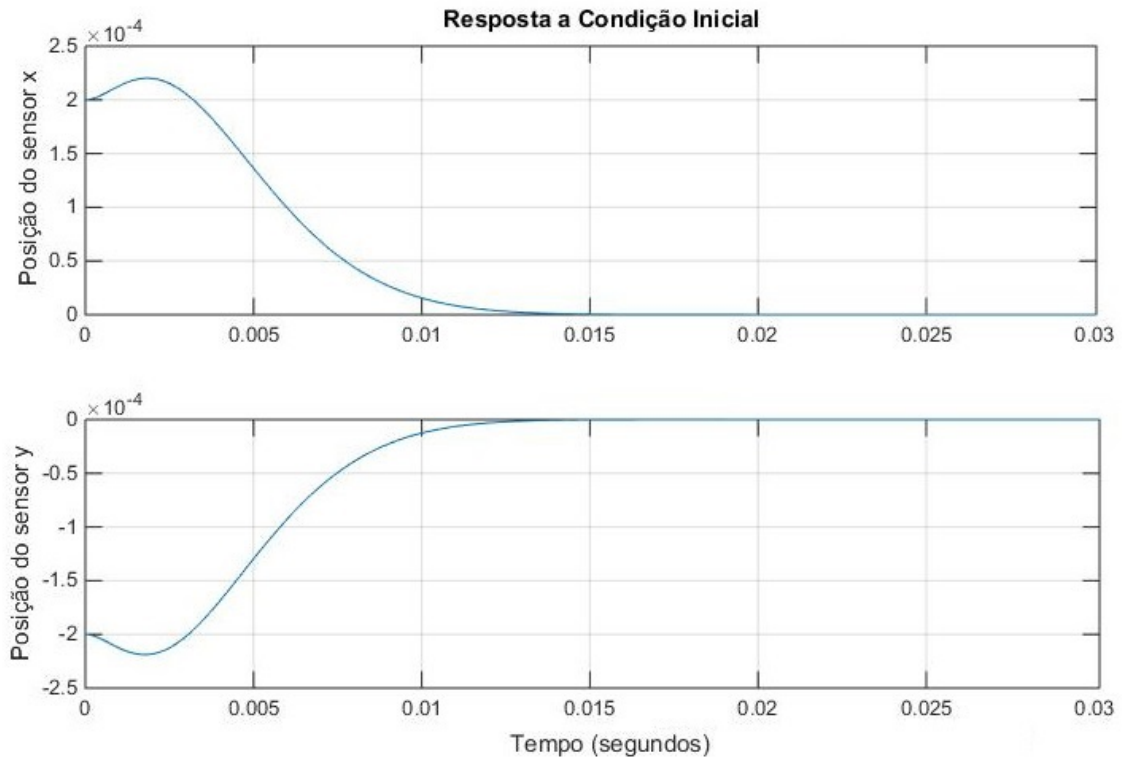


Figura 4.20: Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$ e Controlador Proporcional.

controlador Proporcional.

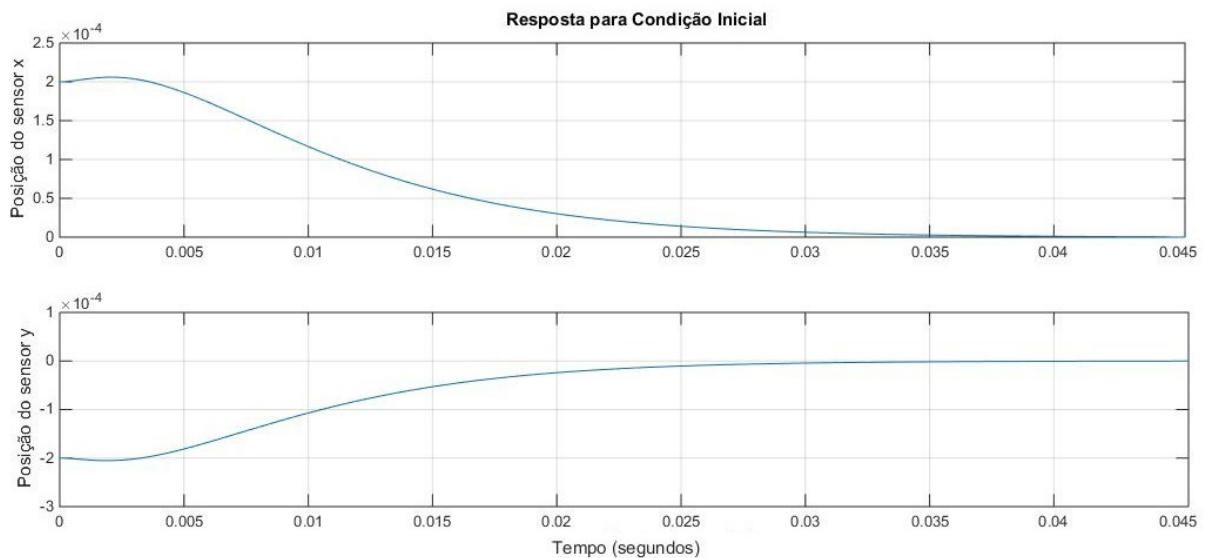


Figura 4.21: Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$.

O controlador escolhido para a corrente foi o Proporcional Integral (PI), pois o

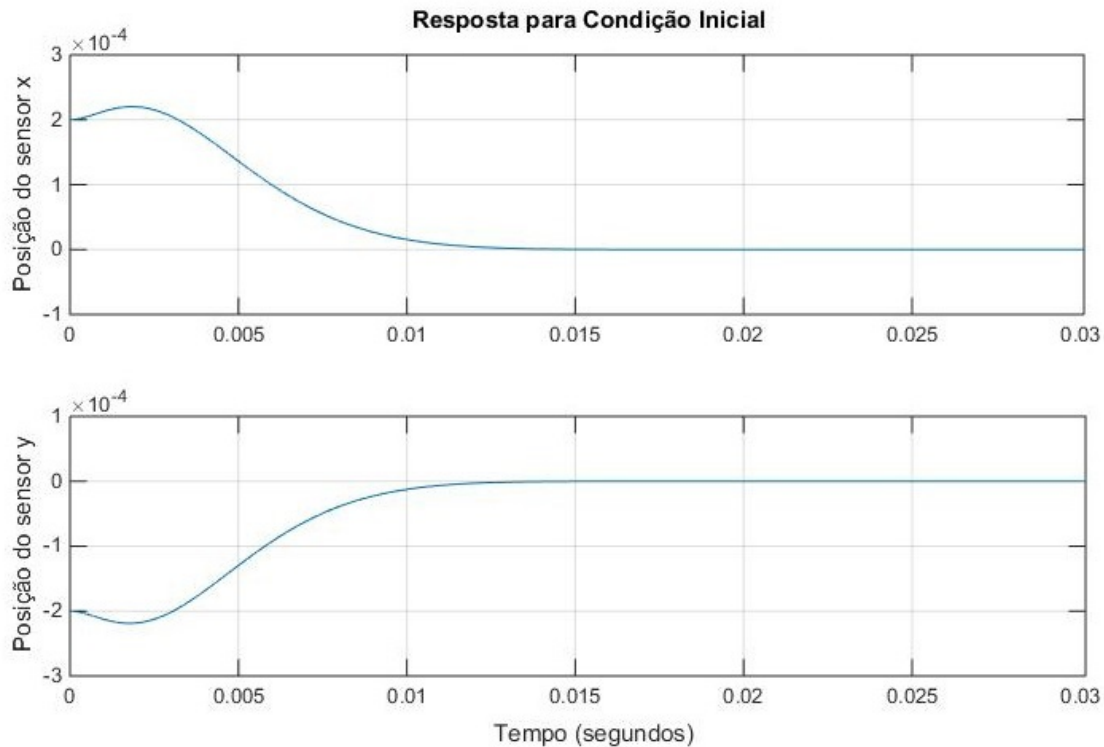


Figura 4.22: Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 3\text{A}$.

mesmo apresentou um resultado melhor que o controlador Proporcional. Não foram realizadas simulações para o controlador Proporcional Integral Derivativo (PID) pois os resultados já obtidos foram satisfatórios.

A atuação controlador Proporcional Integral corresponde à soma de uma ação proporcional com uma ação integral. Desta forma conseguiu-se melhorar a resposta transitória com a contribuição da ação proporcional, enquanto a ação integral corrige o erro de estado estacionário. Quando se tem um controlador com ação integral, tem-se o problema denominado de “*winds-up*”, que é quando o erro continua a ser integrado e o termo integral tende a se tornar muito grande, ou seja, tende a “carregar-se” demasiadamente. Por isso foi implementado ao PI na parcela integral um *anti-reset wind up*, cuja a técnica utilizada consiste: em considerar um valor constante para a saturação. O resultado da subtração do valor de controle ideal obtido na saída do controlador com o bloco “constant” é utilizado como entrada de um relé chaveando entre 0 e 1. No caso em que o controle ideal ainda não

tenha superado em módulo o bloco “constant”, cujo valor utilizado é 5, a subtração feita nesta técnica resulta num valor positivo, fazendo com que a saída do relé seja unitária. Desta forma, o controle integral permanece inalterado. No caso em que há saturação, o valor do módulo do controle ideal supera o bloco “constant”, fazendo com que a subtração resulte num valor negativo. Desta forma, a saída do relé é nula e interrompe o ganho integral, como pode ser visto na figura 4.23 a seguir para apenas um eletroímã. Este procedimento obtém uma resposta mais rápida do controlador frente a um controlador PI com somente a saturação na saída.

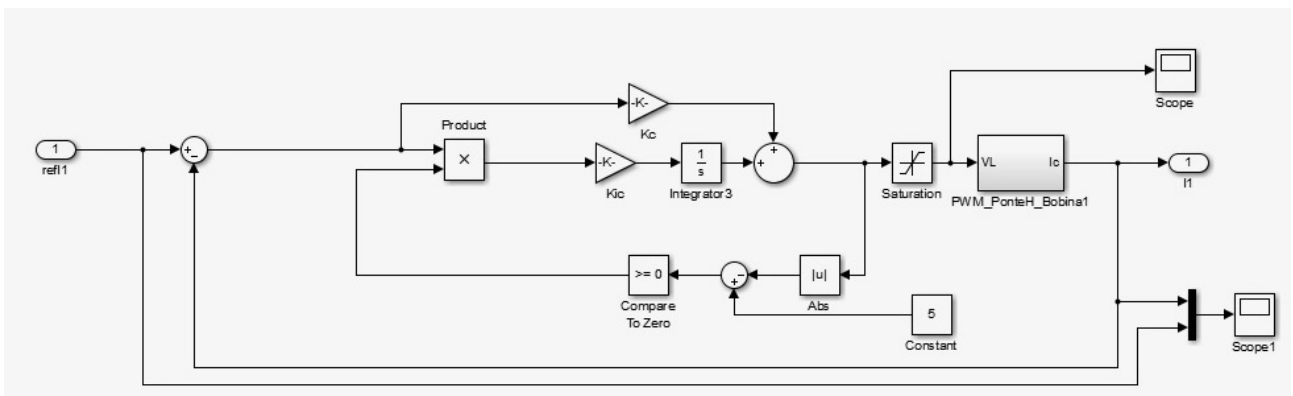


Figura 4.23: Controlador Proporcional - Integral, com anti-reset wind up aplicado a parte integral.

Foram monitoradas o comportamento das correntes de controle i_x e i_y , quando utilizados o controlador de corrente Proporcional-Integral, que são enviadas para os mancais, como podem ser vistas nas figuras 4.24 para o caso A e 4.25 para o caso B. Observa-se que as correntes para ambos os casos A e B apresentam um pico de corrente em 1.5A, porém no caso B esse pico de corrente tem uma duração menor que no caso A.

A próxima simulação, foi aplicado uma corrente de base $i_0 = 1.5A$ e para as matrizes resultantes do ganho foram consideradas a matriz F_a da equação 3.37 para o caso A e a matriz F_b da equação 3.38 para o caso B. Considerando as mesmas condições iniciais da simulação anterior, temos na figura 4.26 as curvas x_s e y_s para o caso A e na figura 4.27 as curvas x_s e y_s para o caso B. Nota-se que no caso B a estabilização foi obtida de forma mais rápida que no caso A e novamente pode-se observar que a implementação do controle de corrente no sistema não alterou

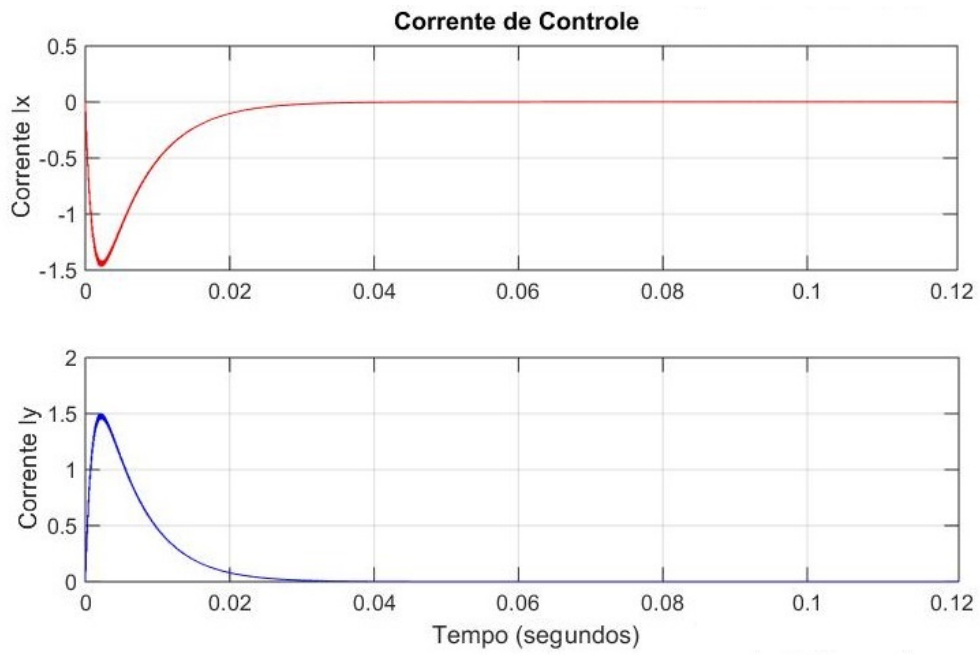


Figura 4.24: Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 3A$.

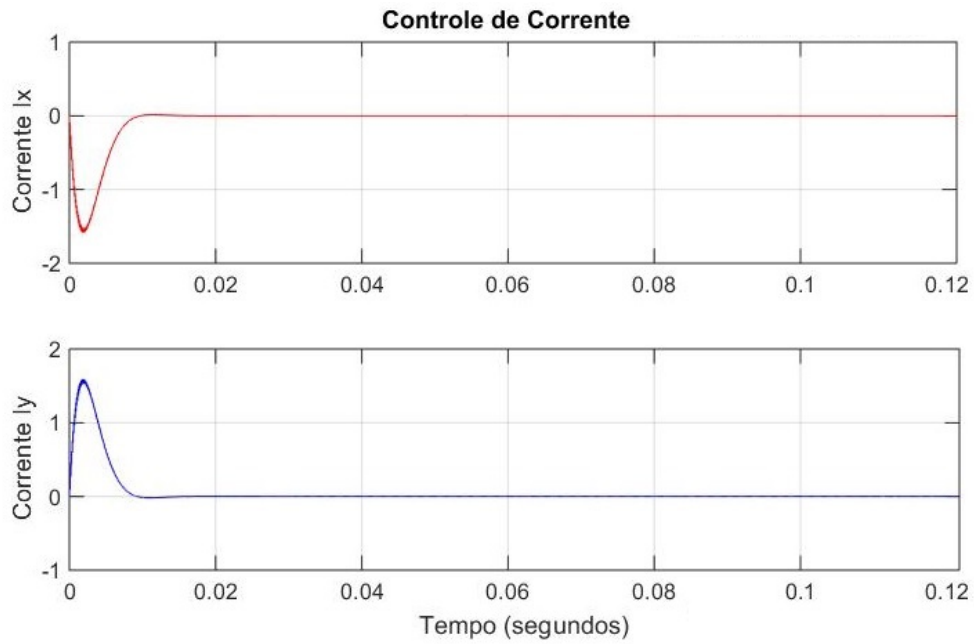


Figura 4.25: Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 3A$.

a resposta se comparado ao resultado obtido apenas considerando o controle de posição aplicado no capítulo 3.

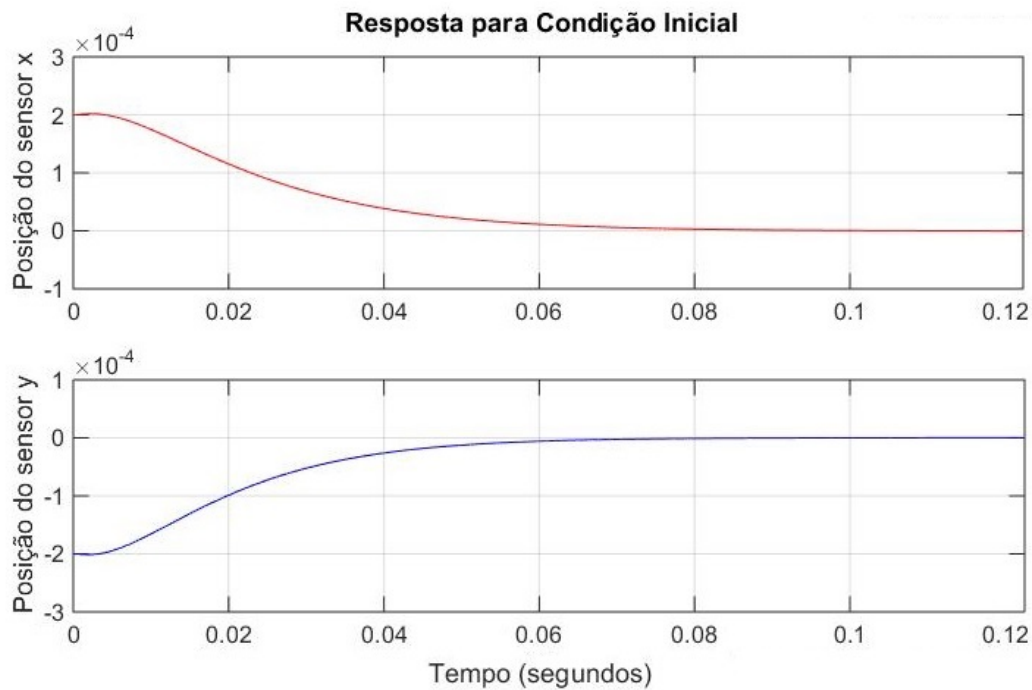


Figura 4.26: Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.

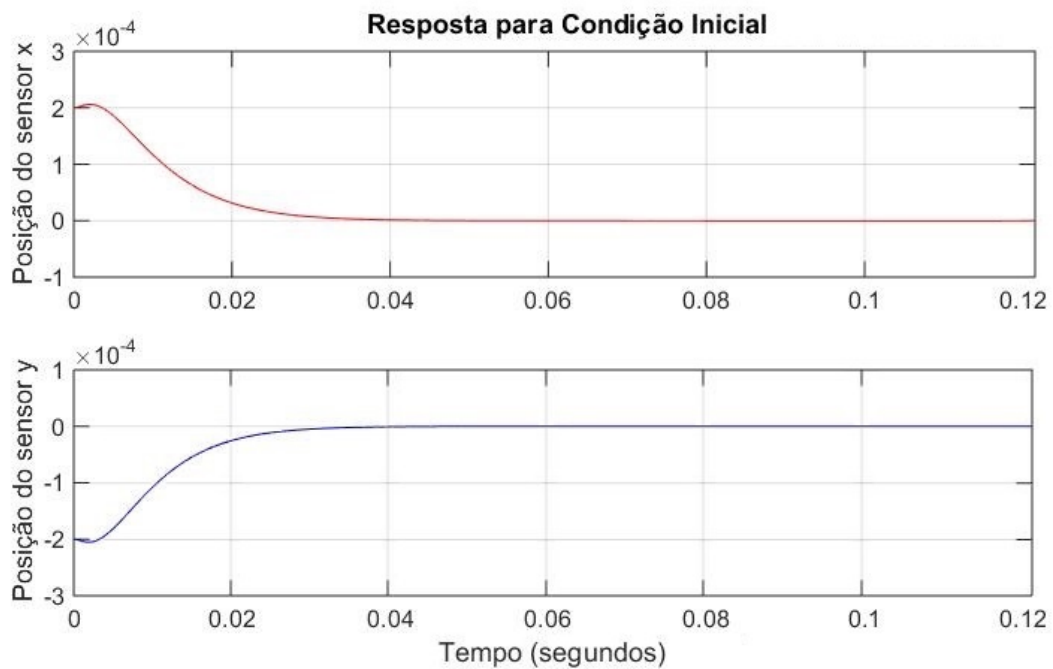


Figura 4.27: Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1.5\text{A}$.

Também foram monitoradas o comportamento das correntes de controle i_x e i_y , que são enviadas para controlar o posicionamento do rotor nos mancais magnéticos, como podem ser vistas nas figuras 4.28 para o caso A e 4.29 para o caso B. Observa-se que as correntes para ambos os casos A e B apresentam um pico de corrente em 0.75A, porém mais uma vez no caso B esse pico de corrente teve uma duração de tempo menor que a obtida no caso A.

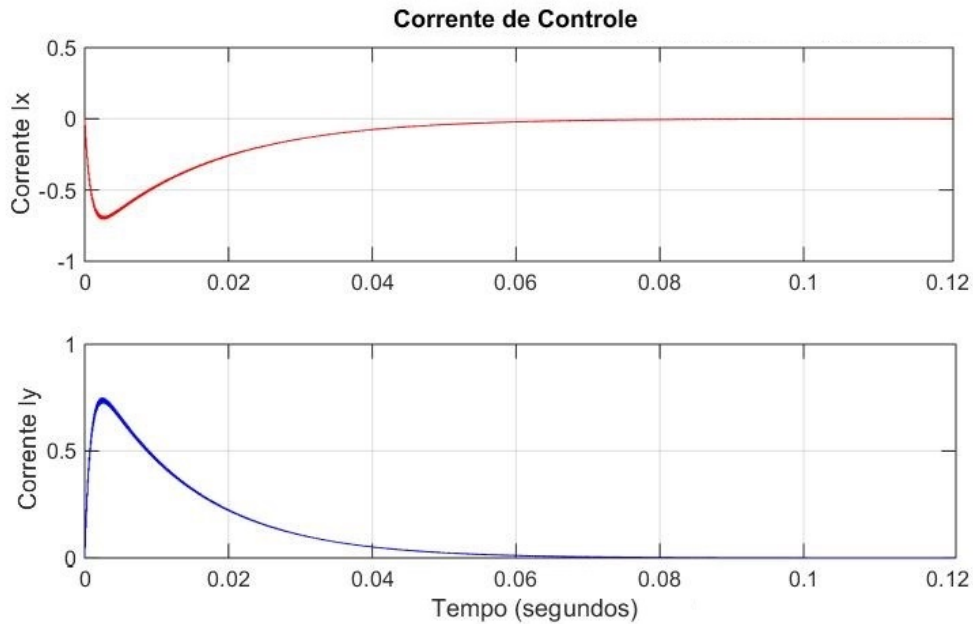


Figura 4.28: Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 1.5A$.

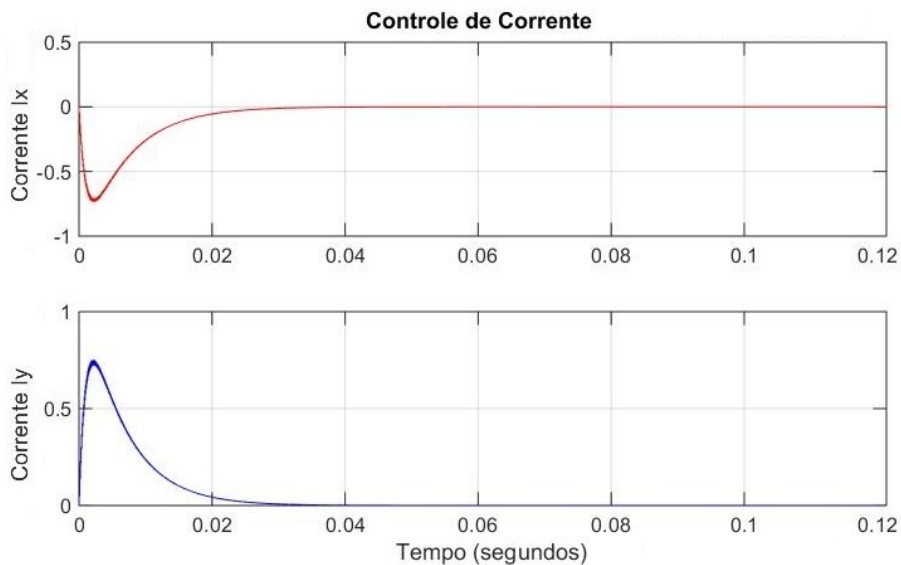


Figura 4.29: Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 1.5A$.

Também foi realizado uma simulação aplicando uma corrente de base $i_0 = 1A$ e

para as matrizes resultantes do ganho foram consideradas as matrizes F_a da equação 3.39 para o caso A e F_b da equação 3.40 para o caso B. Considerando as condições iniciais das simulações anteriores, temos na figura 4.30 as curvas x_s e y_s para o caso A e na figura 4.31 as curvas x_s e y_s para o caso B. Nota-se que no caso B a estabilização é mais rápida que no caso A e a implementação do controle de corrente no sistema não alterou o resultado obtido considerando apenas o controle de posição do capítulo 3.

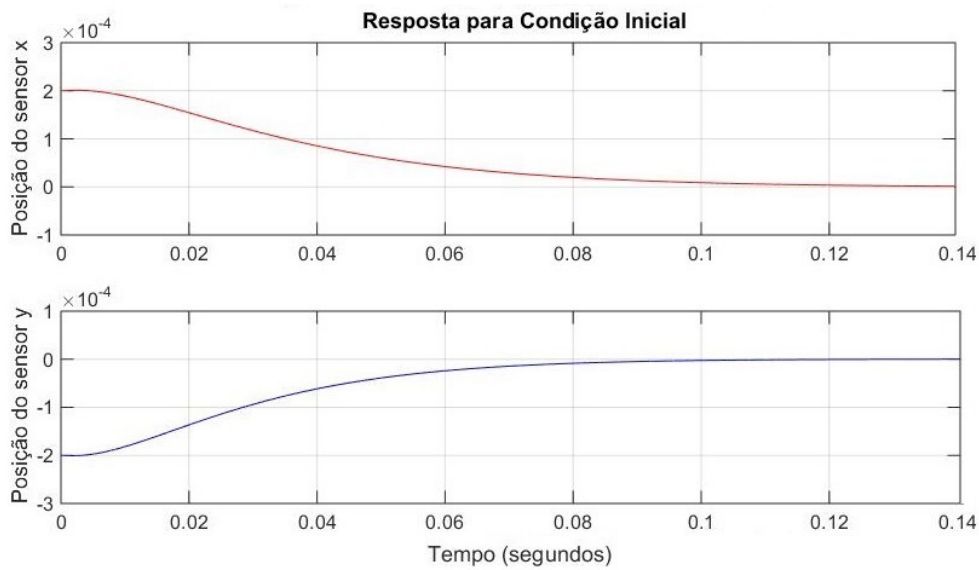


Figura 4.30: Estabilização do caso A para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$.

Foram monitoradas o comportamento das correntes de controle i_x e i_y que são enviadas para manter os rotores dos mancais magnéticos na posição de equilíbrio, como podem ser vistas nas figuras 4.32 para o caso A e 4.33 para o caso B. Observa-se, novamente, que as correntes para ambos os casos A e B apresentam um pico de corrente em 0.5A , porém no caso B esse pico de corrente tem uma duração de tempo menor que no caso A.

Observou-se que o controle de corrente apresentou um comportamento rápido conseguindo acompanhar o controle de posição, corrigindo o posicionamento do rotor.

A implementação do controle de corrente (PI), controle de posição (LQR) e as

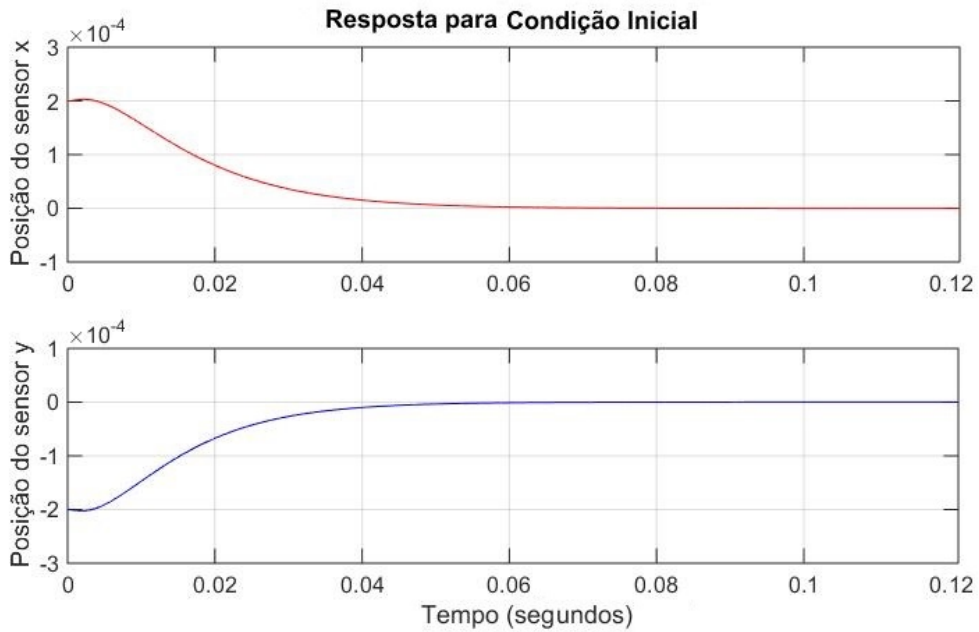


Figura 4.31: Estabilização do caso B para deslocamento inicial: curvas para as posições x_s e y_s quando $x_s(0) = 0.0002\text{m}$, $y_s(0) = -0.0002\text{m}$ e as velocidades iniciais são zero. Para corrente $i_0 = 1\text{A}$.

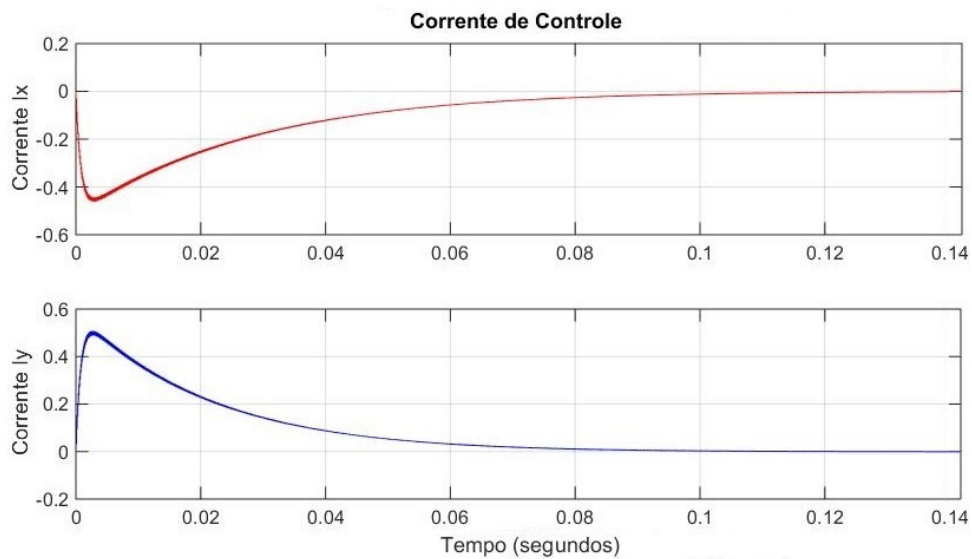


Figura 4.32: Corrente de controle i_x e i_y do caso A: Para corrente de base $i_0 = 1\text{A}$.

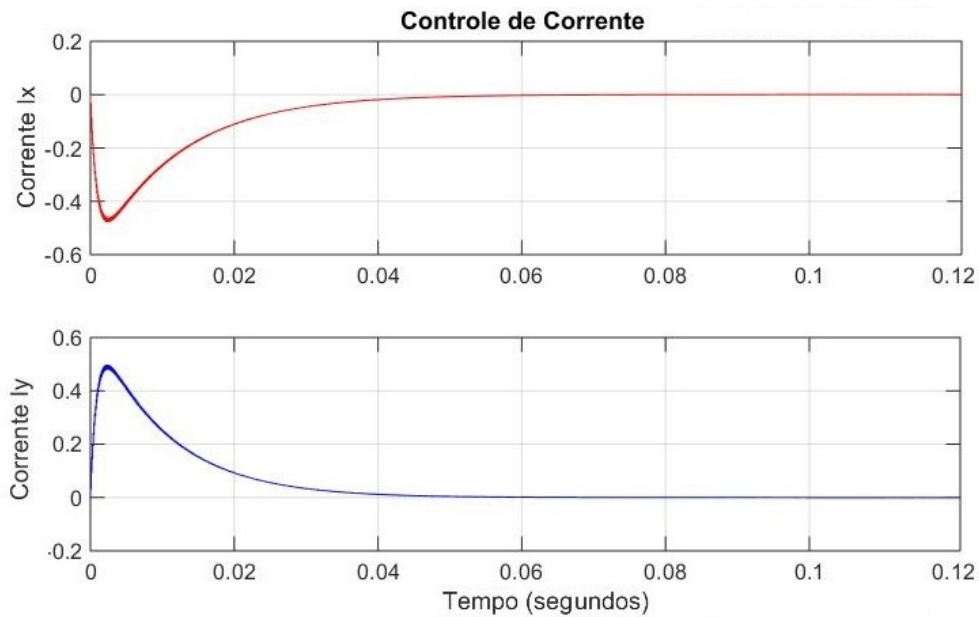


Figura 4.33: Corrente de controle i_x e i_y do caso B: Para corrente de base $i_0 = 1A$.

demais rotinas, foram feitas em linguagem C diretamente no Code Composer Studio. Os métodos dos testes e os resultados obtidos serão apresentados na seção a seguir.

4.5 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os equipamentos necessários para realização dos testes, a implementação prática do controle, o diagrama de blocos do sistema e as simulações de ambos os mancais para três correntes de bases distintas. Na seção 4.2 foi apresentado como será realizado a implementação prática do controle. Na seção 4.3, foi descrito o sistema de acionamento para realização dos testes e apresentado a função de cada bloco que compõe o sistema de acionamento. Na seção 4.4 apresenta os controles de posição e corrente empregados para estabilizar o sistema, uma breve apresentação sobre a inteligência de controle utilizada e as simulações do sistema com os controles de corrente e posição para diferentes correntes de base.

Com todas etapas acima concluídas, o próximo passo é a realização dos testes práticos para coletar os resultados de ambos os mancais e compara-los para então verificar se realmente o mancal de Tipo B leva vantagem sobre o mancal de Tipo A.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

Este capítulo apresenta as conclusões finais obtidas e sugestões de trabalhos futuros que poderão dar continuidade à linha de pesquisa com Mancais Magnéticos com Fluxos Interconectados

5.1 Conclusões

Este trabalho apresentou no primeiro capítulo as vantagens dos mancais magnéticos em comparação aos mancais tradicionais, e as pesquisas realizadas pela COPPE/UFRJ ao longo dos anos sobre mancais magnéticos e motores mancais.

No capítulo 2, foram apresentados os conceitos básicos necessários para o funcionamento dos mancais magnéticos ativos e duas geometrias distintas desses mancais, a do Tipo A e do Tipo B. A seção 2.2, descreveu a levitação magnética e suas técnicas. A seção 2.3, mostrou a geração de forças de relutância. Na seção 2.4, foi apresentado o posicionamento horizontal e planar. Na seção 2.5, foram apresentados os mancais magnéticos ativos convencionais (Tipo A), suas características e a geração de suas forças de relutância. Na seção 2.6 foram vistos os mancais magnéticos ativos com fluxos interconectados (Tipo B), suas características e a geração de suas forças de relutância. Na seção 2.7, foi realizada uma comparação teórica entre o mancal de Tipo A e o mancal de Tipo B, onde se observa que quanto maiores forem as constantes de posição k_p e corrente k_i , e conseqüentemente as forças de relutância,

melhor é o desempenho do sistema, principalmente na rejeição a distúrbios. A partir dos resultados teóricos obtidos, conclui-se que, por apresentar forças de relutâncias maiores, os mancais de Tipo B leva vantagem se comparado aos mancais de Tipo A.

Foram apresentados no capítulo 3 os protótipos construídos para os mancais do Tipo A e do Tipo B, a sua modelagem matemática e as simulações de ambos para três correntes de bases distintas. Na seção 3.2 os protótipos foram descritos e foi feita a sua modelagem matemática para chegar-se às equações dinâmicas no espaço de estados. Na seção 3.3, foram realizadas simulações para os mancais; primeiramente foi considerando apenas o controle de posição LQR para um deslocamento do rotor e depois para verificar o comportamento diante de distúrbios harmônicos provenientes de desbalanceamentos de massa. Os resultados das simulações indicam que o mancal do Tipo B tem comportamento superior ao do Tipo A em duas situações distintas: na centralização dos rotores após um deslocamento inicial, e na rejeição de distúrbios harmônicos causados por uma massa de desbalanceamento constante.

No capítulo 4, foram apresentados os equipamentos necessários para realização dos testes, a implementação prática do controle, o diagrama de blocos do sistema e as simulações de ambos os mancais para três correntes de bases distintas. Na seção 4.2 foi apresentado como será realizado a implementação prática do controle. Na seção 4.3, foi descrito o sistema de acionamento para realização dos testes e apresentado a função de cada bloco que compõe o sistema de acionamento. Na seção 4.4 apresenta os controles de posição e corrente empregados para estabilizar o sistema, uma breve apresentação sobre a inteligência de controle utilizada e as simulações do sistema com os controles de corrente e posição para diferentes correntes de base.

Este trabalho do ponto de vista teórico, comprova que o mancal de Tipo B é superior ao mancal de Tipo A, para as mesmas condições de funcionamento e para distintas correntes de base.

5.2 Trabalhos Futuros

Esta dissertação apresentou o estudo teórico comparativo entre os mancais de Tipo A e B, a seguir tem-se algumas sugestões para trabalhos futuros nesta área de pesquisa:

- Realizar os testes práticos para o deslocamento inicial para os mancais de Tipo A e B;
- Realizar os testes práticos para uma massa de desbalanceamento para ambos os mancais e comparando os resultados obtidos com os teóricos;
- Desenvolvimento de uma interface amigável que facilite o uso dos protótipos.

Referências Bibliográficas

- [1] “American Bearings Manufacturers Association, Bearing timeline”. 2016. Disponível em: <<http://www.americanbearings.org>>. [Online; acessado em 30-Set-2016].
- [2] STEPHAN, R. M., PINTO, F. C., GOMES, A. C. D. N., et al. *Mancais Magnéticos - Mecatrônica sem Atrito - 1ª edição*. Ciência Moderna, 2013.
- [3] “Magnetic Bearings, History of Magnetic Bearings”. 2016. Disponível em: <<http://www.magneticbearings.org/technology-2/history-of-magnetic-bearings/>>. [Online; acessado em 30-Set-2016].
- [4] HUSTAK, J., KIRK, R. G., SCHOENECK, K. A. “Active Magnetic Bearings for Optimum Turbomachinery Design”, *NASA Conference Publication*, pp. 327–336, 1985.
- [5] HABERMANN, H., LIARD, G. *Le Palier Maguin´etique Active: Um Principe Revolutionarie - 1ª edição*. SKF, 1977.
- [6] CHIBA, A., FUKAO, T., ICHIKAWA, O., et al. *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Newnes-Elsevier, 2005.
- [7] SCHWEITZER, G., BLEULER, H., TRAXLER, A., et al. *Magnetic Bearings*. Springer, 2009.
- [8] FRANCO, R. A. *Posicionamento de Eixo com Motor Mancal Magnético Utilizando Controle H*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2013.
- [9] SCHWEITZER, G., BLEULER, H., TRAXLER, A. “Active Magnetic Bearings”, *Vdf Hochschulverlag AG an der ETH Zurich.*, 1994.
- [10] SALAZAR, A. O. *Mancais Magnéticos para Motores de Indução Utilizando os Próprios Enrolamentos de Estator*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1989.

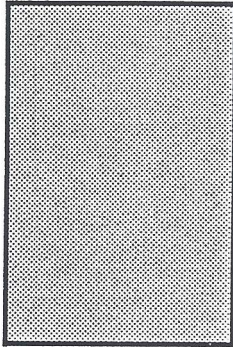
- [11] SALAZAR, A. O. *Estudo de Motor CA com Mancal Magnético utilizando os Próprios Enrolamentos do Estator*. Tese de doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1994.
- [12] SANTISTEBAN, J. A. *Estudo da Influência da Carga Torcional sobre o Posicionamento de um Motor Mancal*. Tese de doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1999.
- [13] DAVID, D. F. B. *Levitação de Rotor por Mancais Motores Radiais Magnéticos e Mancal Axial Supercondutor Auto-Estável*. Tese de doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2000.
- [14] CARDOSO, N. N. *Controle Simultâneo da Velocidade e Posição em Mancais Motores Magnéticos*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2003.
- [15] RODRIGUES, L. S. *Controle Ótimo Descentralizado a Dois Parâmetros para Mancais Motores Magnéticos*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2005.
- [16] JUNIOR, R. N. *Controle por Tensão de Velocidade e Posição de Mancais Magnéticos*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2005.
- [17] GOMES, R. R. *Motor Mancal com Controle Implementado em um DSP*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2007.
- [18] L., K. W. *Motor Mancal Magnético com Controle Ótimo Implementado em um DSP*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2008.
- [19] GARCIA, J. D. G. *Critérios de Avaliação de desempenho para Controladores Aplicados a Mancais Magnéticos*. Tese de doutorado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2014.
- [20] DAVI, D. F. B., SANTISTEBAN, J. A., GOMES, A. C. D. N. “Initial Test on an Interconnected Magnetic Bearing”, *In Proceedings of the 1st Brazilian Work-shop on Magnetic Bearings.*, 2013. Disponível em: <<http://www.magneticbearings.org/technology-2/history-of-magnetic-bearings/>>.
- [21] DAVI, D. F. B., SANTISTEBAN, J. A., GOMES, A. C. D. N. “Interconnected four poles Magnetic Bearings Simulations and Testing”, *in Proceedings of*

- ISMB14, 14th International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 30–35, 2014. Disponível em: <<http://ismb14.magneticbearings.org>>.
- [22] DAVI, D. F. B., SANTISTEBAN, J. A., GOMES, A. C. D. N. “Laboratory tests on an interconnected four poles magnetic bearing”, *in Proceedings of ISMB15, 15th International Symposium on Magnetic Bearings*, pp. 3–6, august 2016. Disponível em: <<http://ismb15.magneticbearings.org>>.
- [23] DAVI, D. F. B., SANTISTEBAN, J. A., GOMES, A. C. D. N. “Modeling and Discussing Flux Magnetic Bearing”, *ACES Journal*, v. 32, pp. 8, 2017.
- [24] DAVI, D. F. B., SANTISTEBAN, J. A., GOMES, A. C. D. N. “Modeling and Testing Strategies for an Interconnected Four-Pole Magnetic Bearing”, 2017. Disponível em: <<http://www.mdpi.com/2076-0825/6/3/21/htm>>.
- [25] FERREIRA, H. P. *RETROSPECTIVA DOS MÉTODOS DE LEVITAÇÃO E O ESTADO DA ARTE DA TECNOLOGIA DE LEVITAÇÃO MAGNÉTICA*. Projeto de graduação, UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2017.
- [26] KRODKIEWSKI, J. M., ZMOOD, R. B. “Use of Programmed Magnetic Bearing Stiffness and Damping to Minimize Rotor Vibrations”, *in Proceedings of the 3rd International Symposium on Magnetic Bearings (ISMB3)*, pp. 29–30, July 1992.
- [27] KJOLHED, K., SANTOS, I. F. “Experimental Contribution to High-Precision Characterization of Magnetic Forces in Active Magnetic Bearings.” *J. Eng. Gas Turbines Power* 2007, , n. 120, pp. 503–510.
- [28] IMLACH, J. “High Specific Load Capacity Radial Magnetic Bearing Actuator.” *U.S Patent No. 5,962,940*, 5 October 1999.
- [29] User’s manual, model 1195-510, Shinkawa Electric Co, Tokyo, Japan.
- [30] WOLTER., S. K. “Processadores Digitais de Sinais (DSP)”. 2007. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/marcelo/TE810/012007/Stefan-DSP>>. [Online; acessado em 24-Set-2017].
- [31] GONÇALVES, A. C., SCHMITT, G. W., DOS SANTOS JR, I. R., etal. “Processadores Digitais de Sinais (DSP)”. 1999. Disponível em: <<http://www.cricte2004.eletrica.ufpr.br/edu/anterior/pds99/trab4/dsp-c5x/>>. [Online; acessado em 24-Set-2017].

- [32] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno - 4^a edição*. Editora Pearson Education do Brasil, 2003.

Apêndice A

Manual do sensor de posição



MODEL 1195 - 510

NON-CONTACT DISPLACEMENT
CONVERTER FOR MAGNETIC BEARING

INSTRUCTION MANUAL

 **SHINKAWA**

SHINKAWA ELECTRIC, Co., LTD

Introduction

Thank you for your purchase of our Magnetic Bearing Displacement Converter **Model 1195-510**. All our products are subject to strict quality control and factory inspection to assure reliability. Please read this manual thoroughly to achieve the highest performance of this equipment.

Warranty

SHINKAWA ELECTRIC Co., Ltd warrants to the purchaser that the products sold will be free from defects in material and workmanship. Any part with a material or workmanship defect observed by our quality department will be replaced or repaired free of charge for up to twelve (12) months after the date of purchase.

In order to benefit this warranty, you will be required to immediately notify our nearest branch office of the defect or damage caused by the mishandling during transportation.

!!! Precaution !!!

- ◆ Megger test of power source signal cable
NEVER conduct Megger test of signal cable before disconnecting this converter.
After completion of the Megger test, DISCHARGE the converter before re-connection.

CONTENTS

■ Introduction

1. General

1-1 Outline	1
1-2 Principle	1
1-3 Block diagram	2

2. Standard

2-1 Specification	3
2-2 Model	4
2-3 Configuration	5
2-4 Outline drawings	6

3. Operation

3-1 Mounting sensor	7
3-2 Mounting converter	7
3-3 Wiring	7
3-4 Zero and span calibrations	8

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;

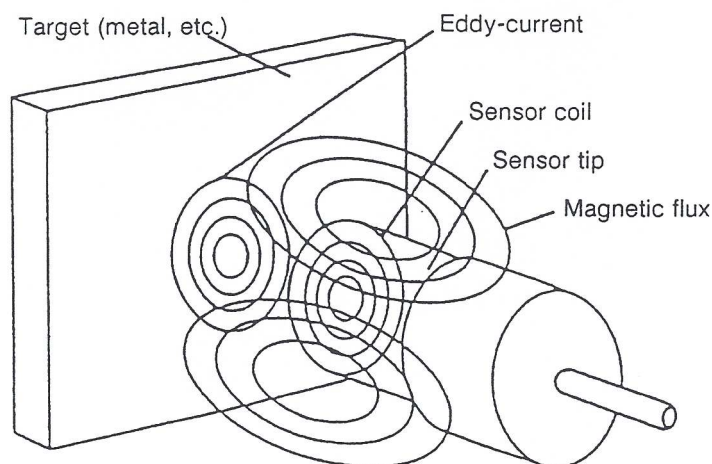
Z: impedance of sensor coil

R: effective resistance of sensor coil

X: reactance of sensor coil

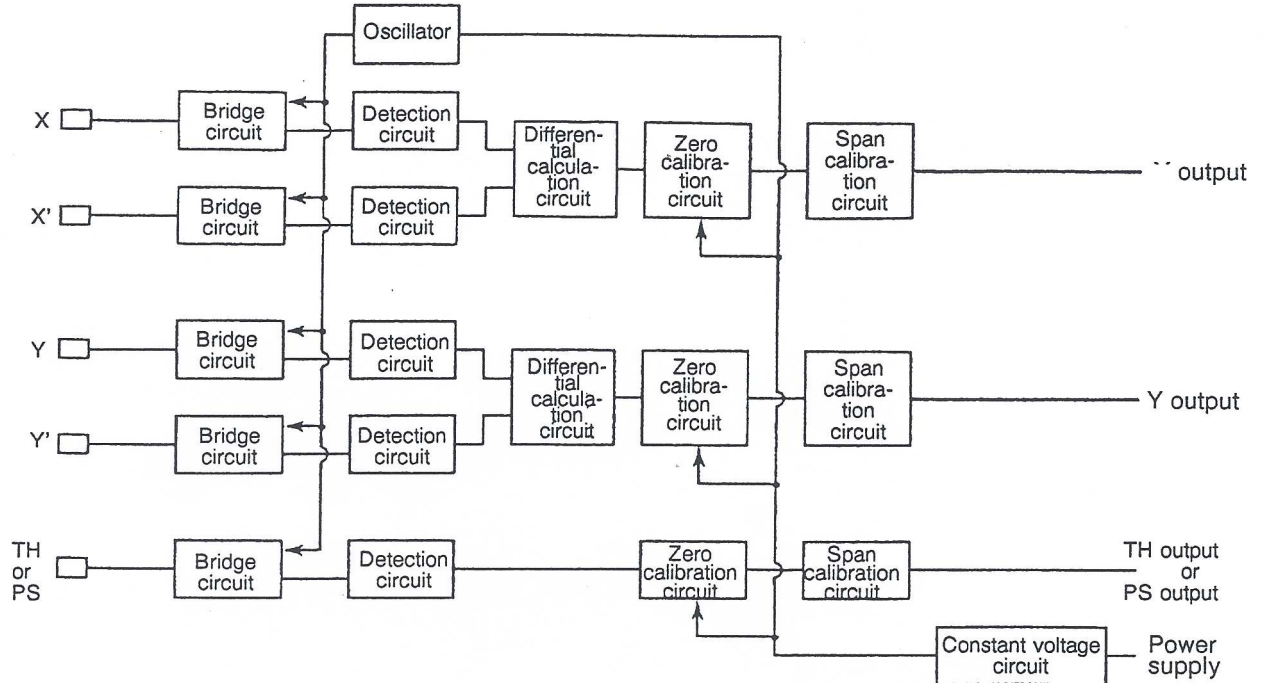
j: complex number

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. ϕ 43mm *1	min. ϕ 20mm *1	Flat

*1) Calibrated on a flat surface of over ϕ 15mm 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 μm \pm 100 μm)
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)

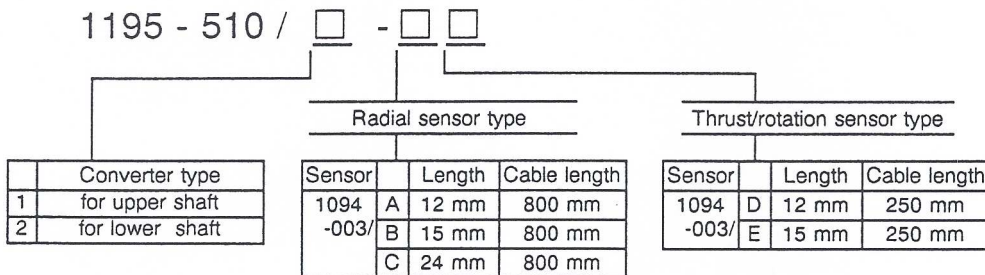
(Lower shaft)

Sensor	Lower X	Lower Y	Rotation pulse
Output format	Differential output	Differential output	Single output
Sensibility	10mV/ μm		10mV/ μm (within 400 μm \pm 100 μm)
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

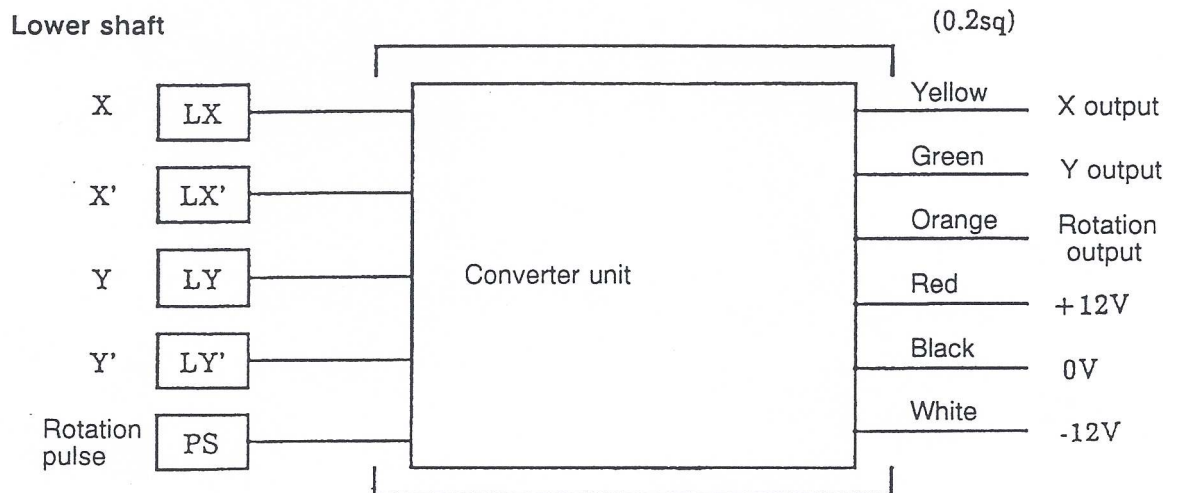
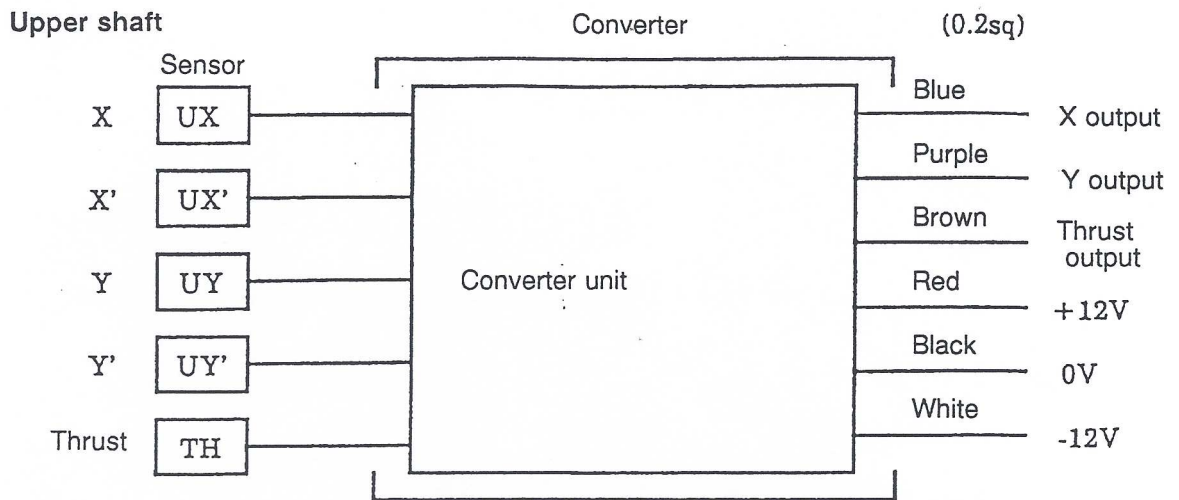
8. Output current : 5mA max.
9. Ambient temperature deviation
 : Less than $15\mu\text{mp-p}$ ($20\sim 80^\circ\text{C}$) (at approx. 0V output) (upper and lower XY)
 : Less than $40\mu\text{mp-p}$ ($20\sim 80^\circ\text{C}$) (at approx. 0V output) (thrust)
 Not specified (rotation pulse)
10. Operating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

2-2 Model



2. Standard

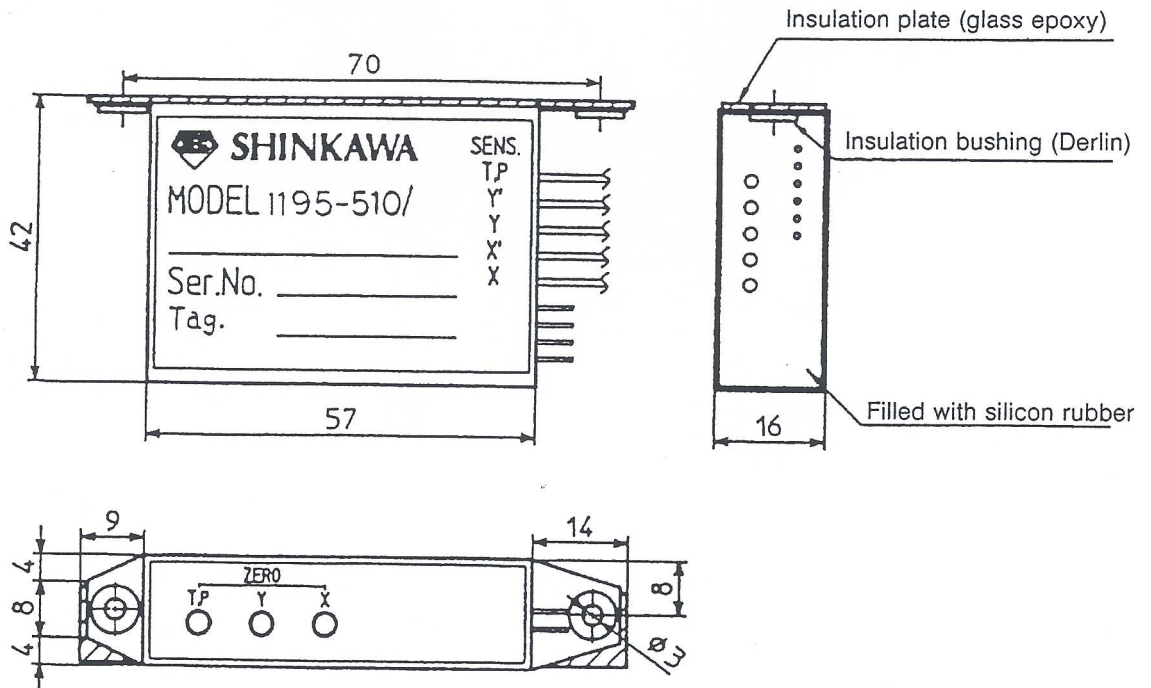
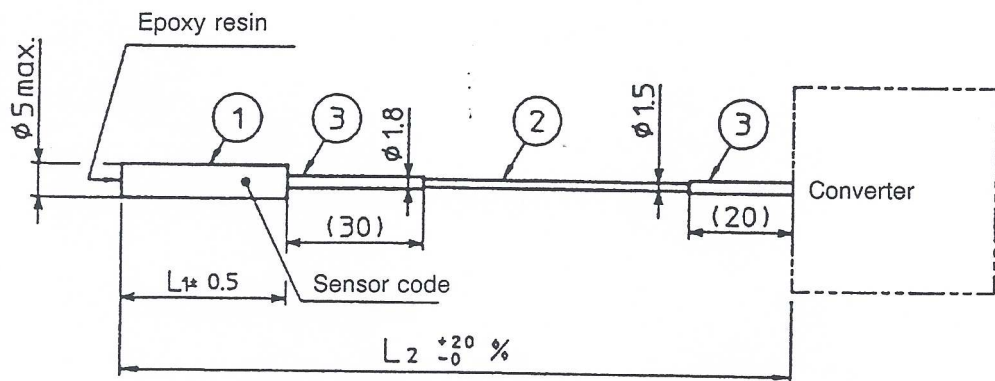
2-3 Configuration



2. Standard

2-4 Outline drawings

Sensor model	Sensor length L_1 (mm)	Cable length L_2 (mm)	No.	Name
1094-003/A	12	800	1	Sensor main body
B	15	800	2	Sensor cable
C	24	800	3	Cable protective tube
D	12	250		
E	15	250		



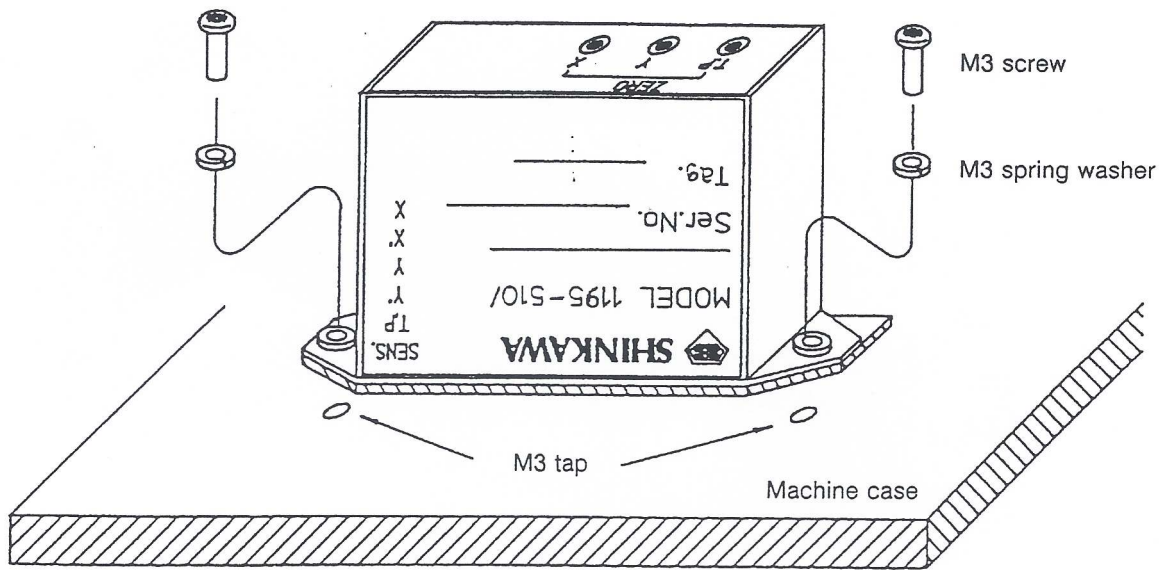
3. Operation

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.

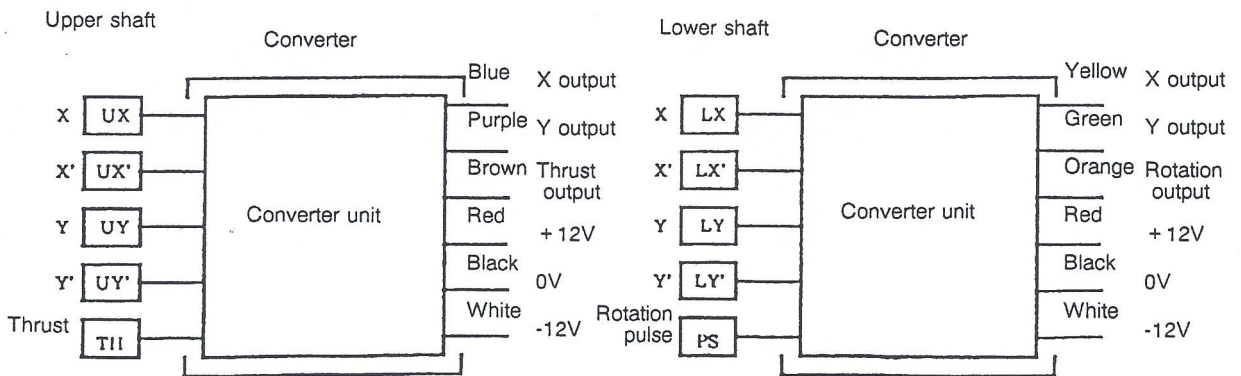


3-3 Wiring

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 $100\mu\text{V}$.
No span calibration is necessary if factory setup of target condition is not changed.

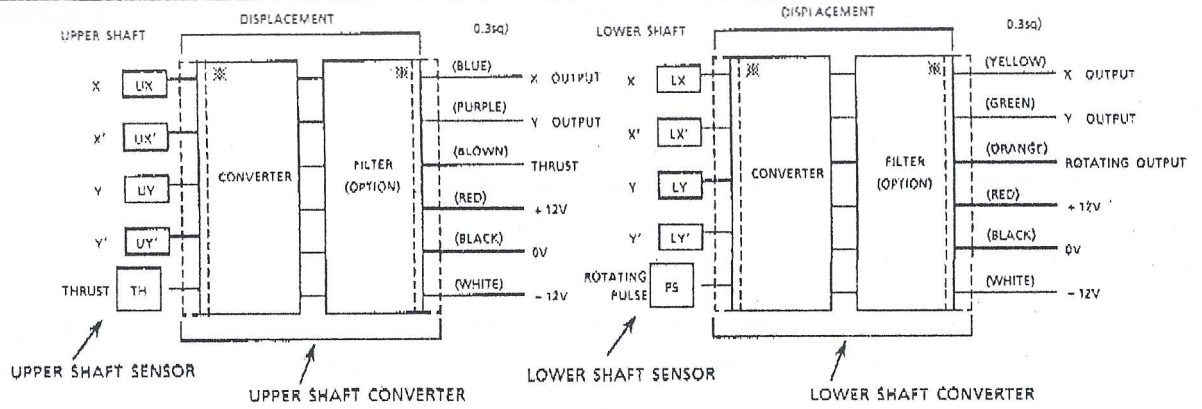
Rotation pulse sensor calibration

- 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.

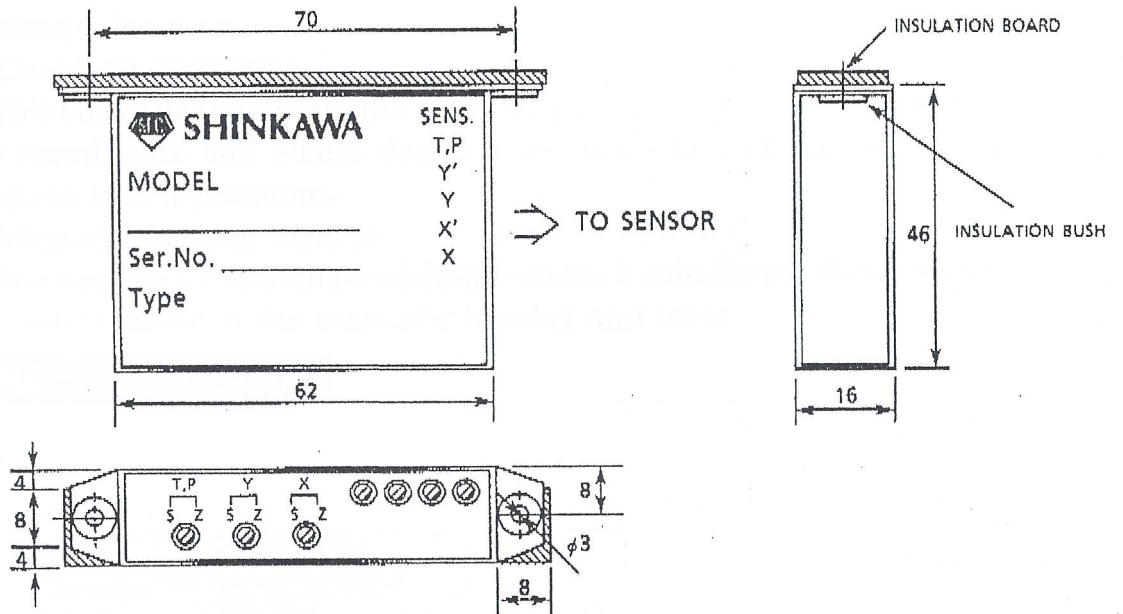
SYSTEM CONFIGURATION



※ Cables are fixed with epoxy resin.

OUTLINE DRAWING

Converter



All dimensions in millimeters

Sales company

SHINKAWA Electric Co., Ltd.

Tokyo Head Office, International Trade Department.
Address : 3rd Fl. Shin-kojimachi Bldg., 3-3 Kojimachi 4-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 102, Japan
Phone 03-3263-4411 Fax 03-3262-2171 Telex 232-4695 SHINKA J

Hiroshima Head Office
Address : 10-9, Mikawa-cho, Naka-ku, Hiroshima, 730-91 Japan
Phone 082-247-4211 Fax 082-249-6438

Chicago Office
Address : 401 N. Michigan Ave., Suite 640 Chicago, Illinois 60611 U.S.A.
Phone (312)527-3711 Fax (312)527-9133

Branch Office
Kanto, Sendai, Mito, Ichi-hara, Yokohama, Tachikawa, Chubu, Kansai, Senboku, Wakayama, Shinki, Takamatsu, Chugoku, Mihara, Higashi-Hiroshima, Okayama, Matsue, Totori, Fukuyama, Kure, Nishi-chugoku, Hata, Otake, Ube, Shimonoseki, Kyusyu, Saga, Nagasaki, Kita-kyusyu
Worldwide Service Network
Sweden, Belgium, Germany, India, China, Taiwan, R.O.C., Malaysia, Singapore, Indonesia, United States

Manufacturing company

SHINKAWA Sensor Technology, Inc.

Tokyo Head Office
Address : 3rd Fl. Shin-kojimachi Bldg., 3-3 Kojimachi 4-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 102, Japan
Phone 03-3263-4517 Fax 03-3262-2171 Telex 232-4695 SHINKA J

Hiroshima Factory
Address : 3677 Oaza-yoshikawa, Hachihonmatsu-cho, Higashi-hiroshima, Hiroshima 739-01 Japan
Phone 0824-29-1118 Fax 0824-29-0804

19513E1.0
Issued Aug.1995
Revised

Apêndice B

Construção da Placa do Mancal

B.1 Construção da Placa do Mancal

Os principais motivos que levaram à construção da placa foram:

- Aproveitar o máximo do range da Inteligência de Controle, que trabalha com um sinal de $\pm 10V$ e o sensor fornece um sinal de $\pm 4V$. Colocamos um amplificador de ganho 2 na placa para que o sinal do sensor seja $\pm 8V$. Não foi utilizado um ganho 2.5, onde o sinal do sensor seria de $\pm 10V$, para não trabalharmos no limite da faixa do painel. Uma observação: foram utilizados potenciômetros, o que permite variar esse ganho caso necessário.
- Para alimentar o sensor diretamente com as tensões fornecidas da unidade de controle, conforme dito anteriormente. Como o painel fornece tensões de $\pm 15V$ e $0V$, foram utilizados os reguladores de tensões LM7812 e LM7912 e capacitores eletrolíticos de $33\mu F$, que fornecem respectivamente na saída $\pm 12V$.

Primeiramente, foi projetado o circuito da placa do mancal, utilizado o software EAGLE, o que possibilitou transferir o desenho do software para a placa de cobre. O esquema do circuito da placa do mancal pode ser visto na figura B.1 abaixo.

Após a realização do esquema do circuito no EAGLE, a placa foi construída, de acordo com os seguintes passos:

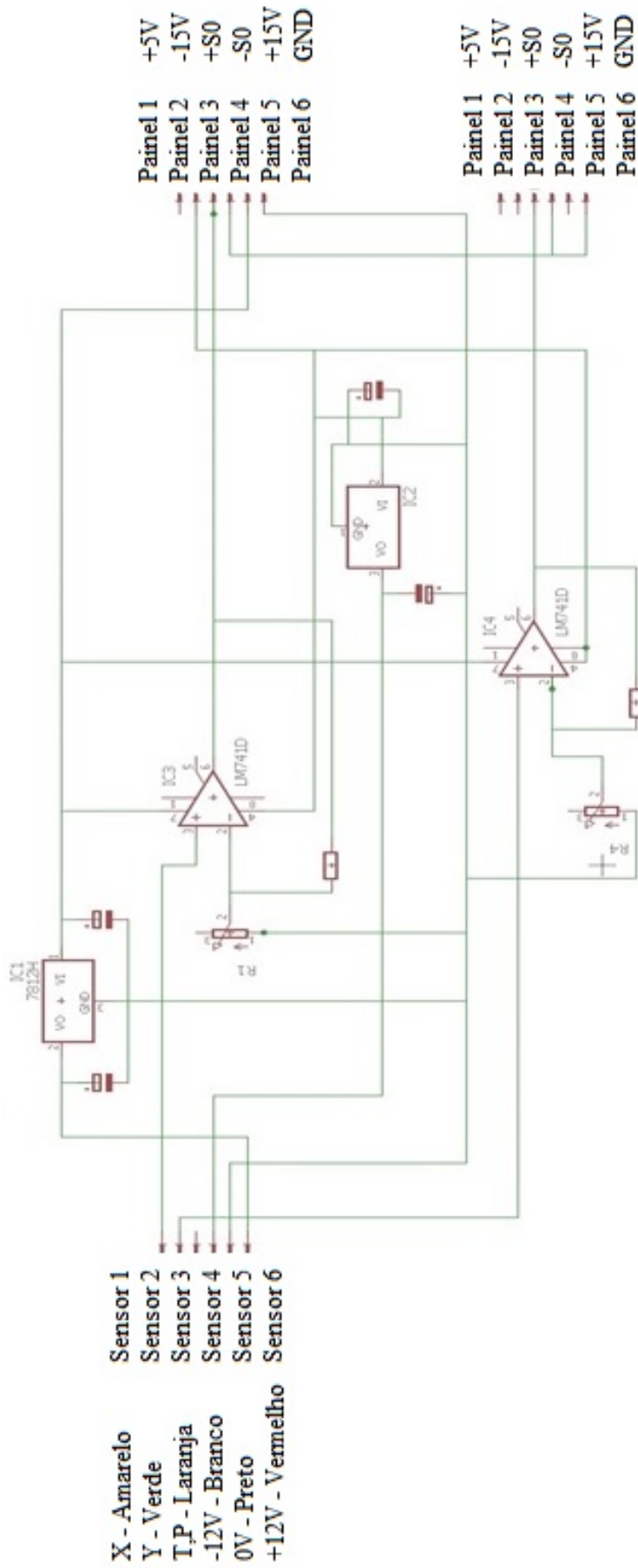


Figura B.1: Circuito da Placa do Manca.

- 1 - Reproduzir o desenho esquemático feito no programa EAGLE para a placa de cobre utilizando uma caneta de retroprojektor com ponta média de 2mm;
- 2 - Retirar o cobre da placa, deixando apenas as trilhas feita pela caneta, com uma solução de percloroeto de ferro. A placa foi mergulhada na solução, por volta de duas horas para que o cobre fosse retirado;
- 3 - Remover a cobertura da caneta de retroprojektor, com um pedaço de bombril, ficando somente a trilha de cobre feita na placa;
- 4 - Perfurar a placa, onde os componentes estavam indicados;
- 5 - Verificar se as conexões estavam corretas, usando multímetro para checar a continuidade das trilhas;
- 6 - Soldar os componentes na placa.

A placa do mancal é vista na figura B.2 a seguir.

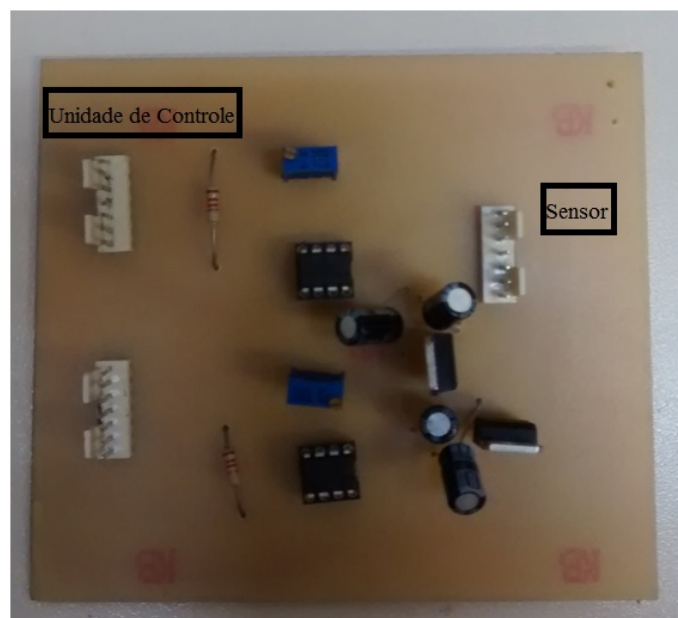


Figura B.2: Placa do Mancal.

Com a placa do mancal construída, o próximo passo foi preparar os fios para realizar a conexão entre Unidade de Controle – Placa do Mancal – Sensor. Os componentes utilizados são apresentados a seguir.

- Cabo blindado 12 vias;
- Conector Molex;
- Cabo flat 8 vias;
- Conector Latch 8 vias.

O cabo flat conecta o conector Latch à unidade de controle. O cabo blindado liga o cabo flat à placa do mancal; foi escolhido este tipo de cabo para evitar ruídos externos. O conector molex une o cabo blindado à placa do mancal e a placa do mancal ao sensor. Esse esquema da conexão pode ser visto na figura B.3 abaixo.

Foi realizado primeiramente um teste, utilizando uma fonte de alimentação externa, para aferir se os reguladores de tensão LM7812 e LM7912 estavam fornecendo as tensões $\pm 12V$ e se o amplificador estava realmente fornecendo ganho 2. Este teste é importante pois o sensor tem uma limitação de $\pm 0.1V$. O teste consiste em:

- Conectar a fonte de alimentação com tensões $\pm 15V$ e $0V$ aos pinos correspondentes na entrada da placa do mancal. Foi possível verificar as tensões nos pinos de saída: $+12.06V$ e $-11.98V$, o que valida o funcionamento da placa do mancal.
- Conectar nas entradas dos amplificadores uma tensão de $5V$. Foi possível medir na saída dos mesmos uma tensão de aproximadamente $10V$, conforme era esperado.

Realizado o teste acima com sucesso, o próximo passo foi refazer-lo utilizando as tensões fornecidas pela unidade de controle, para confirmar o funcionamento da placa do mancal.

Para esse teste foi preciso conectar as tensões $\pm 15V$ e $0V$ da unidade de controle à placa do mancal e esta ao sensor do mancal, fornecendo a ele tensões de $\pm 12V$ e $0V$. Foi possível constatar um funcionamento correto da placa de acordo com a sua proposta.

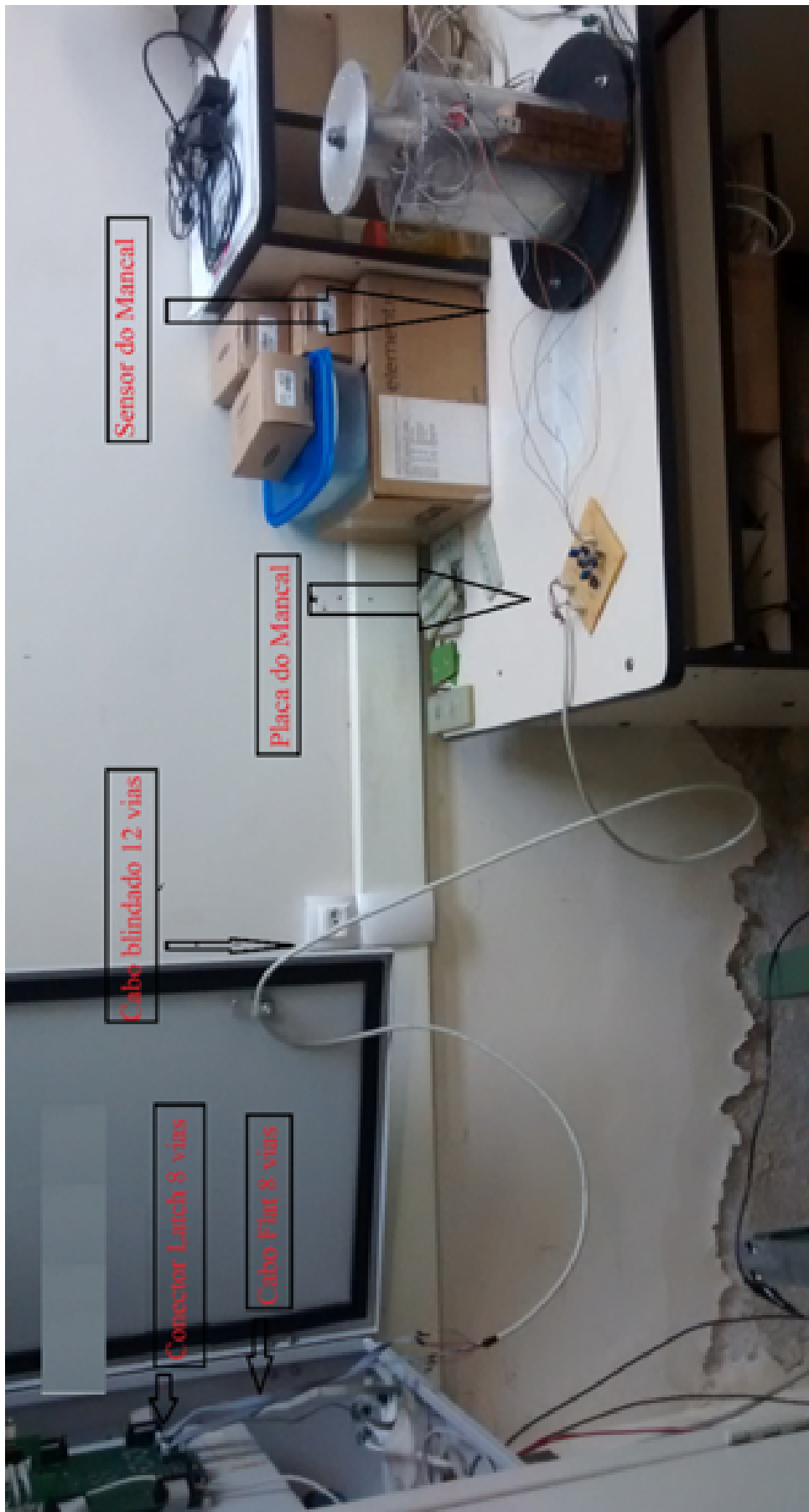


Figura B.3: Esquema da Conexão entre Unidade de controle e o sensor.