EDUARDO ALVES DA COSTA

**MANCAL MAGNÉTICO ATIVO
APLICADO A UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

São Paulo

2009

EDUARDO ALVES DA COSTA

**MANCAL MAGNÉTICO ATIVO
APLICADO A UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Doutor em Engenharia

São Paulo
2009

EDUARDO ALVES DA COSTA

**MANCAL MAGNÉTICO ATIVO
APLICADO A UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

Tese apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Doutor em Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador:
Prof. Dr. José Jaime da Cruz

São Paulo
2009

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 30 de outubro de 2009.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Costa, Eduardo Alves da
Mancal magnético ativo aplicado a um motor de indução
linear tubular / E.A. da Costa. – ed.rev. – São Paulo, 2009.
115 p.

Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de
São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e
Controle.

1. Controle (Teoria de sistemas e controle) 2. Motores
elétricos I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica.
Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle
II. t.

À minha família

AGRADECIMENTOS

Ao grande professor e orientador Dr. José Jaime da Cruz, pelo apoio, incentivo e por ajudar-me a encontrar os caminhos que levaram à conclusão deste trabalho.

Ao professor Dr. Ivan Eduardo Chabu pelo apoio técnico-científico, pelas contribuições e sugestões dadas no sentido de aprimoramento deste trabalho.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, pelo apoio financeiro concedido para a montagem experimental do projeto.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnológica de São Paulo (IFSP), que me possibilitou maior dedicação neste trabalho.

Ao pessoal do Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG) que disponibilizaram o espaço para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao demais Profs. Drs. Membros da banca.

À minha esposa Ana Rosa e aos meus filhos Vinícius e Luiza, pelo incentivo, compreensão e paciência durante as longas horas utilizadas na execução deste sonho.

Aos meus pais Benito e Maura, e minha irmã Janet que com entusiasmo me incentivaram.

A todos que, direta ou indiretamente, contribuíram com este trabalho.

RESUMO

O Motor Assíncrono Tubular para Aplicação na Extração de Óleo do Subsolo – MATÆOS foi desenvolvido na Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) com a função de acionar diretamente uma bomba de sucção, instalada no fundo de um poço de petróleo em terra. Dando continuidade aos trabalhos realizados na EPUSP envolvendo sistemas de levitação magnética, foi desenvolvido um mancal magnético ativo (AMB - *Active Magnetic Bearing*), aplicado ao protótipo do motor em substituição ao mancal mecânico tradicional existente. O projeto abrange a construção de um protótipo de mancal magnético composto das partes mecânicas, elétricas e de software necessárias ao funcionamento do sistema. O projeto do eletroímã foi realizado por meio do método dos elementos finitos (MEF), para análise da densidade de fluxo e da relação entre a força radial e a corrente elétrica nas bobinas. O controle da levitação do mancal é realizado por meio de controlador digital com placas conversoras AD/DA e algoritmo de controle implementado em *hardware* FPGA. Utilizando o modelo do sistema, os controladores são sintonizados para atender aos requisitos de estabilidade e rejeição de perturbações, que desviem o entreferro do seu valor nominal. Na configuração do AMB, ao invés do sistema tradicional com oito pólos, um conceito diferente é adotado. Neste, uma máquina primitiva *bearingless* é excitada com corrente contínua e usada como mancal magnético. Os resultados experimentais obtidos com o protótipo em funcionamento mostram que o sistema em malha fechada é estável e apresenta uma resposta transitória satisfatória.

ABSTRACT

A tubular linear induction motor applied to onshore oil exploitation, named MATÆOS (which is in the Portuguese acronym for Tubular Asynchronous Motor for Onshore Oil Exploitation) was built at Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP). Its purpose is to directly drive the sucker-rod pump installed in the down hole of the oil well. In continuing the research accomplished at EPUSP concerning magnetic levitation systems, an Active Magnetic Bearing (AMB) was developed and applied to the prototype of the motor in substitution to the existing traditional bearing. The design includes the construction of the magnetic bearing prototype composed of mechanical, electric and software components required to the operation of the system. The electromagnet design was accomplished using the Finite Element Method (FEM) in the analysis of both the flux density and the relationship between the radial force and the suspension winding current. The magnetic bearing levitation control is executed by a digital controller using an AD/DA converter and a control algorithm implemented in FPGA hardware. Using the system model, the controllers are tuned to provide both stability and rejection of disturbances that tend to move the air gap from its nominal value. Instead of the usual eight-pole AMB, a different concept is adopted where a DC-excited primitive bearingless machine is used as a magnetic bearing. The experimental results obtained with the prototype in operation show that the closed-loop system is stable and exhibits a satisfactory transient response.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	I
LISTA DE TABELAS	III
LISTA DE ABREVIATURAS	IV
LISTA DE SÍMBOLOS.....	V
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVOS	4
1.2 JUSTIFICATIVA E IMPORTÂNCIA.....	4
1.3 METODOLOGIA E MATERIAIS.....	6
1.3.1 <i>Construção do mancal eletromagnético.....</i>	<i>6</i>
1.3.2 <i>Instalação dos sensores de posição.....</i>	<i>6</i>
1.3.3 <i>Circuito de potência e alimentação.....</i>	<i>7</i>
1.3.4 <i>Desenvolvimento do modelo matemático</i>	<i>7</i>
1.3.5 <i>Projeto e implementação dos controladores</i>	<i>8</i>
1.3.6 <i>Comparação dos resultados</i>	<i>8</i>
1.4 DESCRIÇÃO DO SISTEMA	9
1.5 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	12
1.6 ESTRUTURA DO TEXTO	12
1.7 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	14
2 SENSORES E CIRCUITO DE POTÊNCIA	18
2.1 ESCOLHA DOS SENSORES DE POSIÇÃO	18
2.2 DESCRIÇÃO GERAL E CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO SENSOR DE POSIÇÃO	20
2.3 CALIBRAÇÃO DOS SENSORES DE POSIÇÃO	21
2.4 ASPECTOS GERAIS E CARACTERÍSTICAS DO CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	24
2.5 SENSORES DE CORRENTE ELÉTRICA.....	26
3 MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA.....	27
4 ATUADOR ELETROMAGNÉTICO.....	29
4.1 PRINCÍPIOS DA GERAÇÃO DA FORÇA RADIAL	29
4.2 RELAÇÃO ENTRE FORÇA RADIAL E CORRENTE.....	31
4.3 CONFIGURAÇÃO DOS ENROLAMENTOS	39
4.4 RELAÇÃO ENTRE SISTEMA TRIFÁSICO E BIFÁSICO.....	40
4.5 PROJETO DO ELETROÍMÃ	41
4.6 DERIVADA DA INDUTÂNCIA MÚTUA E SATURAÇÃO MAGNÉTICA	46
4.7 FORÇA RADIAL PRODUZIDA PELO MANCAL MAGNÉTICO.....	54
5 SISTEMA DE CONTROLE.....	58
5.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	58
5.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA	59
5.3 CONTROLADOR DE CORRENTE ELÉTRICA	61
5.4 FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA	64
5.5 ANÁLISE DO SISTEMA EM REGIME ESTACIONÁRIO	65
5.6 CONTROLADOR DE POSIÇÃO.....	67
5.7 PROJETO DO CONTROLADOR DE POSIÇÃO	68

5.8	SIMULAÇÕES	71
5.9	IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLADORES	76
6	RESULTADOS E ANÁLISE	78
6.1	RESPOSTAS DO AMB COM O MOTOR LINEAR DESLIGADO	78
6.2	RESPOSTAS DO AMB COM O MOTOR LINEAR EM FUNCIONAMENTO	85
7	CONCLUSÕES	88
	APÊNDICE A – CÁLCULO DA MASSA DO SECUNDÁRIO DO MOTOR... 93	
	APÊNDICE B – DIAGRAMA DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	96
	APÊNDICE C – DESENHOS MECÂNICOS DO ELETROÍMÃ	97
	APÊNDICE D – VALORES DAS INDUTÂNCIAS DO AMB	99
	APÊNDICE E – RESPOSTA EM FREQUENCIA DO SISTEMA.....	104
	APÊNDICE F – PROGRAMA DE CONTROLE	105
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	110

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Foto do MATÆOS.	1
Figura 1.2: Comparativo para extração de petróleo: (a) sistema tradicional (cavalo mecânico); (b) sistema com MATÆOS.	2
Figura 1.3: Corte transversal do mancal magnético acoplado ao motor.	9
Figura 1.4: Fotografia do AMB fixado ao MATÆOS.	10
Figura 2.1: Curvas características do sensor de posição.	23
Figura 2.2: Detalhe da instalação do sensor de posição.	23
Figura 2.3: Alimentação das bobinas do AMB.	25
Figura 3.1: Esquema de forças no secundário do motor.	27
Figura 4.1: Força no eixo x para o mancal magnético tradicional com $I_1 > I_3$	30
Figura 4.2: Força no eixo x para o mancal <i>bearingless</i> CC excitado.	30
Figura 4.3: Deslocamento do centro do rotor em relação ao centro do estator.	33
Figura 4.4: Força no eixo x para o mancal <i>bearingless</i> CC excitado.	35
Figura 4.5: Arranjos dos enrolamentos de 3 fases do AMB.	40
Figura 4.6: Resultado da aplicação do MEF ao AMB com $I_4 = 5A$ e centralizado. ..	43
Figura 4.7: Resultado da aplicação do MEF ao AMB com $I_4 = 5A$ e $i_{2b} = -2A$ e centralizado.	43
Figura 4.8: Resultado da aplicação do MEF ao AMB na partida, com $I_4=5A$ e $i_{2b} = -3,8A$ e deslocado 0,6mm da posição central.	44
Figura 4.9: Resultado da aplicação do MEF ao AMB fora do centro, deslocado 0,3mm, com $I_4 = 5A$ e $i_{2b} = -4,95A$	45
Figura 4.10: Força radial versus corrente no enrolamento 2-pólos.	47
Figura 4.11: Diagrama para medida das indutâncias no sistema 3 fases.	49
Figura 4.12: Variação da indutância versus deslocamento do secundário no eixo x . 51	
Figura 4.13: Variação da indutância versus deslocamento do secundário no eixo y . 54	
Figura 4.14: Corrente de suspensão versus posição radial x para $I_4 = 3A, 4A$ e $5A$. 57	
Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.	60
Figura 5.2: Diagrama de blocos do movimento no eixo y	61
Figura 5.3: Diagrama de blocos do movimento no eixo x	61

Figura 5.4: Resposta de i_{2a} ao degrau de 3A na referência alimentado com 30V.....	63
Figura 5.5: Diagrama de blocos em malha fechada do movimento no eixo y	65
Figura 5.6: Resposta em frequência da malha aberta com variação dos parâmetros.	69
Figura 5.7: Resposta em frequência da malha aberta com sistema de corrente e variação dos parâmetros.	70
Figura 5.8: Resposta em frequência da malha fechada com sistema de corrente e variação dos parâmetros.	71
Figura 5.9: Resposta transitória ao degrau de 0,1mm aplicado na referência.....	72
Figura 5.10: Resposta à perturbação aplicada no secundário do motor.....	73
Figura 5.11: Resposta ao degrau de 0,1mm na referência com sistema de corrente..	74
Figura 5.12: Resposta à perturbação no secundário com sistema de corrente.....	74
Figura 5.13: Diagrama de blocos para simulação do controle no eixo y	75
Figura 5.14: Respostas transitórias de posição e corrente devidas à perturbação d_y	76
Figura 6.1: Resposta em regime estacionário com o motor desligado.....	79
Figura 6.2: Resposta ao degrau de 0,1mm na referência x com o motor desligado...	80
Figura 6.3: Resposta à perturbação no secundário do motor com o motor desligado.	81
Figura 6.4: Resposta ao deslocamento axial manual do secundário do motor.	82
Figura 6.5: Resposta do AMB com o motor em funcionamento.	86
Figura A.1: Seção longitudinal do motor tubular com diâmetros e materiais empregados.....	93
Figura B.1: Diagrama elétrico do circuito de potência.	96
Figura C.1: Dimensões da parte ativa do AMB.	97
Figura C.2: Detalhes da parte ativa do AMB.....	98
Figura E.1 Resposta em frequência da planta mecânica + eletroímã + fator motor.	104
Figura E.2: Resposta em frequência do controlador.	104
Figura F.1: Aquisição dos sinais de posição.	105
Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.	106
Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.	107
Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.	108
Figura F.3: Controlador de corrente elétrica.	109

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Resumo das características do MATÆOS e do AMB.	11
Tabela 2.1: Dados técnicos do sensor de posição.	21
Tabela 2.2.: Correspondências entre entreferros em Volts e em milímetros.	22
Tabela 2.3: Dados técnicos do amplificador de potência SA305.....	24
Tabela 2.4: Dados técnicos do sensor de corrente elétrica.....	26
Tabela 4.1: Especificações de projeto do AMB.....	42
Tabela 4.2: Parâmetros do AMB.....	46
Tabela 4.3: Variação das indutâncias bifásicas em relação ao eixo x	51
Tabela 4.4: Variação das indutâncias bifásicas em relação ao eixo y	53
Tabela 4.5: Fator força radial por corrente nos enrolamentos.	56
Tabela 5.1: Resposta do controlador de corrente ao degrau na referência em função de tensão de alimentação do amplificador de potência.	63
Tabela A.1: Dados geométricos do motor tubular.	94

LISTA DE ABREVIATURAS

AMB	“Active Magnetic Bearing”
DSP	“Digital Signal Processor”
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
FPGA	“Field Programmable Gate Array”
FMM	Força magneto-motriz
LAC	Laboratório de Automação e Controle
LMAG	Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado
MAGLEV	“Magnetic Levitation”
MATÆOS	Motor Assíncrono Tubular para Aplicação na Extração de Óleo do Subsolo
MEF	Método dos Elementos Finitos
PWM	“Pulse Width Modulation”
SISO	“Single Input Single Output”
USP	Universidade de São Paulo

LISTA DE SÍMBOLOS

$2a, 2b$	enrolamentos de suspensão.
$4a, 4b$	enrolamentos de torque.
$2u, 2v, 2w$	enrolamentos 2-pólos com 3 fases.
$4u, 4v, 4w$	enrolamentos 4-pólos com 3 fases.
A_{2a}, A_{2b}	distribuição espacial da FMM dos enrolamentos 2-pólos.
A_{4a}, A_{4b}	distribuição espacial da FMM dos enrolamentos 4-pólos.
D_4	diâmetro externo do secundário do motor linear.
D_8	diâmetro externo do motor.
d_{x1}	distúrbio na direção do eixo x_1 devido o movimento axial.
d_{x2}	distúrbio na direção do eixo x_2 devido o movimento axial.
d_{y1}	distúrbio na direção do eixo y_1 devido o movimento axial.
d_{y2}	distúrbio na direção do eixo y_2 devido o movimento axial.
F	força radial resultante.
F_{mx1}	distúrbio devido à excentricidade do motor na direção eixo x_1 .
F_{mx2}	distúrbio devido à excentricidade do motor na direção eixo x_2 .
F_{my1}	distúrbio devido à excentricidade do motor na direção eixo y_1 .
F_{my2}	distúrbio devido à excentricidade do motor na direção eixo x_2 .
F_x	força radial de suspensão na direção do eixo x .
F_{x1}	força radial produzida pelo AMB 1 ao longo do eixo x_1 .
F_{x2}	força radial produzida pelo AMB 1 ao longo do eixo x_2 .
F_y	força radial de suspensão na direção do eixo y .
F_{y1}	força radial produzida pelo AMB 2 ao longo do eixo y_1 .
F_{y2}	força radial produzida pelo AMB 2 ao longo do eixo y_2 .

g	valor do entreferro do AMB.
g_0	valor do entreferro nominal do AMB.
g_a	aceleração da gravidade.
$G_c(s)$	função de transferência do controlador de posição.
$G_i(s)$	função de transferência do sistema de corrente elétrica.
$G_p(s)$	função de transferência da planta mecânica.
$G_{pe}(s)$	função de transferência da planta mecânica + eletroímã.
$G_{pem}(s)$	planta mecânica + eletroímã + fator motor.
H_A, L_A	sinais para chaveamento do amplificador de potência fase A.
H_B, L_B	sinais para chaveamento do amplificador de potência fase B.
H_C, L_C	sinais para chaveamento do amplificador de potência fase C.
I	vetor de corrente elétrica.
I_4	corrente contínua que excita enrolamento $4b$.
i_{2a}, i_{2b}	corrente instantânea nos enrolamentos $2a$ e $2b$.
i_{4a}, i_{4b}	corrente instantânea nos enrolamentos $4a$ e $4b$.
i_{2u}, i_{2v}, i_{2w}	corrente instantânea nos enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$.
i_{4u}, i_{4v}, i_{4w}	corrente instantânea nos enrolamentos $4u$, $4v$ e $4w$.
I_{OUT_A}	corrente de saída do circuito de potência da fase A.
I_{OUT_B}	corrente de saída do circuito de potência da fase B.
I_{OUT_C}	corrente de saída do circuito de potência da fase C.
k_i	fator força radial pela corrente do enrolamento de suspensão.
k_m	fator motor.
k_s	fator força radial pelo deslocamento radial no eixo x e y .
l	comprimento axial do AMB.
L	matriz de indutância.

L_2	auto-indutância dos enrolamentos 2-pólos.
L_4	auto-indutância dos enrolamentos 4-pólos.
L_{2a}, L_{2b}	auto-indutâncias dos enrolamentos $2a$ e $2b$
L_{4a}, L_{4b}	auto-indutâncias dos enrolamentos $4a$ e $4b$
L_s	comprimento total do secundário do motor linear.
L_t	comprimento da parte ativa de um módulo do motor.
m	metade da massa total do secundário do motor linear.
M'	derivada da indutância mútua em relação ao deslocamento.
N_2	número de espiras dos enrolamentos 2-pólos.
N_4	número de espiras dos enrolamentos 4-pólos.
P_0	permeância magnética.
R	raio do secundário do motor.
V_{2a}, V_{2b}	potencial magnético do secundário relativo a bobina 2-pólos.
V_{MON_A}	tensão de saída do sensor de corrente da fase A .
V_{MON_B}	tensão de saída do sensor de corrente da fase B .
V_{MON_C}	tensão de saída do sensor de corrente da fase C .
V_s	tensão de alimentação do circuito de potência.
x_1, y_1, z_1	sistema de coordenadas fixo no AMB 1.
x_2, y_2, z_2	sistema de coordenadas fixo no AMB 2.
x_{mm}	entreferro medido em milímetros.
x_v	entreferro medido em Volts.
W_m	energia magnética armazenada nos enrolamentos.
ϕ_s	posição angular no sentido anti-horário do eixo x .
$\lambda_{2a}, \lambda_{2b}$	fluxo concatenado, respectivamente, dos enrolamentos $2a$ e $2b$.
$\lambda_{4a}, \lambda_{4b}$	fluxo concatenado, respectivamente, dos enrolamentos $4a$ e $4b$.

$\lambda_{2u}, \lambda_{2v}, \lambda_{2w}$	fluxo concatenado dos enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$.
$\lambda_{4u}, \lambda_{4v}, \lambda_{4w}$	fluxo concatenado dos enrolamentos $4u$, $4v$ e $4w$.
μ_0	permeabilidade do ar.
Ψ_{4a}	fluxo 4-pólos.
Ψ_{2a}	fluxo 2-pólos.

Capítulo 1

1 INTRODUÇÃO

O Motor Assíncrono Tubular para Aplicação na Extração de Óleo do Subsolo – MATÆOS – (Fig.1.1) construído pelo Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP) é um protótipo que pode ser utilizado para o bombeamento de petróleo de poços situados em terra. Este tipo de aplicação, além de novo, mostrou-se, sob alguns aspectos, mais eficaz e vantajoso do que o cavalo mecânico tradicional, mecanismo com hastes usado para acionar a bomba de extração de óleo (ALVARENGA, 2004; ROSSINI et al., 2006; ROSSINI et al., 2008).

Figura 1.1: Foto do MATÆOS.

No sistema cavalo mecânico, figura 2a, são frequentes os problemas nas partes que são flexionadas e a ruptura das hastes, levando a longas paradas para manutenção. Existe também limitação de uso do equipamento dependendo da profundidade do poço de petróleo.

No sistema com o motor de indução linear tubular, figura 2b, o motor é instalado no fundo do poço acoplado à bomba de sucção, o que elimina o sistema cavalo mecânico e as hastes. Resulta com isso um sistema mais simples, que requer menos manutenção e, conseqüentemente, apresenta custos menores de produção. Outra característica importante deste motor tubular é a sua construção modular, pois permite sua adaptação em poços de diferentes profundidades, apenas associando o número adequado de módulos.

Figura 1.2: Comparativo para extração de petróleo: (a) sistema tradicional (cavalo mecânico); (b) sistema com MATÆOS.

(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Em razão do crescente desenvolvimento tecnológico ocorrido nos últimos anos, o mancal magnético ativo (AMB - *Active Magnetic Bearing*) tem sido aplicado em várias máquinas, tais como bombas de vácuo, centrífuga, bombas de sangue, volantes para o armazenamento de energia (*flywheels*) e processos de semicondutor (KASARDA, 2000; SCHWEITZER et al., 2003; CHIBA et al., 2005; SCHWEITZER; MASLEN, 2009). Deste modo, o AMB apresenta-se como uma alternativa interessante para suportar o eixo do motor tubular, neste caso o secundário do motor, em função das numerosas vantagens sobre o mancal

convencional, tais como: ausência de contato entre mancal e secundário do motor, menor perda de potência no movimento axial, dispensa de lubrificação, controle ativo das vibrações do secundário, maior durabilidade e menor custo de manutenção.

Os mancais eletromagnéticos são sistemas eletromecânicos compostos de partes mecânicas e elementos eletrônicos como sensores, amplificadores de potência e controlador.

Ao invés da construção mais comum de AMB (SCHWEITZER; MASLEN, 2009) com oito pólos magnéticos, neste projeto uma concepção diferente (CHIBA et al., 2005) é adotada. Uma máquina primitiva *bearingless* (mancal-motor) excitada com corrente contínua tem a função de mancal. Neste tipo de mancal eletromagnético uma corrente contínua é usada para a excitação de um conjunto de bobinas, chamado de enrolamento motor ou torque, gerando uma distribuição de fluxo de 4-pólos estática que atua como fluxo permanente (*bias*). Outro conjunto de bobinas, chamado de enrolamento de suspensão, é alimentado através de um circuito com correntes trifásicas. O número menor de fios de conexão externa ao motor e de dispositivos de potência são algumas das vantagens que levaram à escolha desta solução (COSTA et al., 2008).

A suspensão eletromagnética age por meio de forças de atração que são produzidas por eletroímãs alimentados por corrente contínua. Neste tipo de sistema é inerente a instabilidade em malha aberta, consequência do teorema de Earnshaw (EARNSHAW, 1842). “Não é possível realizar levitação estável usando nenhuma das combinações de campos magnéticos fixos”. Há, entretanto, alguns modos para conseguir a levitação “driblando” o teorema. O controle em malha fechada e a supercondutividade são maneiras de se conseguir esta estabilidade.

Têm-se problemas adicionais, neste trabalho, pela não homogeneidade do secundário do motor tubular linear (tipo gaiola em anel com dentes de aço carbono e ranhuras em cobre) e pelo movimento axial.

1.1 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é permitir que o motor de indução linear tubular opere de maneira estável utilizando-se mancais eletromagnéticos ativos, com as vantagens que estes oferecem. Além disso, ampliar os conhecimentos ligados a controladores aplicados a sistemas inerentemente instáveis e não lineares é outra meta da proposta.

Como pontos específicos desta pesquisa têm-se:

- concepção, projeto e construção de protótipo de mancal eletromagnético completo, ou seja, os componentes mecânicos, elétricos e o software necessário ao funcionamento do sistema;
- obtenção de um sistema estável e que responda, dentro de especificações dadas, às perturbações que desviem o entreferro de seu valor nominal;
- comparação e análise dos resultados obtidos experimentalmente com aqueles produzidos por modelo de simulação.

1.2 Justificativa e importância

Os sistemas de levitação magnética são utilizados em diversas aplicações, tais como mancais de motores e veículos de transporte de alta velocidade - na sua suspensão, guiagem e propulsão.

O estudo e desenvolvimento de novas técnicas de controle, aplicadas a estes sistemas, justifica-se por ser uma área promissora e com grande potencial de desenvolvimento.

O sistema com mancal magnético ativo possui algumas vantagens quando comparado ao sistema mecânico convencional:

- ausência de contato entre mancal e eixo do motor (secundário);
- menor perda de potência no movimento axial;
- não necessidade de lubrificação;

- controle ativo das vibrações do eixo;
- eliminação do desgaste do mancal;
- redução dos custos de manutenção.

Deste modo, o AMB apresenta-se como uma alternativa interessante para suportar o eixo do motor tubular, neste caso o secundário do motor. Com relação à aplicação na extração de petróleo, o fluido é abrasivo e pode desgastar o mancal tradicional.

Todo o potencial industrial de aplicação do AMB ainda não está completamente explorado, sendo uma das razões principais disso o alto custo. Reduzindo-se a quantidade de hardware necessária pode-se efetivamente diminuir o custo desde que sensores e amplificadores de potência contribuam com a maior parte do custo. Amplificadores de potência estão relacionados com a quantidade de pólos magnéticos do AMB. Ao invés da construção mais comum de AMB com oito pólos magnéticos, neste projeto uma concepção diferente é adotada, onde uma máquina primitiva *bearingless* (mancal-motor) excitada com corrente CC tem a função de mancal. Este mancal é de 3 fases, com menor número de fios de conexão externa ao motor e com menor número de dispositivos de potência.

Nos dias atuais, sistemas com mancais magnéticos tornaram-se uma alternativa realista, pois foram desenvolvidos conversores A/D bastante rápidos, dispositivos de processamento de sinal digital (FPGA – *Field Programmable Gate Array*) e amplificadores chaveados.

O desenvolvimento deste trabalho é uma continuação das pesquisas desenvolvidas no Laboratório de Automação e Controle (LAC) relativas à levitação magnética (BITTAR, A.; SALES, R. M, 1998; CAMPO, 2001; COSTA, 2004), mas agora utilizando-se um motor de indução linear tubular (COSTA et al., 2008). O presente trabalho também se insere nas pesquisas relativas ao motor de indução linear tubular realizadas no Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG).

1.3 Metodologia e materiais

O projeto da pesquisa desenvolvido teve como ponto de partida o protótipo do motor de indução linear tubular (MATÆOS) existente no LMAG. Neste motor foram feitas implementações para se explorar a viabilidade de substituição do mancal mecânico e possibilitar a comparação de técnicas de controle.

Como plano de trabalho, o projeto foi dividido, por segurança, em duas etapas. Na primeira fase foi instalado o primeiro mancal eletromagnético e implementado o seu controle, mantendo-se o mancal mecânico. A instalação e implementação do segundo AMB está proposta em trabalhos futuros, onde será possível realizar um estudo de melhorias no sistema.

O desenvolvimento do projeto foi realizado por meio das etapas descritas a seguir.

1.3.1 Construção do mancal eletromagnético

O projeto do mancal foi realizado com a ajuda do método dos elementos finitos para a análise da densidade de fluxo e a determinação da relação entre a força radial e a corrente elétrica nas bobinas. No projeto, considerou-se que, em operação, na presença de uma perturbação que desloca o secundário do motor da posição de equilíbrio no eixo y , o mancal trabalha na região linear e gera uma força capaz de fazer retornar o secundário à sua posição de equilíbrio, compensando o peso do secundário do motor e a força radial de atração do motor.

1.3.2 Instalação dos sensores de posição

Em cada um dos mancais foram instalados quatro sensores de posição para, sem contato mecânico, medir a posição radial do secundário do motor linear tubular segundo dois eixos ortogonais. Os sensores de posição empregados no protótipo serão do tipo eletromagnético indutivo de forma tubular, que fornecem um sinal de

saída analógico em tensão proporcional à distância medida. Os sensores trabalham de modo diferencial.

Nos sensores de posição eletromagnéticos a impedância varia com a espessura de entreferro. Existem dois tipos de sensores eletromagnéticos: o indutivo e de corrente parasita (*eddy current*). Visto que neste projeto o secundário do motor apresenta-se envolvido por uma capa magnética metálica, o sensor indutivo foi escolhido como sensor de posição.

Depois de instalados, os sensores de posição foram calibrados, pois o sinal fornecido pelo sensor é uma tensão elétrica (em Volts). Porém, o sinal de referência do sistema de controle é o valor desejado da espessura do entreferro (em milímetros). Desta maneira, foi determinada experimentalmente uma função linear que descreve a conversão da leitura do sinal do sensor de Volts para milímetros.

Espaçadores de espessuras variadas foram colocados entre o sensor e o eixo do secundário do motor tubular e, com um multímetro, foram medidas as tensões correspondentes dos sensores.

1.3.3 Circuito de potência e alimentação

O amplificador de potência é do tipo chaveado e utiliza-se da técnica de modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*). O esquema de PWM foi realizado no controlador digital.

1.3.4 Desenvolvimento do modelo matemático

O sistema modelado considera apenas um mancal eletromagnético, onde as características dinâmicas, ou equações fundamentais, são descritas para dois eixos ortogonais. No equacionamento considera-se que o secundário do motor se comporta como um corpo rígido.

Simulações do comportamento do sistema foram realizadas em ambientes MATLAB/Simulink.

1.3.5 Projeto e implementação dos controladores

Todo o projeto dos controladores e simulação do sistema foram realizados com a utilização dos programas computacionais MATLAB/Simulink e LabVIEW.

O controlador foi projetado utilizando-se da resposta no domínio da frequência e das margens de fase e de ganho do sistema em malha fechada.

Em razão das vantagens oferecidas pela realização digital quando comparada à analógica, tais como flexibilidade, facilidade de introdução de técnicas complexas de controle e cálculos não-lineares, neste projeto o controle do sistema foi realizado digitalmente, utilizando-se hardware baseado em FPGA para processamento dos sinais.

Considerando as taxas de amostragem usualmente utilizadas em sistemas de mancais magnéticos (CHIBA, 2005 e SCHWEITZER, 2003), neste projeto trabalha-se com uma taxa de 12,5 kHz para o controle de posição e com uma taxa de 100 kHz para o controle de corrente elétrica.

1.3.6 Comparação dos resultados

Por último será realizada uma análise dos resultados obtidos com o controlador implementado, considerando as respostas às perturbações presentes no funcionamento do AMB acoplado ao motor. A modelagem computacional deverá proporcionar a comparação entre os resultados obtidos experimentalmente com aqueles simulados.

1.4 Descrição do sistema

O sistema idealizado consiste em um protótipo do motor de indução linear tubular (MATÆOS) com mancais magnéticos ativos. A figura 1.3 mostra um corte transversal do mancal acoplado ao motor.

O secundário do motor levita por meio de forças de atração desenvolvidas por dois mancais eletromagnéticos radiais, sendo cada um deles fixado nas extremidades do motor. São instalados também mancais de retenção para prevenir que o secundário do motor toque o primário no caso de falha do AMB durante a operação, na ocorrência de excesso de carga dinâmica e para facilitar a partida do mancal magnético. Neste projeto foi instalado um mancal magnético o outro mancal é do tipo mecânico.

Figura 1.3: Corte transversal do mancal magnético acoplado ao motor.

Este mancal é uma máquina trifásica primitiva *bearingless* (mancal-motor) excitada com corrente contínua com dois conjuntos de bobinas independentes, sendo

um conjunto alimentado por corrente contínua e o outro conjunto, por uma corrente contínua em 3 fases¹.

Os principais componentes que compõem o AMB e o motor linear tubular fixado estão apresentados na figura 1.4.

Figura 1.4: Fotografia do AMB fixado ao MATÆOS.

Na tabela 1.1 estão listados os principais valores dos parâmetros do MATÆOS e do AMB.

Em cada um dos mancais estão instalados quatro sensores de posição para, sem contato mecânico, medir a posição radial do secundário do motor linear tubular segundo dois eixos ortogonais. Estes sensores são do tipo eletromagnético indutivo.

¹ O termo trifásico é utilizado nesta tese como sendo três correntes contínuas que saem do amplificador de potência e alimentam o mancal eletromagnético.

Complementando o sistema, tem-se o circuito de potência, que foi projetado para atuar como interface entre a saída do controlador digital e os enrolamentos do AMB. O circuito de potência aplica uma tensão elétrica nos terminais das bobinas para produzir corrente nos enrolamentos e, indiretamente, força eletromagnética de atração. Um conjunto de bobinas será alimentado por uma fonte de corrente contínua e constante; já o outro conjunto de bobinas será alimentado por um amplificador de potência. O amplificador é chaveado utilizando-se da técnica de modulação por largura de pulso. O esquema de PWM é realizado no controlador digital.

Tabela 1.1: Resumo das características do MATÆOS e do AMB.

Descrição	Valor
MATÆOS	
Diâmetro externo do motor (D_8)	124 mm
Comprimento da parte ativa de um módulo (L_t)	750 mm
Comprimento do entreferro	1,75 mm
Número de pólos	10
Velocidade síncrona do campo no entreferro	1,5 m/s
Diâmetro externo do secundário (D_4)*	60,1 mm
Comprimento total do secundário (L_s)	2400 mm
Número de fases	03
Frequência de operação do motor	10 Hz
Massa o total do secundário	45,6 kg
AMB	
Diâmetro interno e externo	62.5 / 170 mm
Comprimento do entreferro	1,2 mm
Comprimento axial da parte ativa	140 mm
Número de fases	3

* valor medido com paquímetro

O controle digital é realizado utilizando-se *hardware* baseado em FPGA para processamento dos sinais. Neste estão desenvolvidas as malhas de controle de corrente elétrica aplicada no AMB e de posição radial. O sistema de controle de posição é em cascata com a malha interna de corrente. Na malha de posição têm-se as seguintes etapas: leitura dos sensores de posição, algoritmo de controle aplicado ao erro de posição para definição da força necessária, cálculo da corrente bifásica e cálculo, através da transformação bifásica / trifásica, da corrente trifásica de

referência para a malha de corrente. Na malha de corrente, através dos valores das correntes elétricas atuais, ao erro de corrente é aplicado um algoritmo de controle que determina, via esquema PWM, os sinais que serão aplicados no amplificador de potência e, indiretamente, a corrente no AMB para que o secundário do motor levite.

1.5 Contribuições do trabalho

Este trabalho propõe, implementa e analisa a aplicação de máquina *bearingless*, excitada com corrente contínua, utilizada como um mancal magnético ativo para um motor de indução linear tubular. Com esse propósito, o *software*, os componentes mecânicos e elétricos foram desenvolvidos para o AMB. A área de mancais magnéticos é promissora e tem grande potencial de desenvolvimento, como demonstram as diversas publicações e congressos específicos sobre este assunto. A grande maioria das pesquisas e aplicações abordam mancais magnéticos aplicados em máquinas rotativas. O trabalho desenvolvido com o AMB aplicado a um motor linear tubular contribui para o desenvolvimento de um novo campo de aplicação de mancais magnéticos.

O controle do sistema foi realizado digitalmente, utilizando-se *hardware* baseado em FPGA para processamento dos sinais ao invés do DSP (*Digital Signal Processor*) e a programação com linguagem gráfica. Existem poucas publicações de controle digital para AMB implementado com FPGA (JASTRZEBSKI et al., 2006), sendo a grande maioria realizados com DSP.

1.6 Estrutura do texto

Este trabalho envolve a implementação de mancal magnético ativo para o motor de indução linear tubular.

Neste **capítulo 1** são apresentados os objetivos, as justificativas, a descrição do sistema e a metodologia empregada neste projeto.

Os sensores de posição e amplificador de potência utilizados, respectivamente, na medição das variáveis de saída e alimentação do AMB são apresentados no

capítulo 2. Neste estão descritos o processo de escolha, as características técnicas e a metodologia de calibração dos sensores de posição. As características técnicas e o circuito de alimentação do circuito de potência, também fazem parte deste capítulo.

No **capítulo 3** está descrito o modelo matemático do sistema. O modelo considera que o secundário do motor se comporta como um corpo rígido e quatro sistemas desacoplados SISO de mesma natureza, um para cada eixo.

No **capítulo 4** tem-se o projeto do eletroímã através do método dos elementos finitos. É desenvolvida uma expressão para a relação entre a força radial da atração exercida e a corrente elétrica do atuador. São apresentados os resultados experimentais dos valores das auto-indutâncias e indutâncias mútuas do eletroímã. Os fatores força/corrente elétrica e força/deslocamento são determinados experimentalmente.

No **capítulo 5** está descrito o sistema de controle com o projeto e a simulação dos controladores, considerando a dinâmica do modelo matemático como sendo SISO. Foram desenvolvidos controladores por realimentação da saída e independentes, do tipo PID + filtro, para cada um dos graus de liberdade: movimentos nos eixos x e y .

Os resultados experimentais com o AMB em funcionamento e a análise dos dados fazem parte do **capítulo 6**. Consideram-se as perturbações devidas ao motor em funcionamento e com a aplicação de uma perturbação em degrau na planta.

As considerações e conclusões do trabalho com relação aos resultados obtidos, nesta tese estão descritas no **capítulo 7**. Neste são feitas sugestões de trabalhos futuros.

Finalmente, nos apêndices estão apresentadas informações que complementam e esclarecem esta tese. No **apêndice A** tem-se o cálculo da massa do secundário do motor linear. O circuito do amplificador de potência que alimenta os enrolamentos do AMB está apresentado no **apêndice B**. No **apêndice C** estão apresentados os desenhos mecânicos do atuador eletromagnético. Os valores das indutâncias do AMB fazem parte do **apêndice D**. No **apêndice E** encontram-se as respostas em frequência do controlador e da planta. No **apêndice F** tem-se o programa de controle desenvolvido em LabView para os controladores de posição e corrente elétrica.

1.7 Revisão bibliográfica

Nesta seção, a bibliografia, utilizada no desenvolvimento da tese, está apresentada com breve descrição do conteúdo ou aspectos relevantes de cada uma das obras pesquisadas.

Resultados, através do método dos elementos finitos, para o projeto do eletroímã do mancal magnético aplicado ao MATÆOS e resultados preliminares das simulações com o controlador de posição, é encontrado no trabalho de COSTA et al., (2008).

Em (ALVARENGA, 2004) encontram-se mais detalhes técnicos do desenvolvimento do protótipo de motor de indução linear tubular para aplicação na extração de petróleo utilizado neste projeto do mancal magnético. São apresentados resultados comparativos entre o modelo teórico convencional, matricial e por elementos finitos. Os resultados indicam que o motor tubular pode substituir de maneira vantajosa o sistema mecânico empregado nos dias de hoje, chamado de cavalo mecânico. O trabalho de ALVARENGA et al., (2003) apresenta uma nova técnica de modelagem para simular a temperatura que é aplicada no motor linear tubular. Mais informações sobre a utilização do motor linear tubular para bombeamento de óleo em terra podem ser encontradas em (ROSSINI et al., 2006 e ROSSINI et al., 2008).

Uma das referências mestras no desenvolvimento desta tese é o trabalho de CHIBA et al., (2005). Este trata de maneira ampla os mancais magnéticos *bearingless*. Apresenta um comparativo com mancais tradicionais de 8-pólos, a sua modelagem, suas aplicações e suas utilizações em motores de indução, de relutância, de ímãs permanentes e de pólo consequente. Mais aplicações de máquinas *bearingless* são encontradas em (HIROMI et al., 2007; CHIBA et al., 1991) referentes a motor de indução e em (UENO; OKADA, 2000) referentes referente a motor-mancal do tipo axial.

Outras referências de grande importância sobre mancais magnéticos estão em (SCHWEITZER; MASLEN, 2009 e SCHWEITZER et al., 2003). Nesta são

apresentados os componentes que compõem o AMB, suas características, sua modelagem e seu controle. Mas o mancal tratado é o tradicional com 8-pólos.

Varias maneiras de se remover o sensor de posição (“*sensorless*”) nos mancais magnéticos têm sido investigadas. Uma delas é o método baseado no modelo, onde se estima a posição do mancal através da relação entre a corrente e a tensão na bobina, utilizando-se de uma representação matemática, ou seja, de um observador de estados. Não há injeção de sinal, mas este método apresenta erro estacionário para uma perturbação da força. Este método é apresentado em (VISCHER; BLEULER, 1993; MIZUNO et al., 2006). Em (MIZUNO et al., 2006) mostra-se que o sistema é estável para observador de ordem completa e instável para observador de ordem reduzida, apesar de ser mais fácil a sua implementação. O trabalho de MIZUNO et al., (2006) também mostra que o controle da suspensão é mais difícil nos mancais magnéticos com núcleo sólido que nos laminados devido ao efeito da corrente parasita. Em (SCHAMMASS et al., 2005) e (YIN et al., 2004) são encontradas mais informações sobre a tecnologia *sensorless*.

CHEN (2002) faz uma comparação do mancal magnético tradicional de oito pólos com o mancal de apenas 3 pólos. O de três pólos tem a vantagem de empregar uma quantidade menor de amplificadores de potência, apresentar menos perdas no ferro e dispor de mais espaço livre para dissipação de calor e para a instalação de sensores, logo os custos podem ser reduzidos. A principal desvantagem é a elevada não linearidade devida ao acoplamento do fluxo magnético. Outra referência que trata do mancal com 3 pólos está em (CHEN, 2008)

(SINHA, 1987) é um dos poucos livros que aborda de maneira abrangente o estudo de suspensão eletromagnética. Este livro trata de supercondutividade, sistema de levitação eletromagnética e eletrodinâmica, estabilidade da suspensão eletromagnética e utilização de acelerômetros na realimentação de estados. Devido à época em que foi escrito está um pouco desatualizado com relação à referência aos projetos em desenvolvimento.

Mancais magnético passivo aplicados em volantes para o armazenamento de energia (*flywheels*) são abordados em (SANDTNER; BLEULER, 2008; MITSUDA et al., 2008).

As bibliografias (KAILATH, 1980; ORSINI, 1985; OGATA, 1998; LEVINE, 1996) são básicas e importantes no desenvolvimento da técnica de controle linear. Outras referências, para controle robusto, são (CRUZ, 1996) com a técnica LQG/LTR e (ZHOU, 1996) com a técnica H_2/H_∞ . Em (NONAMI, 1994; NONAMI, 1997; NAMERIKAWA, 1997) são descritas técnicas de controle robusto aplicadas em mancais magnéticos ativos.

Os trabalhos de BITTAR (1998) e COSTA (2004) apresentam projetos de controladores para levitação eletromagnética de protótipo de um veículo MagLev, além da modelagem do sistema e das definições do eletroímã e do sensor de posição. Uma otimização das forças de suspensão é encontrada em (COSTA et al., 2003).

O protótipo, modelo e controle de um sistema de levitação e propulsão eletrodinâmica estão apresentados no trabalho de CAMPO (2001).

Uma visão do desenvolvimento atual da tecnologia de trens Maglev é encontrada no trabalho de LEE et al., (2006).

Em (ORSINI, 1984; FALCONE, 1985) são encontrados fundamentos para o equacionamento da força magnética do eletroímã em função da corrente na bobina, do tamanho do entreferro.

Em (KASARDA, 2000) é encontrado uma visão geral da tecnologia de mancais magnéticos e suas aplicações tanto em ambiente comercial como em centro de pesquisa; sendo que em (HOSHI et al., 2006) encontra-se a aplicação específica para bomba de sangue em sua terceira geração.

O processo de identificação de mancais magnéticos é encontrado em (HANGYU, 2006).

Técnicas de controle de modulação por largura de pulsos, conceitos de eletrônica de potência e técnicas de controle de corrente aplicadas são encontradas em (KAZMIERKOWSKI ET al., 2002).

Uma das preocupações na utilização de mancais magnéticos ativos é relativa às falhas que podem ocorrer no sistema. Algumas das soluções de detecção e correção de falhas são encontradas em (LOSCH, 2002; MYOUNGGYU et al., 2005; LI et al., 2004).

Em (HYEONG, 2008; KEITH et al., 1990; SCHOB, 1997; CHANGSHENG, 2005; DAN, 2008) são encontradas limitações e configurações de amplificadores de potência aplicados em AMB.

Para a montagem e alimentação dos circuitos de potência e informações dos sensores de posição, foram utilizadas informações disponíveis nas páginas WEB dos fabricantes: Festo e Apex Microtechnology.

Capítulo 2

2 SENSORES E CIRCUITO DE POTÊNCIA

Sensores são utilizados no sistema para medir variáveis controladas. Estes sensores devem atender a aspectos técnicos relacionados à precisão, à largura de banda, ao ruído, à linearidade, à sensibilidade e à interferência, entre outras características.

Os sensores de posição empregados no protótipo são do tipo eletromagnético indutivo de forma tubular, que fornecem um sinal de saída analógico em tensão proporcional à distância medida. No mancal estão instalados quatro sensores de posição, que de forma diferencial, sem contato mecânico, medem a posição radial do secundário do motor linear tubular, segundo eixos x e y ortogonais.

O circuito de potência, ou amplificador de potência, atua como interface entre a saída do controlador digital e a corrente elétrica nas bobinas do AMB.

Adicionalmente, nesta aplicação, os valores da corrente elétrica fornecida pelo circuito de potência são medidos utilizando-se sensores de corrente.

Neste capítulo, têm-se os parâmetros de escolha, as características técnicas e a calibração dos sensores de posição e circuito de potência.

2.1 Escolha dos sensores de posição

A eficiência do sistema com mancal magnético, em grande parte, depende de uma escolha acertada do sensor de posição que será utilizado. Este sensor detecta a posição radial, sem contato mecânico, do secundário do motor tubular. Deste modo, a geometria do secundário do motor com relação à qualidade e homogeneidade da superfície do material influencia na eficácia do controle do sistema.

Na aplicação em mancais magnéticos, os sensores de posição utilizados são basicamente dos tipos capacitivo, óptico e eletromagnético, conforme apresentado

em (CHIBA et al., 2005), (SCHWEITZER et al., 2003) e (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

No sensor de posição capacitivo, o sensor e o objeto a ser medido formam as placas do capacitor; a capacitância varia com o espaço vazio ou, neste caso, com a espessura do entreferro. O ar entre o sensor e o secundário do motor deve ser limpo, sem presença de óleo ou outras partículas que afetam o dielétrico. Apesar de ter boa resolução, o sensor capacitivo não foi escolhido, pois a aplicação do motor é para a extração de petróleo que neste caso constituiria em dielétrico do sensor.

Sensores ópticos do tipo reflexivo podem ser utilizados em mancais magnéticos, mas é necessária uma superfície uniforme a ser detectada para prevenir ruídos; além disso, esses sensores são sensíveis a “sujeiras”. A escolha deste tipo de sensor também foi descartada. Nos sensores de posição eletromagnéticos a impedância varia com o comprimento do entreferro. Existem dois tipos de sensores eletromagnéticos: os indutivos e os de corrente parasita.

Nos sensores de corrente parasita, o objeto cuja distância deve ser medida é feito de material condutor de baixa resistência elétrica como cobre, alumínio e aço inox não magnético. O sensor opera com uma tensão de oscilação em alta frequência (entre 1 e 2 MHz). Deste modo, correntes parasitas são geradas no objeto a ser medido, o que leva a uma redução de fluxo e a uma conseqüente alteração no valor da impedância.

Nos sensores indutivos, o objeto cuja distância deve ser medida é feito de material ferromagnético de alta permeabilidade como aço carbono, aço silício laminado e ferrite. O sensor opera com uma tensão de oscilação em alta frequência (aproximadamente de 20 até 100 kHz). Assim a impedância é dominada pela indutância e esta varia de maneira inversamente proporcional à espessura do entreferro.

O secundário do MATÆOS é o elemento atuador no sensor de posição e, em um primeiro momento, isto parece ser um problema, pois o secundário do motor não é homogêneo, sendo formado por anéis de cobre e aço carbono. No entanto, ele é envolvido por uma capa magnética metálica de aço carbono com espessura de 1,1 mm. Assim, o sensor indutivo foi escolhido ao invés do baseado em corrente

parasita. Experimentos mostraram que, com movimento axial do secundário, o sensor apresenta resposta linear e não é afetado por esta não homogeneidade.

Normalmente, sensores indutivos não são excessivamente sensíveis a campos magnéticos externos, enquanto estes campos são insuficientes para modular a permeabilidade do material do núcleo do sensor. Entretanto, uma grande perturbação pode ocorrer quando o mancal magnético é alimentado por amplificador de potência chaveado e a frequência de chaveamento está próxima da frequência de modulação do sensor (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

O sistema sem sensor de posição, chamado de *sensorless*, também pode ser utilizado em projetos desenvolvidos com mancais magnéticos (MIZUNO et al., 2006; SCHAMMASS et al., 2005; YIN et al., 2004). Nesta solução tenta-se diminuir o custo com a redução de *hardware*, mas com aumento da complexidade do *software*. Esta possibilidade foi deixada para trabalhos futuros.

2.2 Descrição geral e características técnicas do sensor de posição

O sensor de posição utilizado é um transdutor indutivo de forma tubular. Os dados técnicos principais estão na tabela 2.1. Dois sensores de posição para o eixo x_1 e dois para o eixo y_1 estão instalados no mancal magnético do protótipo do motor. Em cada eixo, os sensores estão instalados de maneira oposta para operarem de modo diferencial.

Na tabela 2.1, a faixa de medida vale para certa norma e com um determinado tipo de aço, sendo que esta faixa se altera em função do material do objeto cuja distância se deseja medir.

Tabela 2.1: Dados técnicos do sensor de posição.

Parâmetros	Valores típicos
Faixa de medida	0 a 4 mm
Diâmetro	8 mm
Sensibilidade	2,5 V/mm
Resolução	0,001 mm
Sinal de saída	0 a 10 V
Tensão de alimentação (VDD)	15 a 30 V
Largura de banda	0 a 1600 Hz
Temperatura de operação	-25 a 70 °C
Montagem	Embutida
Modelo	SIEA-M8B-PU-S
Fabricante	Festo

2.3 Calibração dos sensores de posição

As distâncias dos entreferros x_1 e y_1 são medidas pelos sensores de posição do tipo indutivo.

O sinal fornecido pelo sensor é uma tensão elétrica (em Volts). Porém, o sinal de referência do sistema de controle é o valor desejado da espessura do entreferro (em milímetros). Desta maneira, foi determinada experimentalmente uma função linear que descreve a conversão da leitura do sinal do sensor de Volts para milímetros. O procedimento adotado para calibração do sensor está descrito a seguir.

Espaçadores de espessuras variadas e conhecidas foram colocados entre o sensor e o eixo do secundário do motor tubular e, com um multímetro, foram medidas as tensões dos entreferros em Volts. Obteve-se assim a tabela 2.2.

Os dados experimentais da tabela 2.2 foram aproximados por uma reta, através da utilização do método dos mínimos quadrados.

A equação linear, que descreve esta conversão de valores, é dada por:

$$sensor : x_{mm} = 0,37x_v + 0,17, \quad (2.1)$$

onde x_{mm} e x_v são os valores dos entreferros medidos, respectivamente, em milímetros e em Volts.

Tabela 2.2.: Correspondências entre entreferros em Volts e em milímetros.

Entreferro x_{mm} (mm)	Entreferro x_v (Volts)
0,00	0,14
0,21	0,42
0,42	0,72
0,63	1,05
0,84	1,52
1,05	2,25
1,26	2,82
1,47	3,41
1,68	4,09
1,89	4,66
2,10	5,39
2,31	5,82
2,52	6,27
2,73	6,96
2,94	7,45
3,15	8,08
3,36	8,49
3,57	9,10
3,78	9,83
3,99	10,02
4,20	10,46
4,41	10,65
4,62	10,94

A figura 2.1 apresenta as seguintes curvas características: curva com os dados experimentais levantados na tabela 2.2, curva teórica que considera a sensibilidade do sensor e reta aproximada pelo método dos mínimos quadrados dos pontos experimentais entre 1,0 mm e 4,0 mm.

No ponto de operação do AMB a espessura nominal do entreferro do é 1,2 mm. Deste modo, o intervalo de deslocamento radial do secundário é de 0 a 2,4 mm. Quando da instalação do sensor, conforme apresentado na figura 2.2, este é montado com um *offset* de 1,1 mm. Assim sendo, o sensor de posição opera na faixa de 1,1 a 3,5 mm. Verifica-se, pela figura 2.1, que o sensor trabalha numa região considerada aproximadamente linear.

Figura 2.1: Curvas características do sensor de posição.

Figura 2.2: Detalhe da instalação do sensor de posição.

Após o procedimento experimental, verificou-se que os sinais de saída dos sensores de posição apresentam um ruído de aproximadamente $7\mu\text{m}$, mas quando o circuito de potência do AMB e acionamento do motor são ligados, este ruído passa a ser de aproximadamente $60\mu\text{m}$. Este valor de ruído foi obtido com a ligação do

circuito de terra recomendado. O valor do ruído ficou três vezes maior sem o devido aterramento. Assim, verifica-se a interferência dos circuitos chaveados sobre estes sensores de posição.

2.4 Aspectos gerais e características do circuito de potência

O circuito de potência, apresentado no diagrama elétrico da figura B.1 do apêndice B, foi projetado para atuar entre a saída do controlador digital e a entrada do processo, gerando as correntes elétricas necessárias nos enrolamentos do AMB e, indiretamente, a força elétrica de atração.

O componente principal do circuito de potência é o circuito integrado modelo SA305 da empresa Apex Microtechnology. Este dispositivo tem internamente um amplificador chaveado trifásico com três meias-pontes independentes, que podem fornecer até 5 A de corrente contínua. Proteções de sobre-corrente, curto circuito e sobreaquecimento estão presentes neste dispositivo. As demais características principais estão apresentadas na tabela 2.3.

Tabela 2.3: Dados técnicos do amplificador de potência SA305.

Parâmetros	Valores típicos
Tensão de alimentação (V_s)	9.8 a 60 V
Corrente contínua máxima	5 A
Corrente de pico por 200ms	10 A
Frequência de chaveamento máxima	300 KHz
Temperatura de operação	-25 a 125 °C
Modelo	SA305
Fabricante	Apex Microtechnology

O amplificador de potência tem internamente sensores de corrente que possibilitam que a corrente elétrica do canal P, ou lado alto de cada meia ponte, seja monitorada separadamente. Estes sensores não foram utilizados, pois não se tem a informação da corrente de saída em cada fase, como requerido no projeto do controle

de corrente. Novos sensores foram instalados conforme apresentado na seção a seguir.

O amplificador de potência é chaveado utilizando-se da técnica de modulação por largura de pulso (PWM). O esquema de PWM será realizado no controlador digital. Através dos sinais de corrente serão gerados seis sinais: PWM_HA, PWM_LA, PWM_HB, PWM_LB, PWM_HC e PWM_LC, que são aplicados na entrada do amplificador de potência de três fases. A figura 2.3 mostra as ligações entre o circuito de potência e as bobinas do enrolamento do AMB. As bobinas 2-pólos ($2u$, $2v$ e $2w$) são alimentadas pelo amplificador de potência e as bobinas 4-pólos ($4u$, $4v$ e $4w$) são alimentadas por uma fonte CC de valor constante.

(a) enrolamento 2-pólos da suspensão

(b) alimentação 4-pólos

Figura 2.3: Alimentação das bobinas do AMB.

2.5 Sensores de corrente elétrica

Em cada uma das três saídas do circuito de potência está instalado um sensor de corrente de efeito *Hall*. Os dados técnicos principais estão apresentados na tabela 2.4. Estes sensores fazem parte da malha fechada de controle da corrente que alimenta as bobinas do AMB.

Tabela 2.4: Dados técnicos do sensor de corrente elétrica.

Parâmetros	Valores típicos
Tensão de alimentação	5 V
Faixa de medida	-9,6 a 9,6 A
Tensão de saída	$(2,5 \pm 1/4,8)$ V
Largura de banda	0 a 200 KHz
Sensibilidade	208,3 mV/A
Modelo	LTS 6-NP
Fabricante	LEM

Através da tabela 2.4, tem-se que o nível da corrente de saída em cada fase é dado por:

$$\begin{aligned}
 \text{Fase } A : I_{OUT_A} &= 4,8 \times (V_{MON_A} - 2,5) \\
 \text{Fase } B : I_{OUT_B} &= 4,8 \times (V_{MON_B} - 2,5); \\
 \text{Fase } C : I_{OUT_C} &= 4,8 \times (V_{MON_C} - 2,5)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

onde:

I_{OUT_A} , I_{OUT_B} e I_{OUT_C} são, respectivamente, as correntes de saída do circuito de potência nas fases *A*, *B* e *C*;

V_{MON_A} , V_{MON_B} e V_{MON_C} são, respectivamente, as tensões de saída dos sensores de corrente das fases *A*, *B* e *C*.

Capítulo 3

3 MODELO MATEMÁTICO DO SISTEMA

Constrói-se o modelo matemático do sistema mecânico considerando-se que o secundário do motor linear tubular comporta-se como um corpo rígido.

Neste capítulo é apresentado para o sistema global um modelo SISO (“*Single Input Single Output*”) em que se consideram as forças atuantes no secundário do motor como sendo associadas a quatro sistemas SISO desacoplados.

A figura 3.1 apresenta o esquema das forças aplicadas no secundário do motor tendo-se os dois AMBs atuando, sendo que:

Figura 3.1: Esquema de forças no secundário do motor.

- F_{x1} e F_{y1} são componentes da força radial produzida pelo primeiro AMB ao longo das direções dos eixos x_1 e y_1 , respectivamente;
- F_{x2} e F_{y2} são componentes da força radial gerada pelo segundo AMB ao longo das direções dos eixos x_2 e y_2 , respectivamente;
- d_{x1} , d_{y1} , d_{x2} e d_{y2} são componentes do distúrbio de força produzido pelo movimento axial do eixo do motor nas direções dos eixos x_1 , y_1 , x_2 e y_2 , respectivamente;

- F_{mx1} , F_{my1} , F_{mx2} e F_{my2} são componentes do distúrbio, externo de força, gerado pelo motor devido à excentricidade² do secundário em relação ao primário nas direções dos eixos x_1 , y_1 , x_2 e y_2 , respectivamente.

Considerando-se que o corpo é rígido, escrevem-se, de maneira direta, as equações dinâmicas (4 sistemas SISO desacoplados) do movimento do secundário do motor representado na figura 3.1:

$$m\ddot{x}_1 = F_{x1} + F_{mx1} + d_{x1}, \quad (3.1)$$

$$m\ddot{y}_1 = F_{y1} + F_{my1} + d_{y1} - mg_a, \quad (3.2)$$

$$m\ddot{x}_2 = F_{x2} + F_{mx2} + d_{x2}, \quad (3.3)$$

$$m\ddot{y}_2 = F_{y2} + F_{my2} + d_{y2} - mg_a. \quad (3.4)$$

onde:

m é metade da massa total do secundário do motor linear tubular, considerando que o secundário está estacionado na posição simétrica entre os mancais;

g_a é a aceleração da gravidade.

Nota-se que o modelo tem a forma de um sistema desacoplado com equações lineares, onde os movimentos segundo os eixos x_1 , y_1 , x_2 e y_2 são dados, respectivamente, pelas equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4). Estas equações permitem um estudo do comportamento do sistema para vários tipos de controladores e parâmetros do modelo.

A perturbação devida à variação da permeância magnética do secundário não foi considerada no modelo matemático.

² A palavra excentricidade é utilizada nesta tese quando ocorre um desvio do centro do secundário do motor em relação ao centro do primário do motor, ou quando se tem um desvio do centro do secundário do motor em relação ao centro do estator do AMB.

Capítulo 4

4 ATUADOR ELETROMAGNÉTICO

O atuador é considerado o elemento caracterizador em um mancal magnético ativo. O atuador é o sistema integrado do eletroímã com o amplificador de potência, que juntos, convertem o sinal do controlador em força que é aplicada no rotor (neste caso secundário do motor). O amplificador foi descrito no capítulo 2. Neste capítulo apresenta-se o projeto do eletroímã utilizando-se o método dos elementos finitos para a análise da relação entre a força radial e a corrente elétrica em diversas situações de operação. Abordam-se também, o princípio da geração da força radial, o cálculo da derivada da indutância mútua e a relação força/deslocamento.

4.1 Princípios da geração da força radial

O princípio da geração da força radial em uma máquina primitiva *bearingless* (mancal-motor) excitada com corrente contínua operando como um mancal magnético radial ativo é apresentado a seguir. Para um melhor entendimento a respeito da geração de força no eixo x é feito um paralelo entre este mancal e o mancal magnético tradicional com 8-pólos.

O AMB tradicional com 8-pólos, com a força radial sendo gerada no eixo x , está apresentado na figura 4.1. Os oito pólos estão divididos em 4 eletroímãs, mas apenas os enrolamentos das bobinas 1 e 3 estão mostrados. Considerando a corrente elétrica no enrolamento i como sendo I_i , e se $I_1 > I_3$, os eletroímãs geram uma força radial resultante (F) na direção do eixo x .

O modelo do AMB de 8-pólos pode ser linearizado e os eletroímãs operam em modo de acionamento diferencial com corrente permanente (*bias*). No total oito fios são necessários para a conexão entre o mancal magnético e os quatro acionamentos de corrente (amplificadores de potência).

Figura 4.1: Força no eixo x para o mancal magnético tradicional com $I_1 > I_3$.

A figura 4.2 mostra o corte transversal de uma máquina *bearingless*, excitada com CC e operando como um mancal magnético, na condição em que a força radial resultante (F) é gerada na direção do eixo x , supondo que as correntes nos enrolamentos $2b$ e $4b$ são zero. Dois conjuntos de enrolamentos estão montados no estator. Um conjunto é definido como enrolamento do torque 4-pólos ($4a$ e $4b$) e o outro como enrolamento de suspensão ou força radial 2-pólos ($2a$ e $2b$).

Figura 4.2: Força no eixo x para o mancal *bearingless* CC excitado.

Neste projeto, o mancal *bearingless* não tem a função de gerar torque, sendo que a corrente contínua de valor fixo, presente no enrolamento de torque, gera um fluxo estático.

Quando o eixo do motor está centralizado com relação ao estator e não há corrente no enrolamento de suspensão, um fluxo simétrico de 4-pólos (Ψ_{4a}) é produzido e a densidade de fluxo em cada entreferro é a mesma. Se uma perturbação desloca o secundário do motor na direção negativa do eixo x , a distribuição simétrica do fluxo no entreferro é rompida. A fim de levar o secundário para a posição central de equilíbrio, a corrente do enrolamento de suspensão deve ser controlada. Se a bobina $2a$ transporta uma corrente positiva como apresentado na figura 4.2, o fluxo 2-pólos (Ψ_{2a}) é gerado. Então, a densidade de fluxo no entreferro 1 aumenta e no entreferro 3 diminui. Assim, uma força radial positiva F é produzida com a finalidade trazer o eixo do motor para a posição central de equilíbrio. Uma força radial na direção negativa do eixo pode ser gerada com uma corrente negativa no enrolamento $2a$. De forma semelhante, a força radial no eixo y pode ser produzida controlando a corrente no enrolamento $2b$. Conseqüentemente, a força radial é gerada pela interação entre o campo magnético estático 4-pólos e as correntes no enrolamento de suspensão.

Embora se tenha descrito, por simplicidade, o princípio da obtenção das forças para um sistema com duas fases, nesta tese foi construído um mancal magnético radial com três fases, pois sistemas com 3 fases são normalmente mais utilizados. Deste modo, pode-se aprofundar mais no conhecimento de sistemas *bearingless*.

4.2 Relação entre força radial e corrente

Nesta seção a força magneto-motriz (FMM) dos enrolamentos é expressa como uma função senoidal com aproximação da componente fundamental. As variações de permeância causada pela excentricidade do secundário são derivadas, para servir de base na definição da matriz de indutância e na definição da força radial. As seguintes considerações são feitas para o mancal magnético da figura 4.2:

- a saturação magnética é desprezada;

- a distribuição da permeância no entreferro é uniforme;
- as superfícies do secundário e primário são cilíndricas e lisas;
- a relutância magnética do núcleo do ferro é insignificante;
- o deslocamento excêntrico do secundário é pequeno em relação ao tamanho do entreferro, entre as superfícies externa do secundário e interna do primário. Este deslocamento é também pequeno comparado ao raio do secundário do motor.

Os sentidos das correntes positivas de cada enrolamento podem ser vistos na figura 4.2. Nota-se que os sentidos das correntes dos enrolamentos $2a$ e $2b$ estão organizados de tal modo que as direções de suas FMM fiquem alinhadas respectivamente com as direções dos eixos x e y . O enrolamento $4a$ é arranjado de maneira que a direção de sua FMM no entreferro 1 esteja alinhada com o eixo x e o enrolamento $4b$ está colocado perpendicularmente, em termos elétrico, ao enrolamento $4a$.

As distribuições espaciais das forças magneto-motrizes para os enrolamentos $4a$, $4b$, $2a$ e $2b$, com corrente unitária, podem ser escritas, respectivamente, como (CHIBA et al., 2005):

$$\left. \begin{aligned} A_{4a} &= N_4 \cos(2\phi_s) \\ A_{4b} &= N_4 \sin(2\phi_s) \\ A_{2a} &= N_2 \cos(\phi_s) \\ A_{2b} &= N_2 \sin(\phi_s) \end{aligned} \right\}; \quad (4.1)$$

onde:

N_2 e N_4 são, respectivamente, as amplitudes da componente fundamental da distribuição da FMM dos enrolamentos 2-pólos e 4-pólos. Indiretamente são, respectivamente, os números de espiras dos enrolamentos 2-pólos e 4-pólos;

- ϕ_s é a posição angular no sentido anti-horário e medida em relação á referência no eixo x .

Considerando a figura 4.3, que mostra uma excentricidade do rotor (secundário do motor) em relação à posição central do estator (primário do motor), o comprimento do entreferro g entre o rotor e estator é dado por:

$$g = g_0 - x \cos(\phi_s) - y \sin(\phi_s); \quad (4.2)$$

onde g_0 é a espessura do entreferro nominal entre o rotor e o estator. Neste trabalho, o entreferro do mancal magnético ativo é dado pelo valor de entreferro entre o secundário do motor e o estator do AMB.

Figura 4.3: Deslocamento do centro do rotor em relação ao centro do estator.

(Fonte: CHIBA et al., 2005).

O inverso do comprimento do entreferro é dado por:

$$\frac{1}{g} = \frac{1}{g_0} \frac{1}{1 - \left(\frac{x}{g_0} \cos(\phi_s) + \frac{y}{g_0} \sin(\phi_s) \right)}. \quad (4.3)$$

Assumindo-se que os deslocamentos são pequenos, quando comparado ao entreferro nominal, a seguinte expansão em série é aplicada:

$$\frac{1}{g} = \frac{1}{g_0} \left[1 + \left(\frac{x}{g_0} \cos(\phi_s) + \frac{y}{g_0} \sin(\phi_s) \right) + \left(\frac{x}{g_0} \cos(\phi_s) + \frac{y}{g_0} \sin(\phi_s) \right)^2 + \dots \right] \quad (4.4)$$

A equação (4.4) representa uma progressão geométrica com módulo da razão menor do que um. A soma dos infinitos termos desta progressão geométrica é dada pela equação (4.3).

Se apenas até os termos de primeira ordem forem considerados, a permeância P_0 na posição angular é dada por:

$$P_0(\phi_s) = \frac{\mu_0 R l}{g_0} \left(1 + \frac{x}{g_0} \cos(\phi_s) + \frac{y}{g_0} \sin(\phi_s) \right); \quad (4.5)$$

onde:

μ_0 é permeabilidade magnética do ar ($4\pi 10^{-7} H/m$);

R é o raio do secundário do motor;

l é o comprimento axial do AMB.

Quando o rotor tem um deslocamento radial, a distribuição de fluxo é assimétrica. Deste modo, o potencial magnético do rotor é diferente de zero.

A figura 4.4 apresenta, em 16 ramos, o circuito magnético gerado pelo enrolamento $2a$. Os valores de condutância representam a permeância dada pela equação (4.5). A fonte de tensão atua como a força magneto-motriz e V_{2a} é o potencial magnético do secundário do motor. Os valores de corrente em cada ramo correspondem ao fluxo no entreferro. Portanto, o fluxo Ψ_{2a} em um ramo é escrito como:

$$\Psi_{2a} = P_0 \left(\frac{1}{2} A_{2a} + V_{2a} \right). \quad (4.6)$$

Figura 4.4: Força no eixo x para o mancal *bearingless* CC excitado.

(Fonte: CHIBA et al., 2005).

A integral do fluxo ao redor da superfície do mancal deve ser zero, de acordo com a lei de Gauss. Assim decorre a seguinte equação:

$$\int_0^{2\pi} \Psi_{2a} d\phi_s = 0. \quad (4.7)$$

Substituindo a equação (4.6) em (4.7) e isolando-se o termo do potencial magnético, tem-se:

$$V_{2a} = - \frac{\frac{1}{2} \int_0^{2\pi} P_0 A_{2a} d\phi_s}{\int_0^{2\pi} P_0 d\phi}. \quad (4.8)$$

Substituindo A_{2a} , dado pela equação (4.1), e a equação (4.5) em (4.8) resulta, após resolução da integral, na seguinte expressão:

$$V_{2a} = -\frac{N_2}{4g_0} x. \quad (4.9)$$

Observa-se, desta equação, que o potencial magnético V_{2a} é zero quando o secundário do motor está posicionado no centro do estator do mancal magnético, além de este potencial magnético ser proporcional ao deslocamento do secundário na direção do eixo x . De modo similar, o potencial magnético V_{2b} gerado pela corrente no enrolamento $2b$ é dado por:

$$V_{2b} = -\frac{N_2}{4g_0} y. \quad (4.10)$$

De maneira análoga, quando do cálculo dos potenciais gerados pelas correntes dos enrolamentos $4a$ e $4b$ obtêm-se valores nulos, ou seja, não dependem do deslocamento radial do secundário do motor.

Portanto, os fluxos do entreferro produzidos pelos enrolamentos $2a$, $2b$, $4a$ e $4b$, quando excitados por correntes unitárias, são dados por:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2a} &= P_0 \left(\frac{1}{2} A_{2a} - \frac{N_2 x}{4g_0} \right) \\ \Psi_{2b} &= P_0 \left(\frac{1}{2} A_{2b} - \frac{N_2 y}{4g_0} \right) \\ \Psi_{4a} &= P_0 \left(\frac{1}{2} A_{4a} \right) \\ \Psi_{4b} &= P_0 \left(\frac{1}{2} A_{4b} \right) \end{aligned} \right\}. \quad (4.11)$$

Utilizando os fluxos no entreferro e supondo que os fluxos concatenados dos enrolamentos $4a$, $4b$, $2a$ e $2b$ são, respectivamente, λ_{4a} , λ_{4b} , λ_{2a} e λ_{2b} , e que, as correntes instantâneas dos enrolamentos $4a$, $4b$, $2a$ e $2b$ são, respectivamente, i_{4a} , i_{4b} , i_{2a} e i_{2b} , pode-se expressar da seguinte forma matricial a relação entre o fluxo concatenado e a corrente elétrica (CHIBA et al., 2005):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{4a} \\ \lambda_{4b} \\ \lambda_{2a} \\ \lambda_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{4a} & M_{4a4b} & M_{4a2a} & M_{4a2b} \\ M_{4a4b} & L_{4b} & M_{4b2a} & M_{4b2b} \\ M_{4a2a} & M_{4b2a} & L_{2a} & M_{2a2b} \\ M_{4a2b} & M_{4b2b} & M_{2a2b} & L_{2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

As indutâncias definidas na matriz (4.12) são obtidas da integral do produto do fluxo do entreferro com a distribuição dos enrolamentos, ou seja:

$$L_{4a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4a} A_{4a} d\phi_s; \quad (4.13)$$

$$L_{4b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4b} A_{4b} d\phi_s; \quad (4.14)$$

$$L_{2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{2a} d\phi_s; \quad (4.15)$$

$$L_{2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{2b} d\phi_s; \quad (4.16)$$

$$M_{4a4b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4b} A_{4a} d\phi_s; \quad (4.17)$$

$$M_{2a2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{2b} d\phi_s; \quad (4.18)$$

$$M_{4a2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{4a} d\phi_s; \quad (4.19)$$

$$M_{4b2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{4b} d\phi_s; \quad (4.20)$$

$$M_{4a2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{4a} d\phi_s ; \quad (4.21)$$

$$M_{4b2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{4b} d\phi_s . \quad (4.22)$$

Substituindo as equações (4.1) e (4.11) nas equações (4.13)-(4.22) e resolvendo-se as integrais, a matriz de indutâncias (4.12) é escrita como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{4a} \\ \lambda_{4b} \\ \lambda_{2a} \\ \lambda_{2b} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_4 & 0 & M'x & -M'y \\ 0 & L_4 & M'y & M'x \\ M'x & M'y & L_2 & 0 \\ -M'y & M'x & 0 & L_2 \end{bmatrix}}_L \underbrace{\begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}}_I, \quad (4.23)$$

onde:

- L e I são definidos, respectivamente, como matriz de indutância e vetor de corrente;
- L_4 e L_2 são auto-indutâncias, respectivamente, dos enrolamentos 4-pólos e 2-pólos;
- M' é a derivada da indutância mútua em relação ao deslocamento radial x e y do secundário do motor. A indutância mútua representa o acoplamento entre os enrolamentos 4-pólos e 2-pólos.

Os valores de L_4 , L_2 e M' são calculados como:

$$L_4 = \frac{\pi\mu_0 R I N_4^2}{4g_0}; \quad (4.24)$$

$$L_2 = \frac{\pi\mu_0 R I N_2^2}{4g_0}; \quad (4.25)$$

$$M' = \frac{\pi\mu_0 R I N_2 N_4}{8g_0^2}. \quad (4.26)$$

Em um circuito linear magnético, a energia magnética armazenada nos enrolamentos pode ser escrita como:

$$W_m = \frac{1}{2} [I]^T [L] [I]. \quad (4.27)$$

Denotando as forças de suspensão nas direções x e y , respectivamente, por F_x e F_y , então estas forças podem ser obtidas das derivadas parciais da energia magnética armazenada em relação aos deslocamentos radiais, sendo:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W_m}{\partial x} \\ \frac{\partial W_m}{\partial y} \end{bmatrix} = M' \begin{bmatrix} i_{4a} & i_{4b} \\ i_{4b} & -i_{4a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

Neste trabalho, em que a máquina *bearingless* é utilizada apenas como mancal magnético radial, uma corrente contínua de valor constante I_4 excita o enrolamento $4a$ do torque, ou seja, $i_{4a} = I_4$ e, uma corrente nula é empregada no enrolamento $4b$ ($i_{4b} = 0$). A equação (4.28) pode ser simplificada para:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = M' I_4 \begin{bmatrix} i_{2a} \\ -i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Esta equação mostra uma relação simples entre as forças radiais e as correntes nos enrolamentos de suspensão.

4.3 Configuração dos enrolamentos

De acordo com o princípio da máquina *bearingless* (CHIBA et al., 2005), os números de pólos do enrolamento do torque e do enrolamento da suspensão devem diferir de dois. Deste modo, os enrolamentos devem ter no mínimo 2 e 4 pólos. Então, em um sistema de 3 fases, o número mínimo de dentes no estator deve ser de 12 (doze), que é o número de ranhuras utilizado neste projeto. A figura 4.5 mostra o arranjo dos conjuntos dos enrolamentos de 3 fases 4-pólos ($4u$, $4v$ e $4w$) e 2-pólos ($2u$, $2v$ e $2w$).

Figura 4.5: Arranjos dos enrolamentos de 3 fases do AMB.

No apêndice C estão apresentados os detalhes mecânicos do mancal magnético ativo e do conjunto de fixação ao motor linear tubular.

4.4 Relação entre sistema trifásico e bifásico

Deve-se lembrar que as correntes de suspensão i_{2a} e i_{2b} são bifásicas. Sendo o mancal de 3 fases, foi realizada uma transformação do sistema bifásico para o sistema trifásico. Utilizou-se a transformação de CLARKE (CLARKE, 1943). Nesta tem-se que:

$$\begin{bmatrix} i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Para as correntes de torque, sendo $i_{4a} = I_4$ e $i_{4b} = 0$, têm-se os seguintes valores para a transformação trifásica:

$$\begin{bmatrix} i_{4u} \\ i_{4v} \\ i_{4w} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{bmatrix} I_4. \quad (4.31)$$

A figura 4.5 mostra o corte transversal do arranjo das bobinas no estator do AMB. As bobinas $2u$ são posicionadas de modo que a corrente positiva gere uma força magneto-motriz apenas na direção positiva do eixo x . Este arranjo corresponde ao enrolamento $2a$, mostrado na figura 4.2. As bobinas $2v$ e $2w$ são posicionadas de tal modo que o vetor soma das suas forças magneto-motrizes estejam na direção positiva do eixo x , quando há uma corrente positiva no enrolamento $2v$ e uma corrente igual, mas de valor oposto, no enrolamento $2w$. Este arranjo corresponde ao enrolamento $2b$. As bobinas $4u$ são posicionadas de acordo com o enrolamento $4a$. O vetor soma das forças magneto-motrizes, devido às bobinas $4v$ e $4w$, alinha-se com a força magneto-motriz do enrolamento $4b$, quando há uma corrente positiva no enrolamento $4v$ e uma corrente negativa, de igual valor, no enrolamento $4w$. A relação definida entre os enrolamentos bifásicos e trifásicos é importante na transformação apresentada nas equações (4.30) e (4.31).

4.5 Projeto do eletroímã

O projeto do eletroímã do AMB foi realizado considerando-se as especificações da tabela 4.1 e a análise pelo método dos elementos finitos, utilizando-se do *software* Maxwell[®] SV. Simulações da densidade de fluxo magnético e avaliações da relação entre a força radial e a corrente elétrica nas bobinas de suspensão foram realizadas, baseadas no desenho do modelo. Um processo iterativo foi realizado para definição do tamanho do mancal, que deveria ter o diâmetro mais próximo do diâmetro do primário do motor. As dimensões do estator do AMB estão mostradas no apêndice C.

Tabela 4.1: Especificações de projeto do AMB.

Itens	Valores
Força radial do MATÆOS	1230 N/mm
Massa total do secundário do MATÆOS	45,6 kg
Massa nominal suportada por mancal (m)	22,8 kg
Densidade de fluxo (saturação)	1,2 T
Densidade de corrente no fio	4,5 A/mm ²
I_4 (bifásica contínua)	$\leq 5,0$ A
i_{2a} e i_{2b} (bifásica contínua)	$\leq 5,0$ A
Desvio máximo em operação	25 % do entreferro
Mancal em repouso	$\frac{1}{2}$ do entreferro
Carga extra por mancal	25% da massa m

Com relação às correntes aplicadas no mancal, vale lembrar que todas as análises pelo MEF foram realizadas considerando as correntes trifásicas (i_{2u} , i_{2v} , i_{2w} , i_{4u} , i_{4v} e i_{4w}) equivalentes das correntes bifásicas (i_{2a} , i_{2b} , $i_{4a} = I_4$, e $i_{4b} = 0$). A transformação foi feita utilizando as equações (4.30) e (4.31). As correntes referenciadas a seguir estão no sistema bifásico para efeito comparativo com as especificações de projeto.

Em função das especificações de projeto, adotou-se para a corrente I_4 um valor constante de 5A.

Para o AMB foram feitas várias simulações a fim de verificar se as condições de projeto foram atendidas, adotando-se um valor de entreferro de 1,2 mm.

Uma das considerações de projeto é que, na presença apenas da corrente I_4 , o AMB tenha nos dentes do estator um valor de densidade de fluxo de 0,6T, metade do valor da saturação. Através da figura 4.6 verifica-se que, na presença apenas da corrente $I_4 = 5A$, o AMB tem um valor de densidade de fluxo da ordem de 0,6T. Pelas linhas de fluxo verifica-se que há uma distribuição simétrica de fluxo 4-pólos, de modo que a soma das forças radiais atuantes no secundário do motor é zero.

Na figura 4.7 têm-se as linhas de fluxo e densidade de fluxo para a condição em que o secundário está centralizado com valor de entreferro nominal e o mancal está na posição central com relação ao movimento axial do secundário. Nesta situação, cada mancal suporta a massa m de 22,8kg. Os valores das correntes são $I_4 =$

5A, $i_{2a} = 0A$ e $i_{2b} = -2A$. A densidade de fluxo é 0,87T. Alterando a corrente de suspensão para $i_{2b} = -4A$, o AMB gera uma força suficiente para suportar a massa total do secundário, 45,6 kg, sem saturação, com uma densidade de fluxo de 1,16T.

Figura 4.6: Resultado da aplicação do MEF ao AMB com $I_4 = 5A$ e centralizado.

Figura 4.7: Resultado da aplicação do MEF ao AMB com $I_4 = 5A$ e $i_{2b} = -2A$ e centralizado

A figura 4.8 mostra as linhas de fluxo e a distribuição da densidade de fluxo na partida do sistema, ou seja, simula o mancal deslocado de 0,6 mm da posição central de equilíbrio na direção negativa do eixo y , apoiado nos mancais de retenção, e com o motor desenergizado. Quando são aplicadas as correntes $I_4 = 5$ A e $i_{2b} = -3,8$ A, o AMB produz uma força de 223 N na direção positiva do eixo y . A força é suficiente para levar o secundário para a posição central de equilíbrio. Considera-se que cada mancal suporte a massa m de 22,8kg. O valor da densidade de fluxo é de 0,88T. Considerando a corrente $i_{2b} = -5$ A, o AMB gera uma força suficiente, 304N, para suspender uma carga extra de $\frac{1}{3}$ da massa m . Nesta condição a densidade de fluxo é 1,03T.

Figura 4.8: Resultado da aplicação do MEF ao AMB na partida, com $I_4=5$ A e $i_{2b} = -3,8$ A e deslocado 0,6mm da posição central.

A figura 4.9 mostra as linhas de fluxo e a densidade de fluxo para um corte transversal do mancal magnético, considerando a pior situação de operação do mancal, ou seja, o secundário do motor deslocado em 0,3 mm (25% do valor entreferro) da posição de equilíbrio, na direção negativa do eixo y e o motor linear tubular em funcionamento. Nesta condição, uma força radial na direção positiva do eixo y é gerada pelo AMB com o propósito de fazer o secundário do motor retornar à posição central ou de equilíbrio. Esta força radial compensa a metade do peso do

secundário do motor (223 N) e a metade da força radial de atração do motor linear (185 N) com $i_{2b} = -4,95\text{A}$ e $I_4 = 5,0\text{A}$. Através da figura 4.9 observa-se que o AMB opera fora da região de saturação, ou seja, a densidade de fluxo é menor do que 1,2 T (o valor exato é de 1,14 T). Considerando a corrente $i_{2b} = -5,5\text{A}$, o AMB gera uma força suficiente, 460 N, para suportar nesta condição uma carga extra de 20% da massa m , com uma densidade de fluxo de 1,2 T.

Figura 4.9: Resultado da aplicação do MEF ao AMB fora do centro, deslocado 0,3mm, com $I_4 = 5\text{A}$ e $i_{2b} = -4,95\text{A}$.

Nas simulações apresentadas anteriormente, a relação entre a força radial e a corrente é linear.

Quando da escolha do comprimento axial do estator do AMB, tomou-se o cuidado para que este valor fosse múltiplo do valor do passo (soma dos valores das larguras da ranhura e do dente) do secundário do motor linear tubular. Deste modo, no movimento axial do motor linear, quando a parte relativa ao dente do secundário estiver saindo da parte ativa do AMB, outra parte de ferro estará entrando na parte ativa do AMB. Este fato vale para a ranhura do secundário. Com isto, à medida que o movimento axial se processar, a variação do tipo de material encontrado no secundário não perturbará o funcionamento do AMB.

Metade da parte ativa axial do AMB fica comprometida na geração de força, pois tem a presença de cobre no secundário do motor linear. Na verdade tem-se uma fina camada de aço carbono, que, numa análise preliminar, contribui com 12% da força total gerada. A sua força foi desprezada, deixando-se para trabalhos futuros um detalhamento mais acurado.

A tabela 4.2 mostra os parâmetros do AMB após o projeto. O apêndice C apresenta os detalhes mecânicos do AMB.

Tabela 4.2: Parâmetros do AMB.

Parâmetros	Valores
Diâmetros interno e externo do estator	62,5 / 170,0 mm
Espessura do entreferro	1,2 mm
Comprimento axial (parte ativa)	140 mm
Número de fases	3
Número de ranhuras	12
Bobinas $4u$, $4v$ e $4w$	90 voltas/ranhura
Bobinas $2u$, $2v$ e $2w$	80 voltas/ranhura
Bobinas $4u$, $4v$ e $4w$ (fios paralelos)	02 x AWG 20
Bobinas $2u$, $2v$ e $2w$ (fios paralelos)	02 x AWG 20
Número total de espiras 4-pólos (N_4)	180
Número total de espiras 2-pólos (N_2)	160
Resistência dos enrolamentos $4u$, $4v$ e $4w$	1,84 Ω
Resistência dos enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$	1,96 Ω
Massa do secundário do MATÆOS	45,6 kg
Massa nominal suportada por mancal (m)	22,8 kg

4.6 Derivada da indutância mútua e saturação magnética

Na condição de equilíbrio para o AMB com o entreferro nominal, foi feita uma análise, através do método dos elementos finitos, da relação entre a força radial e a corrente de suspensão. A figura 4.10 apresenta esta condição. O enrolamento 4-pólos foi excitado com uma corrente contínua de valor $I_4 = 5A$ e variou-se a corrente do enrolamento 2-pólos, i_{2a} ou i_{2b} . Neste gráfico variou-se i_{2b} e i_{2a} ficou com valor zero.

A força radial calculada pelo MEF foi comparada com os valores teóricos obtidos pela equação (4.29). Pode-se verificar que a força máxima ocorre para uma

corrente i_{2b} próxima de 9A e o efeito da saturação começa a interferir a partir da corrente $i_{2b} = 7A$. Pelas simulações realizadas no MEF, o sistema irá operar com uma corrente de suspensão, i_{2b} e i_{2a} , menor do que 6A. Nesta região a relação entre a força radial e corrente é próxima de linear, sendo que a corrente de regime permanente é de $i_{2b} = -2A$.

Figura 4.10: Força radial versus corrente no enrolamento 2-pólos.

O valor da derivada da indutância mútua (M') pode ser calculado utilizando a equação (4.26) ou através do coeficiente angular da reta obtida pelo método dos mínimos quadrados aplicado aos valores da relação entre força radial e corrente, apresentado na figura 4.10. No cálculo do coeficiente angular considerou-se a região linear com a corrente variando de 0 a 7A. O valor obtido usando a equação (4.26) foi

$$M' = 20,8 \text{ H/m}, \quad (4.32)$$

ao passo que o calculado pelo MEF foi

$$M' = 22,4 \text{ H/m}. \quad (4.33)$$

O valor teórico da derivada da indutância mútua, em função das considerações de contorno, deveria ser maior do que o calculado pelo MEF. Esta diferença, em parte, deve-se à aproximação feita na permeância P_0 , equação (4.5). Na permeância considerou-se apenas o termo de primeira ordem. Se os termos de ordem superior forem considerados, obtém-se um valor maior de permeância e conseqüentemente um valor maior da derivada da indutância mútua.

Os valores da derivada da indutância mútua, também foram obtidos experimentalmente, conforme tratado a seguir.

Tendo-se o AMB acoplado ao motor linear tubular, as auto-indutâncias e as indutâncias mútuas do conjunto de bobinas do sistema de 3 fases (u , v e w) foram medidas. Transformando o sistema de 3 fases em 2 fases (a e b) calcula-se a derivada da indutância mútua M' para o sistema de 2 fases.

Considerando que os fluxos concatenados dos enrolamentos $4u$, $4u$, $4w$, $2u$, $2v$ e $2w$ são, respectivamente, λ_{4u} , λ_{4v} , λ_{4w} , λ_{2u} , λ_{2v} e λ_{2w} , e que, as correntes instantâneas dos enrolamentos $4u$, $4v$, $4w$, $2u$, $2v$ e $2w$ são, respectivamente, i_{4u} , i_{4v} , i_{4w} , i_{2u} , i_{2v} e i_{2w} , pode-se expressar a relação entre o fluxo concatenado e a corrente da seguinte forma matricial (CHIBA et al., 2005):

$$\begin{bmatrix} \lambda_{4u} \\ \lambda_{4v} \\ \lambda_{4w} \\ \lambda_{2u} \\ \lambda_{2v} \\ \lambda_{2w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{4u} & M_{4u4v} & M_{4u4w} & M_{4u2u} & M_{4u2v} & M_{4u2w} \\ * & L_{4v} & M_{4v4w} & M_{4v2u} & M_{4v2v} & M_{4v2w} \\ * & * & L_{4w} & M_{4w2u} & M_{4w2v} & M_{4w2w} \\ * & * & * & L_{2u} & M_{2u2v} & M_{2u2w} \\ * & * & * & * & L_{2v} & M_{2v2w} \\ * & * & * & * & * & L_{2w} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4u} \\ i_{4v} \\ i_{4w} \\ i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

O símbolo asterisco (*) indica que a matriz de indutância, equação (4.34), é simétrica.

Cada um dos elementos da matriz de indutância foi obtido experimentalmente em função do deslocamento do secundário do motor nos eixos x e y .

A figura 4.11 apresenta o diagrama do circuito elétrico utilizado para medir as indutâncias do sistema em 3 fases. O terminal $4u$ é alimentado através de uma fonte

monofásica de tensão alternada. Neste caso foi utilizado um variac. A auto-indutância L_{4u} é obtida de:

$$L_{4u} = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{4u}}{I_{4u}}\right)^2 - R_{4u}^2}}{\omega}, \quad (4.35)$$

onde:

- V_{4u} e I_{4u} são, respectivamente, tensão e corrente elétrica no terminal 4u;
- R_{4u} é a resistência elétrica do enrolamento 4u;
- ω é a frequência angular da fonte de alimentação (120π).

A indutância mútua M_{4u4v} , por exemplo, é calculada como:

$$M_{4u4v} = \frac{V_{4v}}{\omega I_{4u}}, \quad (4.36)$$

onde :

- V_{4v} é a tensão elétrica no terminal 4v.

Figura 4.11: Diagrama para medição das indutâncias no sistema 3 fases.

(Fonte: CHIBA et al., 2005).

Todas as indutâncias são obtidas alternando-se a excitação nos enrolamentos. Primeiro, o enrolamento 4u é excitado e as seis indutâncias são medidas (L_{4u} , M_{4u4v} , M_{4u4w} , M_{4u2u} , M_{4u2v} e M_{4u2w}) utilizando-se de maneira análoga as equações (4.35) e (4.36). Depois, o enrolamento 4v é excitado para medir as cinco indutâncias (L_{4v} , M_{4v4w} , M_{4v2u} , M_{4v2v} e M_{4v2w}). Este procedimento é utilizado até excitar, por final, o enrolamento 2w e todas as indutâncias serem calculadas.

Para uma posição fixa do secundário do motor nos eixos x e y , todas as indutâncias são medidas. Depois, o secundário é deslocado para outra posição nos eixos x e y e todas as indutâncias são novamente obtidas. Este procedimento, exaustivo, foi realizado para diversas posições nos eixos x e y , como apresentado nas tabelas do apêndice D. Sempre a posição em um dos eixos foi fixada em zero e a outra variou de 0,0 a 0,6 mm (metade do comprimento do entreferro).

As indutâncias medidas podem ser transformadas em coordenadas de duas fases, utilizando-se a transformada de CLARKE apresentada nas equações (4.30) e (4.31). Deste modo tem-se que:

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_{4a} & M_{4a4b} & M_{4a2a} & M_{4a2b} \\ * & L_{4b} & M_{4b2a} & M_{4b2b} \\ * & * & L_{2a} & M_{2a2b} \\ * & * & * & L_{2b} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \\
 & \times \begin{bmatrix} L_{4u} & M_{4u4v} & M_{4u4w} & M_{4u2u} & M_{4u2v} & M_{4u2w} \\ * & L_{4v} & M_{4v4w} & M_{4v2u} & M_{4v2v} & M_{4v2w} \\ * & * & L_{4w} & M_{4w2u} & M_{4w2v} & M_{4w2w} \\ * & * & * & L_{2u} & M_{2u2v} & M_{2u2w} \\ * & * & * & * & L_{2v} & M_{2v2w} \\ * & * & * & * & * & L_{2w} \end{bmatrix} \\
 & \times \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad .(4.37)
 \end{aligned}$$

Substituindo na equação (4.37) os valores das indutâncias trifásicas, calculam-se os respectivos valores das indutâncias bifásicas. Quando o secundário do motor se desloca no eixo x têm-se as indutâncias apresentadas na tabela 4.3 e, para uma melhor interpretação dos dados, o gráfico da figura 4.12.

Tabela 4.3: Variação das indutâncias bifásicas em relação ao eixo x .

x (mm)	L_{4a} (x10 mH)	M_{4a4b} (mH)	M_{4a2a} (mH)	M_{4a2b} (mH)	L_{4b} (x10 mH)	M_{4b2a} (mH)	M_{4b2b} (mH)	L_{2a} (x10 mH)	M_{2a2b} (mH)	L_{2b} (x10 mH)	M' (H/m)	M' (H/m)
-0,6	8,3	0,3	-17,3	-3,5	8,4	3,9	-14,9	13,9	-4,0	13,4	28,9	24,8
-0,45	8,3	0,2	-15,1	-3,1	8,4	3,2	-13,4	13,9	-4,2	13,5	33,6	29,7
-0,3	8,2	0,2	-11,2	-2,5	8,3	2,9	-9,7	13,9	-3,8	13,5	37,2	32,5
-0,15	8,1	0,2	-6,5	-1,4	8,2	1,2	-5,7	13,9	-4,0	13,6	43,3	38,0
0,00	8,0	0,1	-1,3	0,2	8,1	-0,4	0,9	13,7	-3,8	13,3		
0,15	8,1	0,1	6,1	-0,8	8,2	2,1	6,0	13,9	-3,8	13,5	40,7	40,0
0,3	8,3	0,0	11,8	-2,0	8,3	2,6	12,3	13,9	-3,9	13,4	39,4	40,9
0,45	8,5	0,1	16,0	-2,1	8,4	2,4	16,3	14,0	-4,3	13,5	35,7	36,2
0,60	8,5	0,1	19,3	-2,4	8,4	2,2	18,8	14,0	-4,3	13,5	32,2	31,4

Figura 4.12: Variação da indutância versus deslocamento do secundário no eixo x .

As indutâncias mútuas M_{4a4b} e M_{2a2b} são praticamente nulas por causa da configuração dos enrolamentos, ou seja, o enrolamento $4a$ é perpendicular ao $4b$. O mesmo acontece como os enrolamentos $2a$ e $2b$. As indutâncias mútuas M_{4a2b} e M_{4b2a} também são praticamente nulas. As auto-indutâncias L_{4a} , L_{4b} , L_{2a} e L_{2b} são constantes em relação ao deslocamento do secundário no eixo x . Entretanto, as indutâncias mútuas M_{4a2a} e M_{4b2b} são proporcionais ao deslocamento do secundário no eixo x , de acordo com as equações (4.12) e (4.23).

O valor da derivada da indutância mútua (M') é determinado através do coeficiente angular da reta obtida pelo método dos mínimos quadrados, aplicado aos valores das indutâncias mútuas M_{4a2a} e M_{4b2b} . Os valores são:

$$M' = 33,2 \text{ H/m e } M' = 31,0 \text{ H/m considerando, respectivamente, } M_{4a2a} \text{ e } M_{4b2b}.$$

As duas últimas colunas da tabela 4.3 apresentam valores pontuais da derivada da indutância mútua.

A tabela 4.4 apresenta os valores das indutâncias bifásicas considerando que o secundário do motor se desloca no eixo y . Interpretação análoga se tem quando do deslocamento no eixo x . As auto-indutâncias L_{4a} , L_{4b} , L_{2a} e L_{2b} são constantes em relação ao deslocamento do secundário no eixo y , mas as indutâncias mútuas M_{4a2b} e M_{4b2a} são proporcionais ao deslocamento do secundário no eixo y , conforme mostrado na figura 4.13.

Se a derivada da indutância mútua é calculada em relação ao eixo y , têm-se:

$$M' = -32,0 \text{ H/m e } M' = 31,4 \text{ H/m considerando, respectivamente, } M_{4a2b} \text{ e } M_{4b2a}.$$

Tabela 4.4: Variação das indutâncias bifásicas em relação ao eixo y .

y	L_{4a}	M_{4a4b}	M_{4a2a}	M_{4a2b}	L_{4b}	M_{4b2a}	M_{4b2b}	L_{2a}	M_{2a2b}	L_{2b}	M'	M'
(mm)	(x10 mH)	(mH)	(mH)	(mH)	(x10 mH)	(mH)	(mH)	(x10 mH)	(mH)	(x10 mH)	(H/m)	(H/m)
-0,60	8,2	0,1	1,3	16,8	8,3	-16,3	3,0	14,0	-0,9	13,8	-28,1	27,2
-0,45	8,2	0,0	1,4	13,2	8,3	-13,2	1,9	14,0	-0,9	13,8	-29,3	29,3
-0,30	8,1	0,0	1,5	10,2	8,2	-10,1	1,4	14,0	-0,3	14,1	-34,0	33,7
-0,15	8,1	0,0	0,1	5,9	8,2	-5,9	0,8	14,0	-0,3	14,1	-39,1	39,3
0,00	8,0	0,1	-1,3	0,2	8,1	-0,4	0,9	13,7	-3,8	13,3		
0,15	8,1	0,0	1,4	-6,0	8,2	5,4	1,1	14,1	0,0	14,1	-39,8	36,3
0,30	8,3	0,0	1,4	-12,1	8,4	11,8	1,4	14,1	0,0	14,2	-40,2	39,3
0,45	8,5	0,0	1,4	-15,9	8,5	16,0	1,3	14,2	0,1	14,2	-35,3	35,6
0,60	8,5	0,1	1,6	-19,3	8,5	18,7	1,6	14,3	0,1	14,2	-32,2	31,2

O valor da derivada da indutância mútua, obtido por este método experimental das indutâncias, ficou com valor superior em aproximadamente 50%, quando comparado aos valores encontrados pela equação (4.26) e pelo método dos elementos finitos. Visto que o secundário do motor é composto de dentes de aço-silício e ranhuras de cobre, quando do cálculo pela equação (4.26) e pelo MEF considerou-se que a parte geradora de força seria apenas sobre a parte de aço-silício do secundário do motor. Deste modo, foi adotado como parte ativa efetiva do AMB, metade do valor do comprimento axial (70 mm).

Uma análise feita pelo MEF para se determinar a força gerada pelo mancral sobre a parte do secundário do motor, que contém cobre, levou a um valor de acréscimo de 12% sobre a força gerada pela parte que contém aço-silício. Esta força, na verdade, é gerada basicamente pela fina camada de aço carbono que reveste o secundário. As análises pelo MEF sempre foram feitas em duas dimensões (2D) no plano xy do AMB. O ideal neste caso seria um estudo do MEF em três dimensões (3D), pois as ranhuras, que contém cobre, causam um desvio das linhas de fluxo do estator do AMB para os dentes adjacentes do secundário do motor, composto de aço-silício. Desta forma, obtendo-se uma força radial maior, o valor superior da derivada da indutância mútua é justificado.

Figura 4.13: Variação da indutância versus deslocamento do secundário no eixo y .

4.7 Força radial produzida pelo mancal magnético

As forças de suspensão nas direções x e y , respectivamente, F_x e F_y , dadas pela equação (4.29), ou seja:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = M' I_4 \begin{bmatrix} i_{2a} \\ -i_{2b} \end{bmatrix},$$

foram utilizadas no modelo matemático do AMB e possibilitaram a levitação inicial do secundário do motor, mas para um projeto mais elaborado considerou-se que estas forças radiais também dependem da posição radial. Sabe-se que a força gerada pelo eletroímã é proporcional ao quadrado do valor da corrente elétrica na bobina e inversamente proporcional ao quadrado do valor do entreferro (SCHWEITZER; MASLEN, 2009), ou seja, uma função não-linear. Deste modo, linearizando a força no ponto de operação, tem-se que as forças de suspensão F_x e F_y são descritas como uma função linear do deslocamento radial do secundário e da corrente no enrolamento (SCHWEITZER; MASLEN, 2009), sendo escritas como:

$$F_x = k_i i_{2a} + k_s x \quad (4.38)$$

$$F_y = -k_i i_{2b} + k_s y \quad (4.39)$$

onde:

- k_i é a constante que relaciona a força radial pela corrente aplicada no enrolamento da suspensão (i_{2a} e i_{2b});
- k_s é o fator que relaciona a força radial pelo deslocamento radial do secundário nos eixos x e y .

Neste mancal os fatores k_i e k_s são considerados iguais em ambas as direções x e y , devido à simetria do AMB.

Visto que foi possível realizar a levitação do secundário do motor e o controlador inclui um integrador, a posição do secundário ficará fixa, independente da carga neste aplicada, sem erro em regime estacionário. Algumas cargas foram aplicadas e as correntes de suspensão do mancal foram anotadas. Na verdade, variou-se a posição do secundário do motor no sentido axial (posição central e deslocamento de $\pm 0,2\text{m}$). Deste modo, ocorre uma variação na força radial gerada pelo AMB no eixo y para suportar o secundário do motor.

A tabela 4.5 apresenta os valores obtidos para a corrente de suspensão i_{2b} em função da variação da carga aplicada no AMB. O fator força radial por corrente de suspensão é dado por:

$$k_i = \frac{\text{carga}}{i_{2b}}. \quad (4.40)$$

Verifica-se pela tabela 4.5 que o fator k_i depende do valor da corrente I_4 aplicada no outro conjunto de bobinas (4-pólos) e o valor da derivada da indutância mútua, no ponto de equilíbrio, é de aproximadamente 40 H/m (fato também observado nas tabelas 4.3 e 4.4). Pode-se concluir também que o fator k_i é dado por:

$$k_i = M' I_4. \quad (4.41)$$

Tabela 4.5: Fator força radial por corrente nos enrolamentos.

Carga (N)	i_{2b} (A)	I_4 (A)	k_i (N/A)	M' (H/m)
140	-1,09	3,0	128,4	42,8
140	-0,92	3,5	152,2	43,5
140	-0,81	4,0	172,8	43,2
140	-0,66	5,0	212,1	42,4
223	-1,82	3,0	122,5	40,8
223	-1,55	3,5	143,9	41,1
223	-1,35	4,0	165,2	41,3
223	-1,1	5,0	202,7	40,5
306	-2,28	3,5	134,2	38,3
306	-1,97	4,0	155,3	38,8
306	-1,61	5,0	190,1	38,0

Tendo-se calculado o fator k_i , o fator k_s pode ser obtido conforme apresentado a seguir. Sem carga externa aplicada no AMB, introduz-se um *offset* de posição na direção do eixo x , de tal modo que o secundário do motor mova-se por uma distância Δx . Esta alteração na referência é possível, considerando que o secundário está em levitação via controle digital. A alteração na posição faz com que ocorra uma alteração na corrente de valor Δi . Conseqüentemente tem-se:

$$k_s = k_i \frac{\Delta i}{\Delta x}. \quad (4.42)$$

O experimento foi realizado para diversas posições de x , e com diferentes valores de I_4 (3A, 4A e 5A), conforme figura 4.14. O valor de k_s foi determinado através do coeficiente angular da reta aproximada pelo método dos mínimos quadrados dos valores de corrente e posição. Os valores de k_s são:

$$\begin{aligned}
 k_s &= 1,42k_i \quad \text{para } I_4 = 3A \\
 k_s &= 1,65k_i \quad \text{para } I_4 = 4A . \\
 k_s &= 1,77k_i \quad \text{para } I_4 = 5A
 \end{aligned}
 \tag{4.43}$$

Figura 4.14: Corrente de suspensão versus posição radial x para $I_4 = 3A$, $4A$ e $5A$.

O fator k_s depende de k_i e aumenta proporcionalmente com o aumento da corrente I_4 aplicada no outro conjunto de bobinas (4-pólos). Aumentando-se a corrente I_4 tem-se um valor maior para o ganho força/corrente, mas por outro lado aumenta-se o fator força/deslocamento.

Capítulo 5

5 SISTEMA DE CONTROLE

Neste capítulo apresenta-se o sistema de controle com seu diagrama de blocos, suas especificações de projeto, projeto dos controladores, simulações e análise em regime estacionário. Visto que foi desenvolvido apenas um dos AMB, para um melhor entendimento, adota-se a nomenclatura dos eixos e das forças sem o índice 1 para o mancal, conforme modelo do capítulo 3.

5.1 Especificações de projeto

O principal objetivo neste projeto é que o sistema se mantenha estável mesmo quando na presença de uma perturbação e o desvio do valor do entreferro nominal e o tempo de acomodação sejam os menores possíveis. O erro nulo, em regime estacionário, para uma entrada em degrau também é um objetivo.

Durante a operação do sistema, têm-se dois importantes distúrbios. O primeiro, d_x e d_y , ocorre como consequência da variação da massa que deve ser suportada pelo mancal, quando do deslocamento axial do secundário do motor linear tubular. Considerando que o secundário se desloca $\pm 0,3\text{m}$ no eixo z , cada mancal recebe uma carga extra de $12,8\text{kg}$ (aproximadamente 56% da massa em regime estacionário). Transformando em força, cada um dos mancais tem uma variação de força perturbadora de aproximadamente $\pm 125\text{N}$. A distância entre os dois pontos de apoio (AMB e mancal mecânico) é de $1,07\text{m}$.

Em função das informações apresentadas em (ALVARENGA, 2004), adota-se que o secundário do motor irá operar em uma velocidade de $0,25\text{m/s}$. Deste modo, o ciclo completo do movimento do secundário é de $4,8\text{s}$.

A segunda perturbação externa de força, F_{mx} e F_{my} , deve-se à excentricidade radial do secundário do motor em relação ao primário. A força radial nominal do MATÆOS, para uma corrente de magnetização de 24A , é de 1230N/mm (Tabela 4.1). No projeto adota-se uma corrente de magnetização de 12A , metade do valor

nominal. Deste modo, tem-se que a força radial é de aproximadamente 308N/mm. Valor este definido como fator motor k_m , ou seja:

$$k_m = 308\text{N/mm}.$$

Assim, os distúrbios F_{mx} e F_{my} , gerados pelo motor em função da excentricidade do secundário, dependem, respectivamente, do deslocamento x e y , e são calculados como:

$$F_{mx} = k_m x \text{ [N]}; \quad F_{my} = k_m y \text{ [N]} \quad p / x \text{ e } y \text{ em milímetros.} \quad (5.1)$$

Demais valores considerados no projeto são:

- corrente no enrolamento 4-pólos: $I_4 = 4\text{A}$;
- fator força/corrente: $k_i = 164\text{N/A}$;
- fator força/deslocamento: $k_s = 270\text{N/mm}$.

No eixo y tem-se a força peso como perturbação. A corrente máxima de suspensão fornecida pelo circuito de potência também deve ser levada em consideração no projeto dos controladores.

5.2 Diagrama de blocos do sistema

A figura 5.1 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada da posição radial e da corrente elétrica. O diagrama mostra apenas um mancal magnético, com controle do tipo em cascata para a corrente elétrica e posição.

Os deslocamentos nos eixos x e y são lidos pelos sensores de posição e comparados, respectivamente, com os valores de referência x^* e y^* (tipicamente nulos). Baseados nos erros, os controladores de posição estimam as correntes de comando bifásicas i_{2a}^* e i_{2b}^* . As correntes trifásicas de referência i_{2u}^* , i_{2v}^* e i_{2w}^* são geradas empregando-se a inversa de Clark como transformada de coordenadas.

Figura 5.1: Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.

Os valores atuais de corrente de cada fase i_{2u} , i_{2v} e i_{2w} , medidos pelo sensor de corrente, são comparados com os valores de referência i_{2u}^* , i_{2v}^* e i_{2w}^* . Os erros resultantes são aplicados nos controladores de corrente, e no sistema PWM são gerados os sinais de controle H_A , L_A , H_B , L_B , H_C e L_C para chaveamento do amplificador de potência.

Os enrolamentos do torque são alimentados com uma corrente contínua I_4 , constante, que gera uma distribuição de fluxo 4-pólos constante ou permanente (*bias*).

O *hardware* do sistema de controle é composto do sistema CompatRIO com módulos de entradas e saídas analógicas, módulos de entradas e saídas digitais, e dispositivo de processamento de sinal, FPGA, para realizar o controle digital em tempo real e com alta performance. O sistema é complementado pela aplicação de controle desenvolvida com a linguagem gráfica LabVIEW.

Para as equações do modelo do sistema, obtidas no capítulo 3, e linearização da força gerada pelo AMB, pode-se fazer um diagrama de blocos do sistema em malha

fechada com o controlador de posição. A figura 5.2 mostra o diagrama no domínio do tempo para o movimento do AMB em relação ao eixo y , conforme equação (3.2)³.

Figura 5.2: Diagrama de blocos do movimento no eixo y .

O diagrama de blocos para o eixo x é semelhante ao apresentado na figura 5.2, excluindo-se a parte relativa à aceleração da gravidade, conforme figura 5.3.

Figura 5.3: Diagrama de blocos do movimento no eixo x .

5.3 Controlador de corrente elétrica

Em sistemas com mancal magnético ativo requer-se uma resposta rápida, sendo a malha de corrente importante no desempenho do AMB, devendo compensar os problemas associados, principalmente, pelo atraso causado em função do circuito

³ Para melhor entendimento o índice de número 1 foi abolido.

resistivo e indutivo do eletroímã. A variação da resistência causada pela temperatura é outro problema no sistema.

Com a finalidade de diminuir as influências destes problemas, utiliza-se uma malha fechada de corrente na estratégia modulação delta (controle não linear).

Na verdade, este controlador é do tipo liga-desliga, onde para se limitar a frequência de chaveamento, devido ao comparador, ao invés de histerese, utiliza-se a frequência de amostragem para manter o valor de saída constante durante o intervalo de amostragem.

Este tipo de técnica é relativamente simples e insensível aos parâmetros da carga, sendo uma vantagem quando aplicada a sistema de 3 fases com neutro isolado, que é o caso deste AMB. Outra vantagem deste controlador de corrente é ter uma boa resposta dinâmica. Como desvantagem tem-se sub-harmônicas geradas em função da discretização. Sendo este um problema na sintetização de sinais periódicos.

O controlador de corrente foi implementado em FPGA com frequência de amostragem de 100kHz.

A tabela 5.1 apresenta os valores experimentais, da resposta do controlador de corrente, quando no valor de referência é aplicado um degrau. Foram feitos experimentos para diferentes níveis de degraus e diferentes valores da tensão, que alimenta o amplificador de potência. Infere-se da tabela 5.1 que com o aumento do valor da tensão o circuito de potência responde mais rápido, a resposta para a fase B é mais lenta e no degrau de nível alto para zero o sistema responde mais rápido do que o contrário.

A diferença de tempo entre a resposta para o sinal i_{2a} e i_{2b} deve-se ao fato de que, na configuração com neutro isolado o sinal i_{2b} atua sobre uma constante de tempo RL maior.

Apesar do componente de potência informar um valor de operação de 60V, quando se executou o experimento com o circuito alimentado em 48V este se danificou. Montou-se um circuito RC *snubber* para limitar os picos de tensão, mas para efeito de segurança trabalhou-se com uma tensão de 30V.

Tabela 5.1: Resposta do controlador de corrente ao degrau na referência em função de tensão de alimentação do amplificador de potência.

Tensão de alimentação				Tensão de alimentação			
Constante de tempo				Constante de tempo			
Variação i_{2a} (A)	t (ms)	t (ms)	t (ms)	Variação i_{2b} (A)	t (ms)	t (ms)	t (ms)
0 → 1	9	5,5	4	0 → 1	11	6,5	4,5
0 → 2	19	13	8,5	0 → 2	23	17	12
0 → 3	32	23	18	0 → 3	37	28	21
0 → 4	46	30	23	0 → 4	58	43	28
1 → 0	6	5	4	1 → 0	6	5	4
2 → 0	9	8	7	2 → 0	10	9	8
3 → 0	11	9	8	3 → 0	12	11	9
4 → 0	12	10	9	4 → 0	13	12	11

No cálculo do tempo de resposta adotou-se a constante de tempo, ou seja, o tempo que o sinal leva para ir de 0% a 63% do seu valor final. A figura 5.4 exemplifica esta resposta, onde mostra o corrente i_{2a} e suas componentes i_{2u} , i_{2v} e i_{2w} , quando é aplicado um degrau de 3A na referência e o circuito é alimentado com 30V.

Figura 5.4: Resposta de i_{2a} ao degrau de 3A na referência alimentado com 30V.

Aproximando-se o sistema que fornece corrente elétrica a um sistema de primeira ordem, têm-se para cada faixa de degrau 1A, 2A, 3A e 4A, respectivamente, as seguintes funções de transferência:

$$G_i(s) = \frac{250}{s+250} ; G_i(s) = \frac{120}{s+120} ; G_i(s) = \frac{56}{s+56} ; G_i(s) = \frac{44}{s+44}. \quad (5.2)$$

5.4 Funções de transferência do sistema

Para as diversas partes que compõem o AMB, expressas pelas figuras 5.2 e 5.3, pode-se escrever, utilizando-se das transformadas de Laplace, as funções de transferências relacionadas a seguir:

- planta mecânica:
$$G_p(s) = \frac{1000}{ms^2}; \quad (5.3)$$

- planta mecânica + eletroímã (eixo x):
$$G_{pe}(s) = \frac{1000k_i}{ms^2 - 1000k_s}; \quad (5.4)$$

- planta mecânica + eletroímã (eixo y):
$$G_{pe}(s) = \frac{-1000k_i}{ms^2 - 1000k_s}; \quad (5.5)$$

- planta mecânica + eletroímã + fator motor (eixo x):
$$G_{pem}(s) = \frac{1000k_i}{ms^2 - 1000(k_s + k_m)}; \quad (5.6)$$

- planta mecânica + eletroímã + fator motor (eixo y):
$$G_{pem}(s) = \frac{-1000k_i}{ms^2 - 1000(k_s + k_m)}; \quad (5.7)$$

- controlador de posição: $G_c(s)$.

Considerando estas funções de transferências, a figura 5.5 mostra o diagrama de blocos do sistema em malha fechada em relação ao eixo y.

Figura 5.5: Diagrama de blocos em malha fechada do movimento no eixo y .

5.5 Análise do sistema em regime estacionário

Inicialmente foi feita uma análise da resposta do sistema em regime estacionário devido ao degrau unitário.

Para o movimento no eixo y , conforme apresentado na figura 5.2, considerando as perturbações $D_y(s)$, $F_{my}(s)$ e $D(s)$ iguais a zero, a função de transferência que relaciona o erro estacionário $E(s)=Y(s)-Y^*(s)$ com a entrada $Y^*(s)$, é dada por:

$$\frac{E(s)}{Y^*(s)} = \frac{ms^2 - 1000k_s}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s) G_i(s))}. \quad (5.8)$$

O valor em erro estacionário, para uma entrada em degrau unitário é obtido pela aplicação do teorema do valor final como segue:

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{ms^2 - 1000k_s}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s) G_i(s))} \frac{1}{s} = \frac{k_s}{k_s + k_i G_c(0)}. \quad (5.9)$$

Verifica-se que, acrescentado um integrador no controlador de posição, o erro em regime estacionário, devido à entrada em degrau, será nulo.

Considerando nula a entrada de referência ($Y^*(s)=0$), a função de transferência entre a saída e o distúrbio $D(s)$, devido à gravidade, é dada por:

$$\frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{-1000mg_a}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s)G_i(s))}. \quad (5.10)$$

O valor em regime estacionário da saída, devido a um distúrbio da aceleração da gravidade em degrau de valor unitário, é dado por:

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{-1000mg_a}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s)G_i(s))} \frac{1}{s} = \frac{mg_a}{k_s + k_i G_c(0)}. \quad (5.11)$$

Verifica-se que, caso não seja acrescentado um integrador no controlador de posição, o erro em regime estacionário, devido à aceleração da gravidade, não será eliminado. Fazendo-se a análise para as perturbações $D_y(s)$ e $F_{my}(s)$, chega-se também à conclusão que o erro em regime estacionário só será eliminado se um integrador estiver presente na função de transferência do controlador de posição.

O sinal da perturbação, que ocorre em função do deslocamento axial do secundário do motor $D_y(s)$, é aproximadamente do tipo triangular. Pode-se considerar então que, em um trecho, a perturbação é em forma de rampa. A análise da resposta do sistema em regime estacionário devida a uma rampa de valor $\frac{A_0}{s^2}$ foi feita.

Considerando a entrada de referência $Y^*(s)$, a perturbação $F_{my}(s)$ e o distúrbio $D(s)$ iguais a zero, a função de transferência que relaciona a saída $Y(s)$ com o distúrbio $D_y(s)$, é dada por:

$$\frac{Y(s)}{D_y(s)} = \frac{1000}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s)G_i(s))}. \quad (5.12)$$

O valor em regime estacionário da saída, devido ao distúrbio $D_y(s)$ em rampa, é dado por:

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sY(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1000}{ms^2 - 1000(k_s + k_i G_c(s)G_i(s))} \frac{A_0}{s^2} = \frac{-A_0}{k_s + k_i G_c(0)0}. \quad (5.13)$$

Da equação (5.13), verifica-se que o erro em regime estacionário será nulo quando o controlador de posição tiver um integrador duplo na sua função de

transferência. Se considerarmos que o controlador $G_c(s)$ tem apenas um integrador e adotando-se $G'_c(s) = sG_c(s)$, o valor em regime estacionário é escrito como:

$$y(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1000s}{ms^3 - 1000(k_s s + k_i G'_c(s) G_i(s))} \frac{A_0}{s^2} = \frac{-A_0}{k_i G'_c(0)}. \quad (5.14)$$

Nesta condição o valor do erro estacionário não será nulo, mas seu valor diminui com o aumento do ganho k_i do eletroímã, aumento do ganho e valor dos zeros do controlador de posição, e diminuição no valor dos pólos do controlador de posição.

5.6 Controlador de posição

Para o movimento do AMB, na direção do eixo y , foi projetado um controlador de posição do tipo avanço-atraso, utilizando-se da teoria de controle linear, em especial resposta no domínio da frequência. Simulações da resposta do sistema em malha fechada foram realizadas com software MATLAB/Simulink para auxiliar no projeto. A função de transferência deste controlador é dada por:

$$G_c(s) = -\frac{38(s+120)(s+5)}{s(s+1000)}. \quad (5.15)$$

Como visto anteriormente, a presença de integradores é necessária para se obter erro estacionário nulo, quando da presença de uma perturbação em degrau na entrada da planta. Substituindo-se o controlador, equação (5.15), em (5.14) e calculando-se $A_0 \cong 104$ (250N/2,4s), via especificações de projeto, tem-se o valor do regime estacionário em função da perturbação $D_y(s)$, ou seja:

$$y(\infty) = \frac{-A_0}{k_i G'_c(0)} = \frac{-1000 A_0}{164 \times 40 \times 120 \times 5} \cong -0,25 \times A_0 \mu m \cong -26 \mu m. \quad (5.16)$$

Considerado que ruído gerado nos sensores de posição é da ordem de 60 μ m, despreza-se este erro de regime estacionário. Assim, não se utilizou controlador com duplo integrador.

O controlador de posição tem a estrutura de um PID+filtro. Esta estrutura de controladores é aplicada com bons resultados em AMB (SCHWEITZER; MASLEN, 2009).

O mesmo controlador foi utilizado para o movimento na direção x , mas com ganho positivo.

5.7 Projeto do controlador de posição

A função de transferência do controlador implementado é escrita na forma de pólos e zeros como:

$$G_c(s) = \frac{Kc(s + z_1)(s + z_2)}{s(s + p_1)}. \quad (5.17)$$

Os ajustes das constantes K_c , z_1 , z_2 e p_1 foram feitos de forma a garantir a estabilidade e considerando margem de fase e ganho do sistema, através dos gráficos de Bode. Vários valores para o ganho K_c , para o pólo p_1 e para os zeros z_1 e z_2 foram testados e simulados através do *software* MATLAB. A função obtida é aquela apresentada na equação(5.15).

A seguir algumas condições de contorno consideradas no projeto do controlador de posição:

- visto que o AMB deve suportar o secundário tanto com o motor ligado como desligado, adota-se que o fator k_m varia de 0 a 308N/mm;
- a massa suportada pelo AMB sofre uma variação, quando do movimento axial do secundário. Sendo a massa m nominal de valor 22,8kg, adota-se que a massa varia no intervalo de 10 a 35,6kg;

- as dinâmicas do controlador de corrente, juntamente com o amplificador de potência, foram desconsideradas em um primeiro momento;
- a experiência recomenda que a margem de fase situe-se entre 30° e 60° (BISHOP; DORF, 1998).
- os parâmetros k_i e k_s do AMB são considerados sem incertezas.

Levando-se em conta as variações nos parâmetros m e k_m , pode-se considerar que o projeto de controle tem um enfoque de controle robusto.

Na figura 5.6 tem-se a resposta em frequência do sistema em malha aberta, $G_{pem}(s)*G_c(s)$, referente ao eixo y . Onde todos os gráficos possíveis, de ganho e fase, em função da variação dos parâmetros m e k_m estão representados. Verifica-se deste gráfico que as margens de fase estão em uma faixa de 38° a 51° para o sistema em malha fechada.

Figura 5.6: Resposta em frequência da malha aberta com variação dos parâmetros.

Incluindo-se o controlador de corrente elétrica (sistema de corrente elétrica) no sistema em malha aberta, $G_{pem}(s)*G_i(s)*G_c(s)$, a resposta em frequência, conforme

figura 5.7, indica que o sistema fica próximo da região de instabilidade. Considerado $G_I(s)$, definido para degrau de 1A, percebe-se que o atraso, devido ao sistema de corrente elétrica, pode prejudicar a estabilidade do sistema de suspensão magnética.

Figura 5.7: Resposta em frequência da malha aberta com sistema de corrente e variação dos parâmetros.

As incertezas com relação à massa afetam o comportamento do sistema em baixa frequência, ao passo que as incertezas com relação ao parâmetro k_m afetam a resposta do sistema em altas frequências.

O sistema em malha fechada com controlador de corrente e variação dos parâmetros está apresentado na figura 5.8. Contudo, as respostas em frequência, respectivamente, da planta (planta mecânica + eletroímã + fator motor) e controlador de posição estão no apêndice E.

O sistema em malha fechada funciona com um filtro passa baixa não excitando as frequências maiores do que 400rad/s.

Figura 5.8: Resposta em frequência da malha fechada com sistema de corrente e variação dos parâmetros.

5.8 Simulações

Simulações foram realizadas em função da variação dos parâmetros k_m e m , com o sistema de controle em malha fechada. Os efeitos do atraso, na presença do sistema de corrente, foram inicialmente desconsiderados.

A primeira simulação considera que o secundário do motor está inicialmente em regime estacionário e na posição de equilíbrio ($x = 0\text{mm}$ e $y = 0\text{mm}$). Aplica-se um degrau de $0,1\text{mm}$ na referência x . A figura 5.9 mostra a resposta transitória da posição radial x e da corrente elétrica i_{2a}^* na saída do controlador de posição.

Figura 5.9: Resposta transitória ao degrau de 0,1mm aplicado na referência.

Pela análise da resposta da posição x , obtêm-se um tempo de acomodação menor do que 0,4s e um sobre-sinal máximo de aproximadamente 200%. O valor do sobre-sinal é relativamente alto, mas a função principal do AMB é rejeitar as perturbações na entrada da planta e não a de ter uma boa resposta ao degrau no sinal de referência. A corrente i^*_{2a} tem um pico de 3A e depois se estabiliza em aproximadamente 0,2A.

A segunda simulação considera que o secundário do motor está inicialmente em regime estacionário e na posição de equilíbrio ($x = 0\text{mm}$ e $y = 0\text{mm}$). Aplica-se, na entrada da planta, uma perturbação d_x em forma de degrau de valor 125N. Da análise da resposta transitória da posição radial no eixo x , conforme figura 5.10, verifica-se que o valor do máximo desvio, em relação ao valor em regime estacionário, é menor do que 0,4mm e o tempo de acomodação é menor do que 0,5s. Deste modo, o secundário do motor não tocará os retentores de segurança. Observando-se a resposta transitória do sinal da corrente elétrica i^*_{2a} , figura 5.10,

quando a mesma perturbação é aplicada, verifica-se que a corrente elétrica i_{2a} tem um valor máximo menor do que 2,5A, ou seja, o eletroímã não irá saturar.

Figura 5.10: Resposta à perturbação aplicada no secundário do motor.

As duas simulações anteriores com relação aos distúrbios foram repetidas, mas levando-se em consideração o sistema de corrente elétrica.

As figuras 5.11 e 5.12 apresentam as respostas transitórias, respectivamente, com relação ao degrau de 0,1 mm na referência e com relação à perturbação na entrada da planta. O sistema de corrente faz com que o valor de pico dos transitórios seja acrescido e, em algumas situações, acaba por aumentar o tempo de acomodação do sinal.

Figura 5.11: Resposta ao degrau de 0,1mm na referência com sistema de corrente.

Figura 5.12: Resposta à perturbação no secundário com sistema de corrente.

A simulação da condição em que o AMB opera com o secundário em movimento axial foi realizada utilizando o diagrama de blocos da figura 5.13. Este diagrama corresponde ao deslocamento radial no eixo y . Adota-se um valor fixo de 308N/mm para o parâmetro k_m .

Figura 5.13: Diagrama de blocos para simulação do controle no eixo y .

A simulação considera o mancal em equilíbrio na posição $x = 0\text{mm}$ e $y = 0\text{mm}$. Nesta condição, o motor tubular passa a operar provocando uma perturbação d_y e F_{my} . O distúrbio d_y está considerado como uma onda triangular, consequência da variação da massa quando do deslocamento axial do secundário do motor linear tubular. O distúrbio F_{my} , gerado pelo motor em função da excentricidade do secundário, depende do deslocamento y , sendo que:

$$F_{my} = 308y \text{ [N] p/ } y \text{ em milímetros.} \quad (5.18)$$

A figura 5.14, após o instante de tempo igual a 1s, mostra as respostas transitórias da posição y e da corrente i_{2b} , além do sinal do distúrbio em forma de onda triangular.

Analisando a resposta transitória da figura 5.14, tem-se que:

$$d_e = 0,03mm; \quad -0,5A < i_{2b} < -2,5A; \quad (5.19)$$

onde:

d_e é o valor do máximo desvio em relação ao valor em regime estacionário devido à perturbação;

Verifica-se que o AMB tem um bom desempenho dinâmico com um pequeno desvio na posição e com uma variação de corrente elétrica dentro das especificações de projeto.

Figura 5.14: Respostas transitórias de posição e corrente devidas à perturbação d_y .

5.9 Implementação dos controladores

Os controladores projetados foram digitalizados e implementados em dispositivo de processamento de sinal, FPGA. Os módulos de entrada analógica têm conversores A/D de 16 bits com amostragem simultânea.

Discretizando-se o controlador de posição G_c para o eixo y , através da aproximação de Tustin e com uma frequência de amostragem de 12,5kHz, tem-se que:

$$G_c(z) = -36,72 \frac{(z-0,99044586)(z-0,99960008)}{(z-1)(z-0,923077)}. \quad (5.20)$$

Considerando-se que z^{-n} representa o operador atraso n , isto é:

$$z^{-n} f(k) = f(k-n), \quad (5.21)$$

foi obtida a equação de diferenças para o controlador de posição dado pela equação (5.20). A equação de diferenças é escrita como:

$$i_{2b}^*(k) = 1,9230775i_{2b}^*(k-1) - 0,923077i_{2b}^*(k-2) - 36,72[e(k) - 1,99004594e(k-1) + 0,99004976e(k-2)], \quad (5.22)$$

onde $e(k)$ e $i_{2b}^*(k)$ representam, respectivamente, a entrada e a saída do controlador de posição no instante k .

A título de exemplo é apresentado no apêndice F o programa desenvolvido em LabVIEW para o controlador de posição e controlador de corrente, que foram instalados no FPGA. Estes controladores foram implementados para processamento em paralelo.

Sendo o FPGA em ponto fixo, procurou-se trabalhar com valores de ordem de grandeza compatíveis.

Capítulo 6

6 RESULTADOS E ANÁLISE

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais obtidos com o AMB em regime estacionário, com a aplicação de degrau na referência, com a perturbação no secundário do motor e com o deslocamento axial do secundário. Todos estes resultados foram avaliados inicialmente com o motor linear desligado. Na sequência o motor foi posto em operação e as respostas do AMB foram obtidas.

Estes resultados são basicamente referentes ao sistema de controle. Resultados específicos do amplificador de potência, sensores e eletroímã estão apresentados nos seus respectivos itens.

6.1 Respostas do AMB com o motor linear desligado

O AMB foi posto em diversas situações de operação e com o motor linear desligado, os seguintes valores das variáveis foram registrados:

- posições radiais $x(t)$ e $y(t)$;
- valores de corrente elétrica $i_{2a}^*(t)$ e $i_{2b}^*(t)$, respectivamente, da saída dos controladores de posição x e y ;
- valores de corrente elétrica $i_{2u}(t)$, $i_{2v}(t)$ e $i_{2w}(t)$ da saída do amplificador de potência que são aplicadas nas bobinas do AMB.

Os resultados são apresentados na forma de gráficos em função do tempo. O tempo de registro dos sinais foi adaptado em função do sinal analisado.

As figuras 6.1 a 6.4 apresentam os resultados da resposta para o sistema, respectivamente, em regime estacionário, com degrau de 0,1mm na referência x , com perturbação no secundário do motor e com o deslocamento axial manual do secundário do motor.

Os valores de referência (ponto de equilíbrio) para o controlador de posição são $x(t) = 0\text{mm}$ e $y(t) = -0,3\text{mm}$ ou $-0,4\text{mm}$ (dependendo do experimento).

Figura 6.1: Resposta em regime estacionário com o motor desligado.

Figura 6.2: Resposta ao degrau de 0,1mm na referência x com o motor desligado.

Figura 6.3: Resposta à perturbação no secundário do motor com o motor desligado.

Figura 6.4: Resposta ao deslocamento axial manual do secundário do motor.

Os valores teóricos para as referências x e y , ou ponto de equilíbrio (valor de entreferro 1,2mm), são zero, mas foram considerados com *offset* (compensação) em relação ao valor medido pelo sensor de posição. Este fato deve-se à dificuldade de alinhamento do AMB com o motor linear e à centralização do campo magnético do AMB com os sensores de posição. Após experimentos práticos, os valores utilizados na referência são os que melhor expressam a centralização do conjunto.

O valor utilizado para a corrente dos enrolamentos 4-pólos (I_4) foi de 4A.

Verifica-se, através da figura 6.1, que o sistema é estável na condição de regime estacionário com desvio menor do que 0,01mm na posição x de equilíbrio (entreferro de 1,2mm). O valor da posição y também apresenta o mesmo desvio. O gráfico apresenta apenas o valor da posição x para facilitar visualização do desvio. Pode-se verificar que o sistema com o controlador de posição tem uma boa rejeição a presença de ruídos em alta frequência, pois os sinais lidos pelos sensores de posição apresentam um ruído de 0,05mm.

A corrente elétrica i_{2b}^* tem um valor de regime estacionário de aproximadamente -0,85A. O secundário do motor foi colocado em uma posição média entre os dois mancais, ou seja, o AMB deve gerar uma força para equilibrar 22,8kg. Através da equação (4.39) e considerando que o AMB está na posição de equilíbrio, o valor da corrente elétrica deveria ser de aproximadamente -1,36A. Esta diferença leva a constatar que o secundário do motor pode não estar perfeitamente alinhado com o estator do AMB. Este deveria ser deslocado em mais -0,3mm no eixo y (equação (4.39)). A corrente elétrica i_{2a}^* não tem um valor zero de regime estacionário, previsto teoricamente, e sim um valor aproximado de -0,1A. Esta diferença deve-se ao desalinhamento no eixo x ou a uma força provocada pelo mancal mecânico.

As correntes aplicadas no eletroímã estão dentro do calculado (equação (4.30)), ou seja, a corrente i_{2u} próxima de zero e as correntes i_{2v} e i_{2w} com sinais opostos e valores aproximadamente iguais.

Estando o secundário do motor deslocado -0,1mm na posição de equilíbrio no eixo x , aplica-se um degrau de 0,1mm para que o secundário retorne ao ponto de equilíbrio. A figura 6.2 mostra um sobre-sinal de quase 100% no sinal da posição x , e

que o mesmo retorna à região de equilíbrio em menos de 0,4s, estando de acordo com as simulações realizadas anteriormente. Verifica-se um desacoplamento entre os eixos x e y , pois o degrau aplicado no eixo x não reflete em perturbação no eixo y . O sinal de corrente i_{2a}^* da saída do controlador de posição apresenta um pico de corrente de aproximadamente 1,8A e um valor em regime estacionário de -0,2A. Deste modo, o valor de regime estacionário “real”, ao invés de $x(t) = 0,0\text{mm}$, deve ser -0,1mm, pois em $x(t) = -0,1\text{mm}$ tem-se uma corrente i_{2a}^* de 0A e em $x(t) = 0,0\text{mm}$ tem-se uma corrente de regime estacionário de aproximadamente -0,2A, que gera uma força negativa na direção do eixo x .

Um dos objetivos é manter o sistema estável e levitando na presença de perturbações externas. Deste modo, simulou-se um distúrbio na entrada da planta, ou seja, com o mancal em equilíbrio (posições radiais $x(t) = 0,0\text{mm}$ e $y(t) = -0,3\text{mm}$) foi aplicada uma força na forma de degrau no secundário do motor na direção negativa do eixo y . Verifica-se, na figura 6.3, que o AMB tem um bom desempenho dinâmico, mantendo-se em equilíbrio após o distúrbio e com uma variação de aproximadamente 0,2mm do valor do entreferro nominal. Além disso, o efeito da perturbação é eliminado com um tempo de acomodação menor do que 0,5s e as correntes elétricas do amplificador de potência conservam-se dentro das especificações de projeto. Resultado concordante com as simulações realizadas.

Durante o deslocamento no sentido axial do secundário do motor ocorre um distúrbio, consequência da variação da massa que deve ser suportada pelo AMB. Com o sistema em regime estacionário no ponto de equilíbrio (posições radiais $x(t) = 0,0\text{mm}$ e $y(t) = -0,4\text{mm}$), aplicou-se um movimento axial manual no secundário do motor. O secundário foi deslocado $\pm 0,5\text{m}$ no eixo z em relação ao centro de massa. Desta maneira, o AMB recebe uma carga de 1,5kg a 44,1kg. A distância entre os dois pontos de apoio (AMB e mancal mecânico) é de 1,07m. Pela figura 6.4 verifica-se que o AMB suporta esta variação de carga sem perda da estabilidade.

O valor do desvio na posição radial $y(t)$ ficou menor do que 0,2mm e na posição $x(t)$ o desvio é desprezível. O valor máximo de corrente elétrica em regime suportado pelo amplificador de potência (5A) não foi atingido, conforme sinais i_{2u} ,

i_{2v} e i_{2w} da figura 6.4. Pode-se verificar, como esperado, que a corrente i_{2u} não tem variação com o tempo e as correntes i_{2v} e i_{2w} estão defasadas de 180° .

6.2 Respostas do AMB com o motor linear em funcionamento

Após diversos experimentos com o AMB, estando o motor linear desligado, este foi colocado em operação para verificar o comportamento do AMB na presença das perturbações geradas pelo motor.

Dois sensores indutivos foram instalados ao longo do eixo do motor. Estes sensores funcionam como chaves de fim de curso e possibilitam uma automatização na inversão do sentido de movimento do secundário do motor linear.

A corrente de magnetização considerada para o motor é aproximadamente 12A, que corresponde a uma força radial do MATÆOS de 308N/mm.

Conforme especificações de projeto, o secundário do motor foi posto em deslocamento no eixo em $\pm 0,3\text{m}$, relativo ao ponto de equilíbrio de massa (massa igualmente distribuída entre o AMB e o mancal mecânico).

Com o sistema AMB em regime estacionário no ponto de equilíbrio (posições radiais $x(t) = -0,1\text{mm}$ e $y(t) = -0,4\text{mm}$), no instante de tempo de 1,4s, ligou-se o motor linear e no instante de tempo de 15,4s desligou-se o motor linear. A figura 6.5 apresenta os resultados da resposta do AMB para o sistema com deslocamento axial do secundário.

Da análise dos sinais, figura 6.5, verifica-se que o sistema é estável, tem um bom desempenho dinâmico e rejeita as perturbações geradas pelo movimento axial e pelo motor linear. Os maiores desvios em relação ao ponto de equilíbrio ocorrem no momento em que o sentido do movimento é revertido e o secundário está com a maior parte em balanço. Estes instantes de tempo foram aproximadamente: 3,8s, 8,6s e 13,4s. Pela análise do gráfico verifica-se que o ciclo completo de deslocamento axial é realizado em 4,8s. Sendo o deslocamento de um ciclo de 1,2m, calcula-se uma velocidade de 0,25m/s para o secundário, conforme especificações de projeto.

Figura 6.5: Resposta do AMB com o motor em funcionamento.

O secundário do motor não toca os retentores de proteção, pois o desvio máximo do valor do entreferro nominal é menor do que 0,3mm.

Os valores de pico das correntes elétricas i_{2u} , i_{2v} e i_{2w} são menores do que o valor máximo suportado pelo amplificador de potência (5A constante e 10A por 200ms).

O efeito da força radial provocada pelo motor linear é verificado com a análise das correntes i_{2a}^* e i_{2u} . Estas correntes, no movimento axial, deveriam ter valores próximos de zero, conforme observado no gráfico da figura 6.4. A força radial gerada pelo motor na direção do eixo x faz com que o AMB produza uma força compensatória, que altera seu valor em função da variação da massa, devido ao deslocamento axial.

Capítulo 7

7 CONCLUSÕES

A aplicação de máquina *bearingless*, excitada com corrente contínua, utilizada como um mancal magnético ativo para um motor de indução linear tubular é proposta, implementada e analisada nesta tese. Esta opção por um AMB com 3 fases permite um menor número de conexões e uma menor quantidade de dispositivos de potência. A área de mancais magnéticos é promissora e tem grande potencial de desenvolvimento, como demonstram as diversas publicações e congressos específicos sobre este assunto. Existem não apenas estudos e protótipos, mas empresas que já comercializam AMB. A grande maioria das pesquisas e aplicações tratam de mancais magnéticos utilizados em máquinas rotativas. O trabalho desenvolvido com o AMB aplicado a um motor linear tubular contribui para o desenvolvimento de um novo campo de aplicação de mancais magnéticos.

Resultados experimentais mostraram que uma suspensão magnética estável é obtida com os controladores de posição e de corrente elétrica propostos. O AMB respondeu de maneira satisfatória às perturbações existentes durante o funcionamento do motor linear tubular.

Este trabalho é multidisciplinar, envolvendo mecânica, eletro-eletrônica e desenvolvimento de *software*.

A fase inicial deste trabalho consistiu no dimensionamento do eletroímã. Esta fase foi de extrema importância, pois se deve levar em conta as condições adversas de operação a que o AMB estará sujeito, considerando-se não apenas as condições do regime estacionário, mas também as perturbações existentes. A utilização do método dos elementos finitos foi primordial na especificação do eletroímã, pois permitiu o estudo da força radial desenvolvida em função da corrente elétrica aplicada nos enrolamentos, bem como a visualização das condições de saturação do eletroímã.

O dimensionamento do eletroímã foi feito supondo que a parte do secundário do motor, que contém cobre, gera um acréscimo pequeno na força radial total, mas após os experimentos verificou-se que esta força foi praticamente o dobro da prevista

pelo MEF. A simulação em duas dimensões (2D), no plano xy , pelo MEF e os cálculos teóricos foram realizados considerando como geradora de força radial apenas a parte de aço-silício, que equivale à metade (70mm) do comprimento axial total do mancal (140mm). De fato, as ranhuras, que contém cobre, causam um desvio das linhas de fluxo do estator do AMB para os dentes adjacentes do secundário do motor, composto de aço-silício. Deste modo, gera-se uma força radial maior, se o sistema não estiver saturado. Resultados mais precisos do valor da força radial podem ser obtidos, em experimentos futuros, realizando-se uma simulação pelo MEF em três dimensões (3D).

A consideração de que a força radial é dada pela derivada da indutância mútua e corrente nos enrolamentos (CHIBA et al., 2005) foi importante na obtenção da levitação inicial do sistema e possibilitou a determinação dos fatores força/corrente e força/deslocamento. Uma melhor resposta do sistema foi possível quando se considerou que a força radial depende também do fator força/deslocamento.

O amplificador de potência suportou os valores de corrente elétrica em regime estacionário e durante o transitório. O valor de pico de corrente elétrica é exigido durante a inversão do sentido de movimento e com o secundário do motor em balanço. Neste momento, exige-se também uma resposta rápida do circuito de corrente elétrica. Melhora-se a resposta dinâmica do circuito de potência utilizando-se uma tensão de alimentação de valor maior, conforme verificado nas simulações realizadas. Deste modo, o AMB pode ser utilizado na presença de distúrbios com valores maiores.

Conforme apresentado em (SCHWEITZER; MASLEN, 2009) e detectado neste projeto, os sensores sofrem uma grande interferência devida aos amplificadores de potência chaveados. Neste trabalho, esta interferência é causada pelo amplificador de potência do AMB e pelo inversor de frequência que alimenta o motor linear. O ruído induzido nos sensores de posição foi em parte minimizado com a introdução de um sistema de aterramento no motor, no eletroímã, no amplificador de potência e no inversor de frequência.

Operando de maneira diferencial, o efeito do ruído dos sensores é minimizado, mas em contrapartida, tem-se um custo mais elevado do sistema. Na tentativa de

minimizar a interferência nos sensores de posição pode-se pensar fixá-los em material isolante e/ou blindá-los. Neste projeto os sensores estão fixados na carcaça do eletroímã.

A escolha do sensor indutivo como sensor de posição radial apresenta-se adequada, considerando a aplicação do sistema na extração de petróleo e em função da composição dos materiais presentes no secundário do motor, tais como: aço-silício, cobre e capa magnética metálica de aço carbono com fina espessura.

Os sensores de posição podem ter a função adicional na identificação de possíveis rachaduras, presentes no secundário do motor linear tubular.

Nesta pesquisa utilizou-se um controlador do tipo PID + filtro para realizar o controle da posição radial. Este tipo de estratégia é utilizada com resultados satisfatórios em AMB. Verificou-se que o controlador de posição apresentou uma boa rejeição ao ruído em alta frequência, presente nos sensores de posição. Após a implementação inicial do controlador de posição, observou-se que durante o movimento axial do secundário do motor o sistema tornava-se instável. Avaliou-se a possibilidade de utilização de controle adaptativo em função da variação da massa suportada pelo AMB, mas na verdade, após análise verificou-se que o modelo do mancal deveria incluir o fator força/deslocamento (k_s). Com o projeto do novo controlador, o sistema ficou estável e apresentou uma resposta transitória satisfatória na presença das perturbações.

Quando o sistema de corrente foi incluído na análise de projeto do controlador, ou seja, foi incluído atraso, a margem de fase reduziu, chegando perto da instabilidade. Pode-se utilizar um controlador por avanço de fase de ordem maior para melhorar a margem de fase e estabilidade do sistema.

No futuro, com a instalação do segundo AMB, avalia-se que o efeito da perturbação devida ao motor linear tubular será reduzido, pois com os dois AMBs em operação consegue-se controlar a excentricidade do secundário com relação ao motor, o que não foi possível tendo-se um mancal mecânico.

Na aplicação em extração de petróleo existe um problema em relação ao espaço disponível para o AMB. Será necessário compactá-lo em diâmetro e comprimento axial. Em função dos resultados experimentais e considerando o

movimento axial do secundário com o motor desligado, pode-se concluir que o mancal com metade de seu comprimento axial atenderia na geração da força radial necessária. O pico de força, e indiretamente de corrente elétrica, aparece, conforme descrito anteriormente, durante a inversão no sentido de movimento do secundário em balanço. Deste modo, o circuito de potência e eletroímã devem ser dimensionados para atender este pico de corrente em um curto intervalo de tempo.

Ao invés de se utilizar o mancal proposto com três fases, em continuidade ao trabalho proposto, pode-se utilizar um eletroímã bifásico, alimentado com o mesmo amplificador de potência chaveado de 3 fases. Tendo-se, deste modo, as vantagens já apresentadas para o mancal de 3 fases com relação à menor quantidade de dispositivos de potência e número de conexões, e agora, uma melhor definição com relação à indutância das bobinas e conseqüentemente uma melhor definição no controle de corrente elétrica.

Quando em operação no “mundo real”, o sistema MATÆOS mais AMB será instalado na posição vertical ou com uma pequena inclinação em relação ao eixo vertical, sendo ambas as situações de operação mais favoráveis do que a considerada neste trabalho.

Outras dificuldades identificadas durante o projeto e implementação do sistema foram:

- na calibração do sensor de posição com relação à centralização do campo magnético existente entre o estator do AMB e o secundário do motor, pois em função do comprimento axial do eletroímã a posição medida é pontual e muitas vezes não corresponde ao exato valor do entreferro;
- na determinação experimental da relação força/corrente elétrica e da relação força/deslocamento;
- no alinhamento e centralização do AMB com o motor linear, pois o secundário do motor deve estar centralizado tanto com relação ao estator do AMB como com relação ao primário do motor linear tubular. A perturbação provocada pelo motor cresce proporcionalmente com a excentricidade do secundário;
- instabilidade da mesa que sustenta o motor linear tubular e o AMB.

Este trabalho não esgotou todas as possibilidades de projeto de sistemas de mancais magnéticos. Muitas outras configurações de projeto de controladores e de atuadores podem ser estudadas e aplicadas no AMB no sentido de promover o aprimoramento dos resultados obtidos. A seguir são apresentadas algumas sugestões de pesquisas futuras para efeito de comparação e melhoria do sistema:

- montagem do segundo mancal magnético com os seus respectivos sensores e atuadores;
- estudo de novos modelos matemáticos, principalmente após a instalação do segundo AMB;
- estudo da flexibilidade do secundário do motor;
- utilização de *software* de elementos finitos para uma melhor análise das flexões presentes no secundário do motor;
- utilização de *software* de elementos finitos, em três dimensões, para uma análise mais acurada da força radial magnética gerada pelo eletroímã;
- projeto de novos amplificadores de potência que melhorem o desempenho dinâmico do sistema;
- projeto de novas configurações de eletroímãs, tais como 8-pólos e híbrido;
- aplicação da filosofia do *sensorless* na determinação da posição radial;
- testar outras estratégias de controle e compará-las com o controlador de posição desenvolvido. Alguns dos controladores a serem desenvolvidos são: controlador avanço-atraso de ordem maior e controlador baseado na teoria de controle robusto (LQG/LTR e H_∞);
- novas técnicas de controle aplicadas ao controlador de corrente elétrica.

APÊNDICES

APÊNDICE A – CÁLCULO DA MASSA DO SECUNDÁRIO DO MOTOR

Na figura A.1 tem-se a seção longitudinal do motor linear tubular com os respectivos diâmetros e materiais empregados na fabricação. Os dados geométricos são encontrados na tabela A.1

Verifica-se, através da figura A.1 e tabela A.1, que a massa do secundário do motor (M_{sec}) é dada pela soma das massas do núcleo (coroa), da capa magnética e da gaiola do secundário.

Figura A.1: Seção longitudinal do motor tubular com diâmetros e materiais empregados.

(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Tabela A.1: Dados geométricos do motor tubular.

(Fonte: ALVARENGA, 2004)

Descrição	Variável	Valor
Diâmetro interno do motor	D_1	24 mm
Diâmetro externo da coroa do secundário	D_2	46 mm
Diâmetro interno da capa magnética do secundário	D_3	57,9 mm
Diâmetro externo da capa magnética do secundário*	D_4	60,1 mm
Diâmetro interno da capa magnética do primário	D_5	63,5 mm
Diâmetro externo da capa magnética do primário	D_6	66 mm
Diâmetro interno da coroa do primário	D_7	115 mm
Diâmetro externo do motor	D_8	124 mm
Comprimento da parte ativa de um módulo	L_t	750 mm
Comprimento total do secundário	L_s	2400 mm
Largura da ranhura do secundário		5 mm
Largura do dente do secundário		5 mm

* novo valor medido com paquímetro

A massa do núcleo (coroa) do secundário é dada por

$$M_{nuc} = \rho_{ac} \left[\left(\frac{D_2}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_1}{2} \right)^2 \right] \pi L_s = 22,8 \text{ kg},$$

onde $\rho_{ac} = 7840 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ é a densidade do aço carbono.

A massa da capa magnética do secundário, considerando-se que a densidade deste material tem o mesmo valor da densidade do aço carbono, é dada por:

$$M_{cap} = \rho_{ac} \left[\left(\frac{D_4}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_3}{2} \right)^2 \right] \pi L_s = 3,8 \text{ kg}.$$

A massa da gaiola do secundário, que é composta pelo cobre e aço silício laminados, é dada por:

$$M_{gai} = \left(\frac{\rho_{as} + \rho_{cu}}{2} \right) \left[\left(\frac{D_3}{2} \right)^2 - \left(\frac{D_2}{2} \right)^2 \right] \pi L_s = 19,4 \text{ kg},$$

onde $\rho_{ac} = 7700 \frac{kg}{m^3}$ ρ_{as} é a densidade do aço silício e $\rho_{cu} = 8930 \frac{kg}{m^3}$ valor é a densidade do cobre laminado.

Deste modo a massa do secundário do motor é:

$$M_{sec} = 46,0 kg .$$

Após a desmontagem do motor para instalação do AMB, foi possível pesar o secundário e obteve-se um valor de 45,6 kg, valor este utilizado no projeto.

APÊNDICE C – DESENHOS MECÂNICOS DO ELETROÍMÃ

Figura C.1: Dimensões da parte ativa do AMB.

Figura C.2: Detalhes da parte ativa do AMB.

APÊNDICE D – VALORES DAS INDUTÂNCIAS DO AMB

Nas páginas seguintes estão apresentados os valores das tensões e correntes elétricas aplicadas nos enrolamentos $4u$, $4v$, $4w$, $2u$, $2v$ e $2w$. Estes valores, juntamente com os valores das resistências nos enrolamentos e frequência angular foram aplicados nas equações (4.35) e (4.36), e calculada as indutâncias trifásicas.

Os valores das resistências são:

$$R_{4u} = R_{4v} = R_{4w} = 1,84\Omega;$$

$$R_{2u} = R_{2v} = R_{2w} = 1,96\Omega.$$

O valor da frequência angular considerado é:

$$\omega = 120\pi \text{ rad/s}.$$

As indutâncias trifásicas e bifásicas são apresentadas nas páginas seguintes no formato:

Matriz de Indutâncias 3 fases					
L4u	M4u4v	M4u4w	M4u2u	M4u2v	M4u2w
	L4v	M4v4w	M4v2u	M4v2v	M4v2w
		L4w	M4w2u	M4w2v	M4w2w
			L2u	M2u2v	M2u2w
				L2v	M2v2w
					L2w

Matriz de Indutâncias Bifásica			
L4a	M4a4b	M4a2a	M4a2b
	L4b	M4b2a	M4b2b
		L2a	M2a2b
			L2b

As indutâncias bifásicas foram calculadas aplicando-se a equação (4.37).

		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	0,0	3,01						74,85	-16,20	-16,56	0,92	2,27	3,25	65,78	-14,28	-14,59	0,81	2,00	2,86	80,33	0,09	-1,30	0,19
			3,03						76,20	-16,76	1,62	1,50	1,80		66,53	-14,67	1,42	1,31	1,58		81,04	-0,42	0,92
				3,03						75,84	2,52	0,52	2,93			66,21	2,21	0,46	2,57			136,80	-3,76
					1,89						75,60	-23,60	-21,89				105,98	-33,12	-30,72				132,96
						1,89						75,60	-22,16					105,98	-31,10				
							2,04						75,28						97,75				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	-0,60	2,97						75,70	-16,45	-16,75	-0,98	9,14	-14,51	67,43	-14,69	-14,96	-0,88	8,16	-12,96	82,29	0,11	1,32	16,84
			2,95						75,60	-16,70	-15,70	-2,29	3,37		67,80	-15,02	-14,12	-2,06	3,03		82,74	-16,34	2,95
				2,98						76,20	14,44	-7,12	5,23			67,65	12,85	-6,34	4,66			139,63	-0,86
					1,87						76,20	-23,40	-21,30				107,96	-33,19	-30,21				138,23
						1,91						76,20	-22,35					105,70	-31,04				
							1,86						76,30						108,69				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	-0,45	2,97						75,80	-16,50	-16,65	-0,88	6,68	-11,84	67,52	-14,74	-14,87	-0,79	5,97	-10,57	82,29	-0,04	1,42	13,20
			2,95						75,70	-16,76	-12,81	-1,88	3,02		67,89	-15,07	-11,52	-1,69	2,72		82,75	-13,19	1,91
				2,98						76,00	11,56	-5,20	4,04			67,47	10,29	-4,63	3,60			139,65	-0,88
					1,87						76,20	-23,39	-21,31				107,96	-33,18	-30,23				138,18
						1,91						76,25	-22,31					105,77	-30,98				
							1,86						76,25						108,62				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	-0,30	3,00						75,60	-16,48	-16,59	-0,66	5,35	-9,69	66,67	-14,57	-14,67	-0,58	4,73	-8,57	81,33	0,03	1,53	10,21
			2,98						75,60	-16,73	-9,89	-0,64	2,67		67,12	-14,89	-8,80	-0,57	2,38		81,95	-10,10	1,45
				2,98						75,48	8,27	-3,75	2,81			67,01	7,36	-3,34	2,50			140,28	-0,27
					1,84						75,20	-22,68	-22,20				108,29	-32,70	-32,00				140,96
						1,85						75,20	-23,04					107,70	-33,04				
							1,84						75,10						108,14				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	-0,15	3,00						75,50	-16,39	-16,48	-0,56	3,22	-4,91	66,58	-14,49	-14,57	-0,50	2,85	-4,34	81,12	0,02	0,08	5,86
			2,98						75,60	-16,83	-4,93	-0,54	1,86		67,12	-14,98	-4,39	-0,48	1,66		82,05	-5,89	0,82
				2,98						75,50	5,57	-2,43	1,82			67,03	4,96	-2,16	1,62			140,31	-0,34
					1,84						75,30	-22,66	-22,10				108,43	-32,67	-31,86				141,11
						1,85						75,30	-23,05					107,84	-33,05				
							1,84						75,20						108,29				

		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	0,15	3,01						75,80	-16,61	-16,70	0,78	-4,85	2,99	66,62	-14,64	-14,72	0,69	-4,27	2,63	81,35	0,05	1,45	-5,97
			3,01						76,20	-16,89	4,61	2,62	-2,58		66,97	-14,88	4,06	2,31	-2,27		81,86	5,44	1,15
				3,01						76,20	-5,50	1,90	-0,70			66,97	-4,85	1,67	-0,62			141,00	-0,04
					1,86						76,20	-23,00	-22,82				108,55	-32,80	-32,54				141,40
						1,86						75,90	-23,20					108,12	-33,09				
							1,85						75,76						108,50				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	0,30	2,99						76,80	-16,72	-16,80	0,71	-9,10	7,14	67,96	-14,83	-14,90	0,63	-8,07	6,33	82,91	0,00	1,45	-12,07
			3,01						77,96	-17,14	10,10	3,73	-5,19		68,53	-15,10	8,90	3,29	-4,57		83,56	11,80	1,36
				3,01						77,80	-10,88	4,40	-1,44			68,39	-9,59	3,88	-1,27			141,42	-0,01
					1,88						78,22	-22,83	-22,84				110,24	-32,21	-32,23				141,69
						1,91						78,09	-24,05					108,33	-33,40				
							1,91						78,04						108,26				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	0,45	3,00						78,70	-17,12	-17,07	0,71	-11,37	10,10	69,41	-15,14	-15,09	0,63	-10,05	8,93	84,68	-0,01	1,37	-15,89
			3,00						79,32	-17,26	13,63	4,46	-6,66		69,96	-15,26	12,05	3,94	-5,89		85,26	16,03	1,29
				3,00						79,40	-14,68	6,10	-2,10			70,04	-12,98	5,39	-1,86			142,49	0,15
					1,87						79,20	-22,53	-22,66				112,22	-31,96	-32,14				142,49
						1,94						79,50	-24,75					108,58	-33,84				
							1,94						79,60						108,71				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
0,0	0,60	3,00						78,76	-17,11	-17,16	0,76	-14,01	12,05	69,47	-15,13	-15,17	0,67	-12,39	10,65	84,77	0,11	1,59	-19,32
			3,00						79,21	-17,23	16,24	5,72	-7,94		69,87	-15,23	14,36	5,06	-7,02		85,25	18,69	1,65
				3,00						79,54	-17,23	7,00	-2,93			70,16	-15,23	6,19	-2,59			142,57	0,07
					1,87						79,30	-22,51	-22,64				112,37	-31,93	-32,11				142,42
						1,94						79,60	-24,70					108,71	-33,77				
							1,94						79,50						108,58				

		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
-0,600	0,0	3,00						76,63	-16,67	-17,02	-8,70	7,88	13,61	67,58	-14,74	-15,05	-7,69	6,97	12,03	82,76	0,27	-17,33	-3,54
			2,97						76,78	-16,83	7,87	-13,45	1,98		68,40	-15,03	7,03	-12,01	1,77		83,60	3,86	-14,85
				2,96						76,89	1,86	4,65	-13,12			68,73	1,67	4,17	-11,76			139,39	-3,97
					1,90						77,20	-24,54	-21,51				107,65	-34,26	-30,03				134,38
						1,91						77,12	-21,64					106,98	-30,05				
							2,00						76,76						101,67				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
-0,450	0,0	3,00						76,85	-16,69	-17,05	-7,70	6,79	11,62	67,77	-14,76	-15,08	-6,81	6,00	10,27	82,93	0,19	-15,13	-3,15
			2,96						76,88	-16,92	6,76	-11,75	1,86		68,72	-15,16	6,06	-10,53	1,67		83,89	3,17	-13,38
				2,96						76,90	1,01	3,55	-12,70			68,74	0,91	3,18	-11,38			139,36	-4,18
					1,91						77,21	-24,70	-21,61				107,10	-34,30	-30,01				135,31
						1,89						77,20	-21,40					108,22	-30,03				
							1,99						76,87						102,33				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
-0,30	0,0	3,01						76,23	-16,62	-17,01	-5,90	4,73	8,93	67,00	-14,65	-14,99	-5,20	4,17	7,87	82,02	0,18	-11,16	-2,48
			3,00						76,90	-16,96	5,34	-8,92	1,43		67,82	-15,00	4,72	-7,89	1,26		82,78	2,90	-9,75
				3,00						76,81	0,43	2,87	-8,83			67,74	0,38	2,54	-7,81			139,28	-3,84
					1,89						76,74	-24,26	-21,85				107,58	-34,05	-30,67				135,12
						1,89						76,65	-22,04					107,45	-30,93				
							2,01						76,58						100,93				
		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm)	y (mm)	I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w										
-0,15	0,0	3,00						75,27	-16,38	-16,73	-4,01	2,46	4,22	66,37	-14,48	-14,79	-3,55	2,18	3,73	81,20	0,16	-6,49	-1,36
			3,00						76,20	-16,83	3,07	-4,59	0,96		67,20	-14,88	2,71	-4,06	0,85		82,05	1,25	-5,71
				3,00						76,13	0,67	1,91	-5,45			67,14	0,59	1,69	-4,82			139,45	-4,00
					1,87						76,12	-24,03	-21,83				107,85	-34,09	-30,97				135,53
						1,87						76,12	-22,20					107,85	-31,49				
							2,00						75,67						100,23				

x (mm) y (mm)		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm) y (mm)		I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w	Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
0,15	0,0	2,99						75,44	-16,41	-16,80	2,19	-4,63	-3,72	66,75	-14,56	-14,90	1,94	-4,11	-3,30	81,47	0,10	6,10	-0,83
			2,96						74,94	-16,52	-0,81	4,80	-2,59		66,98	-14,80	-0,73	4,30	-2,32		81,61	2,07	6,00
				2,97						74,80	-3,73	-0,80	5,21			66,63	-3,33	-0,71	4,65			139,42	-3,76
					1,85						75,34	-23,54	-21,80				107,90	-33,75	-31,26				135,31
						1,85						75,34	-21,92				107,90	-31,43					
							1,99						75,02					99,86					
x (mm) y (mm)		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm) y (mm)		I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w	Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
0,30	0,0	3,02						77,75	-16,91	-17,24	5,19	-8,86	-6,21	68,12	-14,85	-15,14	4,56	-7,78	-5,45	83,10	-0,01	11,81	-1,95
			3,01						77,80	-17,01	-1,41	11,03	-4,08		68,39	-14,99	-1,24	9,72	-3,60		83,07	2,58	12,26
				3,03						77,62	-5,78	-2,15	10,65			67,78	-5,06	-1,88	9,32			139,30	-3,91
					1,92						77,57	-24,39	-22,60				107,04	-33,70	-31,22				134,39
						1,90						77,79	-21,64				108,48	-30,21					
							2,06						77,67					99,88					
x (mm) y (mm)		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm) y (mm)		I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w	Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
0,45	0,0	3,00						78,79	-17,14	-17,38	7,16	-11,50	-8,59	69,49	-15,16	-15,37	6,33	-10,17	-7,60	84,81	0,08	16,05	-2,06
			2,99						78,51	-16,91	-2,89	14,53	-4,93		69,48	-15,00	-2,56	12,89	-4,37		84,40	2,35	16,27
				3,00						78,60	-6,73	-3,05	14,23			69,33	-5,95	-2,70	12,58			139,99	-4,27
					1,95						78,70	-24,95	-22,95				106,93	-33,94	-31,22				134,75
						1,90						78,84	-21,12				109,95	-29,49					
							2,07						78,60					100,59					
x (mm) y (mm)		Correntes Elétricas (A)						Tensões Elétricas (V)						Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
x (mm) y (mm)		I4u	I4v	I4w	I2u	I2v	I2w	V4u	V4v	V4w	V2u	V2v	V2w	Matriz de Indutâncias (mH)						Matriz de Indutâncias (mH)			
0,60	0,0	3,00						78,66	-17,13	-17,29	9,05	-14,16	-9,89	69,38	-15,15	-15,29	8,00	-12,52	-8,74	84,65	0,05	19,33	-2,41
			2,99						78,42	-16,92	-3,70	16,65	-5,03		69,40	-15,01	-3,28	14,77	-4,46		84,36	2,21	18,83
				3,00						78,56	-7,56	-4,10	16,74			69,29	-6,68	-3,63	14,80			139,75	-4,32
					1,95						78,51	-24,97	-22,91				106,67	-33,97	-31,16				134,55
						1,90						78,72	-21,10				109,78	-29,46					
							2,07						78,46					100,41					

APÊNDICE E – RESPOSTA EM FREQUENCIA DO SISTEMA

Figura E.1 Resposta em frequência da planta mecânica + eletroímã + fator motor.

Figura E.2: Resposta em frequência do controlador.

APÊNDICE F – PROGRAMA DE CONTROLE

A título de exemplo é apresentado o programa desenvolvido em LabVIEW para o controlador de posição e controlador de corrente que serão aplicados no FPGA.

Na figura F.1 tem-se a parte relativa à aquisição dos sinais de posição. As figuras F.2a, F.2b e F.2c correspondem ao controlador de posição. A figura F.3 refere-se ao controlador de corrente.

Figura F.1: Aquisição dos sinais de posição.

(a)

Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.

(b)

Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.

(c)

Figura F.2: Controlador de posição: (a) parte 1; (b) parte 2 e (c) parte 3.

Figura F.3: Controlador de corrente elétrica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. ALVARENGA, B. P. **Proposta de aplicação de motor de indução linear tubular na extração de petróleo**. 2004. 168p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2004.
2. ALVARENGA, B. P.; CHABU, I. E.; CARDOSO, J. R. “Thermal Characterization of Long Electrical Devices – Application to a Tubular Linear Induction Motor”, *Proceedings of the IEEE-IEMDC*, 2003, vol.2, pp.938-942.
3. AMEMIYA, J.; CHIBA, A.; DORRELL, D.G.; FUKAO, T. Basic characteristics of a consequent-pole-type bearingless motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.41, n.1, p. 82-89, January, 2005.
4. BISHOP, R.H.; DORF, R.C. **Modern control systems**. 8.ed. Addison-Wesley Longman, Inc., 1998.
5. BITTAR, A. **Levitação magnética de uma barra flexível**. 1993. 158p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 1993.
6. BITTAR, A. **Controle da suspensão eletromagnética do protótipo de um veículo**. 1998. 219p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 1998.
7. BITTAR, A.; SALES, R. M. H_2 and H_∞ control for MagLev vehicles. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 18, n. 4, p. 18-25, 1998.
8. CAMPO, A. B. **Controle de propulsão e levitação de um MAGLEV eletrodinâmico**. 2001. 131p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2001.
9. CHANGSHENG, Z.; ZHIWEI, M. A PWM based switching power amplifier for active magnetic bearings. **Proceedings 8th International conference on electrical machines and systems**. ICEMS 2005, v. 2, p. 1563-1568, September, 2005.
10. CHEN, S.L.; HSU, C. T. Optimal design of a three-pole active magnetic bearing. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.38, n.5, p. 3458-3466, September, 2002.

11. CHEN, S.L.; HSU, S.Y. Analysis and control of a three-pole permanent magnet type bearingless. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings**. Nara, Japan, August 26-29, 2008 p. 103-107.
12. CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIMA, M.; TAKEMOTO, M.; DORRELL, D. G. **Magnetic bearings and bearingless drives**. London: Elsevier/Newnes, 2005.
13. CHIBA, A. et al. Radial force in a bearingless reluctance motor. **IEEE Transaction on Magnetics**, v. 27, n. 2, p. 786-791, 1991.
14. CHIBA, A. et al. Characteristics of a bearingless induction motor. **IEEE Transaction on Magnetics**, v. 27, n. 6, p. 5199-5201, November, 1991.
15. CLARKE, E. **Circuit analysis of a. c. power systems**. New York: Wiley, v.1, 1943.
16. COSTA, E. A.; CHABU, I. E., CRUZ, J.J. Application of active magnetic bearing for tubular linear induction motor in oil pumping. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings**. Nara, Japan, August 26-29, 2008, p. 225-231.
17. COSTA, E. A. **Controle da suspensão eletromagnética de um veículo MagLev**. 2004. 113p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2004.
18. COSTA, E. A. et al. Control and optimization of the electromagnetic suspension operation of a Maglev vehicle. **17th International Congress of Mechanical Engineering**. São Paulo, November 2003. paper 1020. 1 CD-ROM.
19. CRUZ, J. J. **Controle robusto multivariável**. São Paulo: Edusp, 1996.
20. DAN, Z.; CHANGSHENG, Z. A novel hysteresis current control strategy for switching power amplifiers in active magnetic bearings. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings**. Nara, Japan, August 26-29, 2008, p. 426-432.
21. EARNSHAW, S. On the nature of the molecular forces which regulate the constitution of the luminiferous ether. **Trans. Cambridge Philosophical Soc.**, v.7, p.97-112, 1842.
22. FALCONE, A.G. **Eletromecânica**. São Paulo: Edgar Blucher, 1985.
23. HANGYU, H; SHI, L.; ZHAO, L; ZHANG, L. Identification of active magnetic bearing system based on virtual instruments. **Proceedings 10th International**

- symposium on magnetic bearings.** Switzerland, August 21-23, 2006, p. 363-367.
24. HIROMI, T.; KATOU, T.; CHIBA, A.; RAHMAN, M.A.; FUKAO, T. A novel magnetic suspension-force compensation in bearingless induction-motor drive with squirrel-cage rotor. **IEEE Transaction on Industry Applications**, v. 43, n. 1, p. 66-76, 2007.
 25. HOSHI, H.; SHINSHI, T.; TAKATANI, S. Third-generation blood pumps with mechanical noncontact magnetic bearings. **Artificial Organs**. v.30, n.5, p. 324-338, May, 2006.
 26. HYEONG, J.A. Dynamic performance limitation in driving a radial AMB with space vector pwm. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings.** Nara, Japan, August 26-29, 2008, p. 54-61.
 27. JASTRZEBSKI, R.; PÖLLÄNEN, R.; PYRHÖNEN, O.; KÄRKKÄINEN, A.; SOPANEN, J. Modeling an implementation of active magnetic bearing rotor system for FPGA-based control. **Proceedings 10th International symposium on magnetic bearings.** Martigny, Switzerland, August, 2006.
 28. LOSCH, F. Detection and correction of actuator and sensor faults in active magnetic bearing systems. **Proceedings 8th International symposium on magnetic bearings.** Mito, Japan, August 26-28, 2002, p. 113-118.
 29. KAILATH, T. **Linear systems.** USA: Prentice Hall Inc., 1980.
 30. KASARDA, M.E.F. An overview of active magnetic bearing technology and applications. **The Shock and Vibration Digest**, v.32, n.2, p.91-99, March, 2000.
 31. KAZMIERKOWSKI, M.P.; KRISHMAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in power electronics: selected problems.** California: Academic Press 2002.
 32. KEITH, F.J.; MASLEN, E.H.; HUMPHRIS, R.R.; WILLIAMS, R.D. Switching amplifier design for active magnetic bearing. **Proceedings 2nd International symposium on magnetic bearings.** Tokyo, Japan, July, 1990, p. 211-218.
 33. KNOSPE, C.R.; COLLINS, E.G. Introduction to the special issue on magnetic bearing control. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v.4, n.5, p.481-483, September, 1996.
 34. LEE, H. W.; KIM, K. C.; LEE, J. Review of maglev train technologies. **IEEE Transactions on Magnetism**, v.42, n.7, p. 1917-1925, July, 2006.

35. LEVINE, W.S. (editor) **The Control HandBook**. USA: CRC Press Inc., 1996.
36. LI, M.H.; PALAZZOLO, A.B.; PROVENZA, A.J.; BEACH, R.F.; KASCAK, A.F. Fault tolerant homopolar magnetic bearings. **IEEE Transactions on Magnetism**, v.40, n.5, p. 3308-3318, 2004.
37. MATSUMURA, F.; OKADA, Y.; FUJITA, M.; NAMERIKAWA, T. State of the art of magnetic bearing (overview of magnetic bearing research and applications). **JSME International Journal**. v. 40, n. 4, p. 553-560, 1997.
38. MITSUDA, H. et al. Energy storage flywheel system with SMB and PMB. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings**. Nara, Japan, August 26-29, 2008, p. 341-346.
39. MIZUNO, T.; ARAKI, K.; BLEULER, H. Stability analysis of self-sensing magnetic bearing controllers. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v.4, n.5, p. 572-579, September, 2006.
40. MYOUNGGYU, D.N.; SEONG, R.C.; WANG, J.; XU, L. Design and implementation of fault-tolerant magnetic bearing system for turbo-molecular vacuum pump. **IEEE Transactions on Mechatronics**, v. 10, n. 6, p. 626-631, December, 2005.
41. NAMERIKAWA, T.; FUJITA, M.; MATSUMURA, F. Experimental verification con gain schedule H robust control of magnetic bearing. **JSME International Journal**. v. 40, n. 4, p. 561-569, 1997.
42. NONAMI, K.; LIU, Z.H. Zero power nonlinear control of magnetic bearing system. **Proceedings 8th International symposium on magnetic bearings**. Mito, Japan, August 26-28, 2002, p. 83-90.
43. NONAMI, K.; WEIDONG, H.E.; NISHIMURA, H. Robust control of magnetic levitation systems by means of H_∞ control / μ -synthesis. **JSME International Journal**. v. 37, p. 513-520, September, 1994.
44. NONAMI, K.; IDE, N.; UEYAMA, H. Robust control of magnetic bearing systems using μ -synthesis descriptor form. **JSME International Journal**. v. 40, n. 4, p. 688-693, 1997.
45. OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 3.ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1998.
46. ORSINI, L.Q. **Introdução aos sistemas dinâmicos**. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1985.

47. ORSINI, L.Q. **Eletromagnetismo**. São Paulo: EPUSP, 1984.
48. ROSSINI, W. M.; ALVARENGA, B. P.; CHABU, I. E.; CRUZ, J. J.; CARDOSO, J. R.; SALES, R. M. "A new conception for subterranean oil pumping" *I Petroleum and Chemical Industry Conference, IEEE-PCIC*, Brazil, 2006, v.1, p. 82-91.
49. ROSSINI, W. M.; ALVARENGA, B. P.; CHABU, I. E.; CRUZ, J. J.; CARDOSO, J. R.; SALES, R. M. "New concept for lifting in Oil Wells" **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.44, n.4, p. 951-961, July/August, 2008.
50. SALAZAR, A.O.; CHIBA, A.; FUKAO, T. A review of developments in bearingless motors. **Proceedings 7th International symposium on magnetic bearings**. Zurich, August, 2000, p. 335-.
51. SANDTNER, J; BLEULER, H. Compact passive electrodynamic thrust bearing. **Proceedings 11th International symposium on magnetic bearings**. Nara, Japan, August 26-29, 2008, p. 347-350.
52. SCHAMMASS, A.; HERZOG, R.; BUHLER, P.; BLEULER, H. New results for self-sensing active magnetic bearings using modulation approach. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v.13, n.4, p. 509-516, July, 2005.
53. SCHWEITZER, G.; BLEULER, H; TRAXLER, A. **Active magnetic bearings: basics, properties and applications of active magnetic bearings**. Reprint. Zürich: Authors Working Group, 2003.
54. SCHWEITZER, G.; MASLEN, E.H. **Magnetic Bearings: theory, design, and application to rotating machinery**. London – New York: Springer Verlag, 2009.
55. SCHOB, R.; REDEMANN, C.; GEMPP, T. Radial active magnetic bearing for operation with a 3-phase power converter. **Proceedings 4th International symposium on magnetic suspension technology**. Gifu, Japan, 1997, p. 111-124.
56. SILVA, I. **Mancais magnéticos híbridos do tipo atração com controle uniaxial**. 2005. 162p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2005.
57. SINHA, P.K. **Electromagnetic suspension: dynamics and control**. London: Peter Peregrinus Ltd, 1987.

58. UENO, S.; OKADA, Y. Characteristics and control of a bidirectional axial gap combined motor-bearing. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v.5, n.3, p. 310-318, September, 2000.
59. VISCHER, D.; BLEULER, H. Self-sensing active magnetic levitation. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.29, n.2, p. 1276-1281, March, 1993.
60. WANG, J.; XU, L. Analysis and modeling of a switching power amplifier for magnetic bearing. **IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, p. 2257-2261, May, 2009.
61. YIN, J. S.; SUL, S. K.; AHN, H. J.; HAN, D. C. Sensorless position control of active magnetic bearings based on high frequency signal injection with digital signal processing. **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC 04. Nineteenth Annual IEEE**, v.2, p. 1351-1354, February, 2004.
62. ZHOU, K; DOYLE, J. C. **Robust and optimal control**. New Jersey: Prentice Hall, 1996.