LEANDRO HENRIQUE MONACO

**CONTROLE DE SISTEMA DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS
PARA UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

**São Paulo
2012**

LEANDRO HENRIQUE MONACO

**CONTROLE DE SISTEMA DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS
PARA UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia

**São Paulo
2012**

LEANDRO HENRIQUE MONACO

**CONTROLE DE SISTEMA DE MANCAIS MAGNÉTICOS ATIVOS
PARA UM MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do Título de Mestre em
Engenharia

Área de Concentração:
Engenharia de Sistemas

Orientador: Prof. Dr. José Jaime da Cruz

**São Paulo
2012**

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, 26 de novembro de 2012.

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Monaco, Leandro Henrique

Controle de sistema de mancais magnéticos ativos para um motor de indução linear tubular / L.H. Monaco. -- ed.rev. -- São Paulo, 2012.

155 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.

1. Sistemas de controle 2. Motores de indução 3. Petróleo (Extração) 4. Engenharia elétrica I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle II. t.

A Deus, a N. Sra. Desatadora dos Nós,
à minha família e ao meu amor Grasielle.

AGRADECIMENTOS

A Deus e a Nossa Senhora Desatadora dos Nós, por terem me amparado, iluminado, protegido e abençoado ao longo de minha vida, e em especial neste trabalho.

À minha família, pois sem eles eu não seria o que sou e não teria chegado nem à metade do caminho.

À minha noiva Grasielle, pelo amor, carinho, paciência e compreensão durante todo o meu trabalho, e também por diversos finais de semana de estudos, alguns em casa, outros no laboratório da escola.

Agradeço imensamente ao meu orientador, prof. Dr. José Jaime da Cruz, pelo apoio, compreensão, estímulo e paciência ao longo da pesquisa.

Aos professores Dr. Eduardo Alves da Costa e Dr. Eduardo Ivan Chabu pelo apoio e incansável dedicação em inúmeras situações da pesquisa.

Ao meu gerente Marcelo Gesualdi, que me apoiou ao longo deste trabalho, incentivando-me a cumpri-lo do início ao fim.

A todos meus amigos, familiares e colegas que acreditaram em mim.

A todos que colaboraram direta ou indiretamente para a execução deste trabalho.

A todos esses, o meu muito obrigado!

“Combati o bom combate, terminei a
corrida, guardei a fé.”
(São Paulo, 2 Tm 4, 7).

RESUMO

Para aplicações de extração de petróleo de poços em terra foi desenvolvido pelo Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo um protótipo de motor de indução linear tubular (MILT), onde o movimento axial do secundário do motor aciona diretamente a bomba de extração situada no fundo do poço. Numa segunda etapa, foi prevista a substituição dos mancais mecânicos por dois mancais magnéticos ativos (AMBs), que permitem melhor movimentação e praticamente nenhum atrito, reduzindo o desgaste causado por impurezas contidas no petróleo extraído, e consequentemente os esforços de manutenção. Todavia, o protótipo atual possui apenas um mancal magnético, e o outro é mecânico. O presente trabalho apresenta a instalação do segundo mancal magnético ao protótipo do MILT, e propõe realizar o controle do sistema de mancais magnéticos para o MILT, tendo em vista um problema multivariável, onde as posições do secundário do motor em relação aos dois mancais são correlacionadas, bem como as ações de controle sobre os mesmos.

O trabalho faz uma revisão do sistema atual com um AMB, abordando sua concepção física, modelagem e o controlador, e tal controlador é replicado para o segundo AMB. Um novo modelo é apresentado, considerando o comportamento multivariável dos dois AMBs, e um sistema de controle robusto multivariável é projetado, através da técnica LQG/LTR. Resultados de simulação do novo controlador são analisados e comparados com os resultados experimentais do controlador atual aplicado aos dois AMBs, e apresentam-se as conclusões.

Palavras-chave: Controle de mancais magnéticos ativos; Controlador robusto multivariável LQG/LTR; Motor de indução linear tubular; Extração de Óleo; Poços de petróleo em terra.

ABSTRACT

For onshore oil extraction applications, a tubular linear induction motor (TLIM) prototype was developed by Applied Electromagnetism Laboratory (LMAG) of Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, on which the axial movement of the motor secondary drives the suction pump, placed in the down hole of the oil well. In a second step, it was planned to replace the mechanical bearings by two Active Magnetic Bearings (AMB), in order to have better movement and practically no friction, reducing damages caused by impurities in the oil, thus reducing maintenance effort. Nevertheless, the actual prototype has only one AMB, being the other one a mechanical bearing. This paper presents the installation of the second AMB onto TLIM prototype, and a proposal to implement the control algorithm for the TLIM magnetic bearing system, considering now a multivariable problem, where the position of the motor secondary for both AMB are related, as well as control efforts.

The present work review the actual system with only one AMB, approaching its physical construction, mathematical model and applied control system; and this control system is applied to the second AMB. A new model is presented, considering the AMB system multivariable behavior, and a multivariable robust control system is then designed, using LQG/LTR approach. Simulation results for the new controller are analyzed and compared to experimental results from the actual controller applied to both AMB, and some conclusions are presented.

Keywords: Active magnetic bearings control; LQG/LTR multivariable robust control system; Tubular linear induction motor; Oil extraction; Onshore oil wells.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Sistema “Cavalo Mecânico” para extração de óleo de poços em terra.	21
Figura 1.2 – Sistema para extração de óleo usando o Motor de Indução Linear Tubular.	22
Figura 1.3 – Protótipo do MATÆOS, o Motor de Indução Linear Tubular do LMAG.	22
Figura 1.4 – Mancal magnético instalado no MATÆOS.....	23
Figura 1.5 – Diagrama em blocos do Controle do Mancal Magnético: a) elementos físicos; b) elementos lógicos.	25
Figura 2.1 – Força radial no eixo x para um AMB tradicional de 8-pólos	32
Figura 2.2 – Princípio de geração de força radial: (a) fluxo de enrolamentos de torque; (b) fluxo de enrolamentos de suspensão.	34
Figura 2.3 – AMB com enrolamentos de torque (4a e 4b) e de suspensão (2a e 2b).	35
Figura 2.4 – Deslocamento do centro do secundário do motor com relação ao centro do estator.	36
Figura 2.5 – Circuito magnético equivalente ao secundário do motor.	38
Figura 2.6 – Disposição dos enrolamentos utilizados no projeto do AMB bifásico.	49
Figura 2.7 – Disposição dos enrolamentos utilizados no projeto do segundo AMB.....	49
Figura 2.8 – Circuito de potência dos enrolamentos de suspensão.	53
Figura 2.9 – Esquema de ligação elétrica dos enrolamentos de torque 4-pólos.....	55
Figura 2.10 – Detalhe da instalação do sensor de posição.	57
Figura 2.11 – Circuito de potência com controlador para o segundo AMB.	58
Figura 2.12 – Sistema com ambos os AMBs instalados, com o circuito de potência.	59
Figura 3.1 – Esquema de forças aplicadas ao secundário do MILT.	60
Figura 3.2 – Simulação do controlador SISO para perturbação d_y	67
Figura 3.3 – Simulação do controlador SISO para degrau de 0,1 mm na referência.	68
Figura 3.4 – Simulação do controlador SISO para degrau na perturbação d_y	69
Figura 4.1 – Desenho do MILT e os dois AMB, com as forças aplicadas no secundário.	72
Figura 4.2 – Esquema do secundário do motor, para cálculo do momento de inércia.	76
Figura 5.1 – Barreira de robustez de estabilidade para o sistema real.....	89
Figura 5.2 – Valores singulares da malha objetivo.....	92
Figura 5.3 – Condição de robustez de estabilidade – malha objetivo.....	93
Figura 5.4 – Valores singulares do sistema recuperado.....	94

Figura 5.5 – Condição de robustez da estabilidade da malha fechada.....	95
Figura 5.6 – Diagrama de blocos do sistema completo com o controlador robusto.....	97
Figura 5.7 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial do secundário.	99
Figura 5.8 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial para diversos valores de k_m	101
Figura 5.9 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial para diversos valores de p	102
Figura 5.10 – Simulação do sistema à condição inicial não nula.	103
Figura 5.11 – Simulação do sistema à condição inicial não nula para diversos valores de k_m	104
Figura 5.12 – Simulação do sistema à condição inicial não nula para diversos valores de p	105
Figura 5.13 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada.	106
Figura 5.14 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada para diversos valores de k_m	107
Figura 5.15 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada para diversos valores de p	108
Figura 5.16 – Condição de robustez da estabilidade para o sistema de controle SISO.	110
Figura 6.1 – Resposta do sistema em regime estacionário.....	113
Figura 6.2 – Resposta do sistema ao movimento axial do secundário.....	115
Figura 6.3 – Resposta do sistema a perturbações aplicadas no secundário.....	117
Figura 6.4 – Detalhe do tempo de resposta do sistema a perturbação aplicada no secundário.....	118
Figura 6.5 – Resposta do sistema a entradas em degrau nas referências.	119
Figura 6.6 – Detalhe do tempo de resposta do sistema a um degrau na referência.	120
Figura A.1 – Seção longitudinal do MATÆOS, com diâmetros e materiais empregados.....	129
Figura B.1 – Detalhe das bobinas 4-pólos do segundo AMB.	131
Figura B.2 – Detalhe das bobinas 2-pólos do segundo AMB.	132
Figura B.3 – Detalhe construtivo do estator do segundo AMB.	133
Figura B.4 – Detalhe das ranhuras do estator do segundo AMB.	134
Figura B.5 – Detalhe das bobinas 4a e 4b do AMB bifásico estudado.....	135
Figura B.6 – Detalhe das bobinas 2a e 2b do AMB bifásico estudado.....	136
Figura B.7 – Detalhe construtivo do estator do AMB bifásico estudado.	137
Figura B.8 – Detalhe das ranhuras do estator do AMB bifásico estudado.....	138

Figura C.1 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 1.	139
Figura C.2 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 2.	140
Figura C.3 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 3.	141
Figura C.4 – Leiaute da placa do circuito de potência.....	142
Figura C.5 – Disposição dos componentes na placa do circuito de potência.....	143
Figura C.6 – Trilhas da placa do circuito de potência.	144
Figura C.7 – Leiaute da placa do adaptador do CI SA306.....	145
Figura D.1 – Diagrama de blocos para simulação do controlador SISO – sistema completo.....	147
Figura D.2 – Diagrama de blocos do bloco Sistema_Desacoplado_Mancais.	148
Figura D.3 – Diagrama de blocos para simulação do controlador MIMO – sistema completo.....	149
Figura D.4 – Diagrama de blocos do bloco Sistema_Mancais.....	150
Figura E.1 – Lógica de controle – malha de posição.....	152
Figura E.2 – Lógica de controle – malha de corrente.....	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Especificações de projeto dos AMBs.	50
Tabela 2.2 – Parâmetros do segundo AMB.....	51
Tabela 2.3 – Parâmetros de relação da força gerada pelo segundo AMB.....	52
Tabela 2.4 – Parâmetros do CI amplificador de potência.	54
Tabela 2.5 – Parâmetros do sensor de corrente.	54
Tabela 2.6 – Parâmetros do sensor de posição.	57
Tabela 5.1 – Parâmetros e coeficientes utilizados no projeto do sistema de controle.....	83
Tabela A.1 – Dados geométricos do motor tubular.	130
Tabela C.1 – Especificações dos componentes do circuito de potência.	146
Tabela E.1 – Relatório do compilador FPGA para a lógica de controle.....	154

LISTA DE ABREVIATURAS

AMB	mancal magnético ativo (<i>active magnetic bearing</i>).
CI	circuito integrado.
CC	corrente contínua.
FMM	força magneto-motriz.
FPGA	arranjo de portas programável em campo (<i>field programmable gate array</i>).
LMAG	laboratório de eletromagnetismo aplicado.
LQG	regulador linear quadrático gaussiano (<i>linear quadratic gaussian</i>).
LQR	regulador linear quadrático (<i>linear quadratic regulator</i>).
LTR	recuperação de transferência da malha (<i>loop transfer recovery</i>).
MAGLEV	levitação magnética (<i>magnetic levitation</i>).
MATÆOS	motor assíncrono tubular para aplicação na extração de óleo submerso.
MILT	motor de indução linear tubular.
MOSFET	transistor de efeito de campo metal óxido semicondutor (<i>metal oxide semiconductor field effect transistor</i>).
PLC	controlador lógico programável (<i>programmable logic controller</i>).
PWM	modulação por largura de pulso (<i>pulse width modulation</i>).
rms	valor eficaz das medições (medidos com multímetro).
SISO	sistema com uma única entrada e uma única saída (<i>single input single output</i>).
SMD	componente de montagem em superfície (<i>surface mounting device</i>).
USP	Universidade de São Paulo.

LISTA DE SÍMBOLOS

$2a, 2b$	enrolamentos de suspensão ou força radial (2-pólos).
$4a, 4b$	enrolamentos de torque (4-pólos).
A_{2a}, A_{2b}	distribuição espacial da FMM dos enrolamentos 2-pólos.
A_{4a}, A_{4b}	distribuição espacial da FMM dos enrolamentos 4-pólos.
A_a, B_a, C_a	matrizes de dinâmica da planta aumentada, descrita em espaço de estados.
A_i, B_i	matrizes de dinâmica da malha de corrente, descrita em espaço de estados.
A_p, B_p, C_p, D_p	matrizes de dinâmica da planta nominal, descrita em espaço de estados.
$C_N(j\omega)$	matriz de transferência da malha fechada, após projeto do controlador robusto multivariável.
d	distância entre cada AMB e o ponto médio entre os dois AMB.
d_1	distância entre o primeiro AMB e o centro de massa do secundário do motor.
d_2	distância entre o segundo AMB e o centro de massa do secundário do motor.
d_{x1}, d_{y1}	Perturbação aplicada ao primeiro AMB, causada pela movimentação axial do secundário do MILT, nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
d_{x2}, d_{y2}	Perturbação aplicada ao segundo AMB, causada pela movimentação axial do secundário do MILT, nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
$e_m(\omega)$	vetor de erro máximo de modelagem, calculado na frequência angular ω .
F	força radial resultante.
F_{mx}, F_{my}	força motor devido à excentricidade do secundário na direção dos eixos x e y , respectivamente.
F_{mx1}, F_{my1}	força motor aplicada ao primeiro AMB devido à excentricidade do secundário na direção dos eixos x e y , respectivamente.
F_{mx2}, F_{my2}	força motor aplicada ao segundo AMB devido à excentricidade do secundário na direção dos eixos x e y , respectivamente.
F_x, F_y	força radial de suspensão nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
F_{x1}, F_{y1}	força radial produzida pelo primeiro AMB nas direções dos eixos x e y , respectivamente.

F_{x2}, F_{y2}	força radial produzida pelo segundo AMB nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
g	aceleração da gravidade.
g_e	valor do entreferro do AMB.
g_0	valor nominal do entreferro do AMB.
$G_i(s)$	matriz de transferência da malha de corrente.
$G_{int}(s)$	matriz de transferência dos integradores acrescentados à entrada da planta.
$G_{KF}(j\omega)$	matriz de transferência da malha objetivo.
$G_N(j\omega)$	matriz de transferência do sistema nominal.
$G_R(j\omega)$	matriz de transferência do sistema real, considerando todas as incertezas nos parâmetros.
I	vetor de correntes elétricas.
i_0	corrente de polarização do enrolamento.
I_1, I_3	correntes de magnetização das bobinas 1 e 3 do AMB tradicional de 8-pólos, respectivamente.
I_4	corrente contínua de excitação constante do enrolamento $4a$.
i_{2a}, i_{2b}	correntes instantâneas nos enrolamentos $2a$ e $2b$.
i_{2u}, i_{2v}, i_{2w}	correntes instantâneas nos enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$.
i_{4a}, i_{4b}	correntes instantâneas nos enrolamentos $4a$ e $4b$.
i_{4u}, i_{4v}, i_{4w}	correntes instantâneas nos enrolamentos $4u$, $4v$ e $4w$.
i_{x1}, i_{y1}	correntes instantâneas aplicadas ao primeiro AMB a fim de exercer força sobre o secundário do MILT nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
i_{x2}, i_{y2}	correntes instantâneas aplicadas ao segundo AMB a fim de exercer força sobre o secundário do MILT nas direções dos eixos x e y , respectivamente.
i_{y1}^*	<i>setpoint</i> da corrente i_{y1} , a ser aplicada ao primeiro AMB.
i_{y2}^*	<i>setpoint</i> da corrente i_{y2} , a ser aplicada ao segundo AMB.
J	momento de inércia do secundário do motor com relação ao seu centro de massa.
k_i	fator força radial pela corrente do enrolamento de suspensão do AMB.
k_m	fator motor.
k_s	fator força radial pelo deslocamento radial nos eixos x e y .
$K(s)$	matriz de transferência dos controladores.
L	matriz de indutâncias.

L_2	autoindutância dos enrolamentos 2-pólos.
L_4	autoindutância dos enrolamentos 4-pólos.
L_{2a}, L_{2b}	autoindutância dos enrolamentos $2a$ e $2b$.
L_{4a}, L_{4b}	autoindutância dos enrolamentos $4a$ e $4b$.
L_s	comprimento total do secundário do MILT.
L_{LQG}	parâmetro de projeto do controlador robusto multivariável.
m	massa total do secundário do motor linear.
M_{xxyy}	indutância mútua entre os enrolamentos xx e yy . Ex: M_{4a2b} : entre enrolamentos $4a$ e $2b$.
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	frequência angular da dinâmica da malha de controle de corrente.
P	força peso do secundário do MILT aplicada em seu centro de massa.
P_0	permeância magnética do entreferro nominal g_0 .
PWM_H	entrada digital do circuito PWM que habilita a chave MOSFET alta.
PWM_L	entrada digital do circuito PWM que habilita a chave MOSFET baixa.
R	raio do secundário do motor.
V_{2a}, V_{2b}	potencial magnético do secundário relativo aos enrolamentos $2a$ e $2b$.
V_4	tensão de alimentação dos enrolamentos 4-pólos do AMB.
V_s	tensão de alimentação do circuito de potência.
x_1, y_1, z_1	sistema de coordenadas fixo no primeiro AMB.
x_2, y_2, z_2	sistema de coordenadas fixo no segundo AMB.
W_m	energia magnética armazenada nos enrolamentos.
θ_x, θ_y	ângulo de rotação do secundário do motor referente aos movimentos na direção dos eixos x e y .
$\lambda_{2a}, \lambda_{2b}$	fluxo concatenado dos enrolamentos $2a$ e $2b$.
$\lambda_{4a}, \lambda_{4b}$	fluxo concatenado dos enrolamentos $4a$ e $4b$.
μ_0	permeabilidade magnética do ar.
μ_{LQG}	parâmetro de projeto do controlador robusto multivariável.
Ψ_1, Ψ_3	fluxos magnéticos gerados nas bobinas 1 e 3 do AMB tradicional de 8-pólos, respectivamente.
Ψ_{2a}, Ψ_{2b}	fluxos 2-pólos dos enrolamentos $2a$ e $2b$.

Ψ_{4a}, Ψ_{4b}	fluxos 4-pólos dos enrolamentos $4a$ e $4b$.
ϕ_s	posição angular no sentido anti-horário e medida em relação ao eixo x .
$\varepsilon_m(\omega)$	vetor de erro de modelagem, calculado na frequência angular ω .
ρ	parâmetro de recuperação da malha objetivo da técnica LQG/LTR.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	Objetivo	24
1.2	Justificativa	24
1.3	Metodologia.....	25
1.4	Revisão Bibliográfica	26
1.5	Estrutura do texto	29
2	O MANCAL MAGNÉTICO	31
2.1	Principais conceitos de mancais magnéticos.....	31
2.1.1	Princípio de geração da força radial	31
2.1.2	Força magneto-motriz e indutâncias do AMB	34
2.1.3	Relação entre corrente e força de suspensão	42
2.1.4	Linearização da força gerada pelo AMB	43
2.1.5	Conversão das correntes bifásicas para trifásicas.....	46
2.2	O segundo AMB	48
2.2.1	Especificações de projeto e parâmetros do segundo AMB.....	50
2.3	Circuito de potência e sensores de corrente	52
2.4	Sensores de posição	56
3	REVISÃO DO MODELO MATEMÁTICO E CONTROLADOR DO PRIMEIRO AMB	60
3.1	Revisão do modelo matemático	60
3.2	Revisão do controlador SISO	63
3.2.1	Especificações do controlador	63
3.2.2	Projeto do controlador.....	64
3.3	Simulações.....	66
3.4	Implementação do controlador	70
3.5	Validade da suposição de desacoplamento dos AMBs	70
4	NOVO MODELO MATEMÁTICO MULTIVARIÁVEL	72
4.1	Análise das dimensões, variáveis e forças do modelo	73

4.1.1	Dimensões físicas.....	73
4.1.2	Variáveis consideradas.....	73
4.1.3	Forças aplicadas ao secundário do motor	74
4.2	Considerações para o modelo.....	75
4.3	Análise dos movimentos previstos pelo modelo.....	76
4.4	Análise matemática sobre o modelo.....	77
4.4.1	Relações entre as grandezas	77
4.4.2	Dinâmica do sistema.....	79
5	NOVO SISTEMA DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL	81
5.1	Especificações de projeto do sistema de controle.....	81
5.2	Expressão do sistema no espaço de estados.....	83
5.2.1	Inclusão da dinâmica da malha de corrente	86
5.3	Definição da robustez de estabilidade.....	88
5.4	Inclusão de integradores na planta.....	90
5.5	Projeto do sistema de controle robusto multivariável	91
5.5.1	Escolha dos parâmetros de projeto μ_{LQG} e L_{LQG}	91
5.5.2	Cálculo da malha objetivo.....	92
5.5.3	Obtenção do controlador K(s) a partir do procedimento LTR	93
5.6	Simulações.....	97
5.7	Limitações do PLC na implementação do controlador	109
5.8	Verificação da robustez de estabilidade do controlador SISO	109
6	AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL.....	112
7	CONCLUSÕES	122
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	126
	APÊNDICES	128
A	DIMENSÕES DO MATÆOS.....	129
B	DETALHES CONSTRUTIVOS DO SEGUNDO AMB	131
C	CIRCUITO DE POTÊNCIA	139

D	DIAGRAMAS DE BLOCOS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES..	147
E	LÓGICA DE CONTROLE	151

1 INTRODUÇÃO

A fim de se realizar a extração de petróleo de poços em terra, usualmente utiliza-se uma estrutura chamada de cavalo mecânico (Figura 1.1), que consiste em um sistema de acionamento eletromecânico localizado na superfície do solo e provido de uma haste responsável por acionar a bomba de extração do óleo, localizada no fundo do poço. Todavia esta estrutura apresenta muitas desvantagens, como, por exemplo, a flexão das partes móveis e ruptura frequente da haste e a consequente necessidade de manutenção. Isto acarreta em perda de produtividade, além da limitação de profundidade de exploração dessa aplicação.

Figura 1.1 – Sistema “Cavalo Mecânico” para extração de óleo de poços em terra.
(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Com o intuito de melhorar o sistema de extração de petróleo, o Laboratório de Eletromagnetismo Aplicado (LMAG) da Escola Politécnica desenvolveu um protótipo de um motor de indução linear tubular (MILT), conhecido como MATÊOS (Motor Assíncrono Tubular para Aplicação na Extração de Óleo Submerso) (ALVARENGA, 2004). O secundário do motor é o próprio eixo central, que é acoplado diretamente à bomba instalada no fundo do poço, diminuindo assim a complexidade do sistema e, consequentemente, esforços de manutenção (Figura 1.2). Além disto, tal motor tem a característica de ser

modular, e assim pode-se ajustar o número de módulos conforme a profundidade e as características do poço. O protótipo do MATÆOS pode ser visto na Figura 1.3.

Figura 1.2 – Sistema para extração de óleo usando o Motor de Indução Linear Tubular.
(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Figura 1.3 – Protótipo do MATÆOS, o Motor de Indução Linear Tubular do LMAG.
(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Numa segunda etapa, uma proposta foi feita sobre o MATÆOS a fim de melhorar seu desempenho e aplicabilidade: a substituição dos mancais mecânicos por mancais magnéticos ativos (AMBs), conforme visto na Figura 1.4 (COSTA, 2009). O uso do mancal magnético diminui drasticamente o atrito do secundário, resultando em menores custos de manutenção do equipamento. Além disso, o fato de o motor linear ser utilizado na extração de petróleo poderia ocasionar problemas ao mancal mecânico devido à contínua exposição do mesmo ao fluido extraído do poço, normalmente cheio de impurezas e de elementos abrasivos (como areia, por exemplo).

Figura 1.4 – Mancal magnético instalado no MATÆOS.
(Fonte: COSTA, 2009).

O mancal magnético desenvolvido por (COSTA, 2009) possui dois conjuntos de bobinas: o enrolamento motor, que é excitado por uma corrente contínua, responsável pela geração de um fluxo estático que atua como um fluxo permanente (*bias flux*); e o enrolamento de suspensão, consistindo em um circuito trifásico operando na forma bifásica, responsável

pelo controle da posição do secundário do motor no mancal magnético. A aplicação mostrou-se muito promissora, o que pode tornar o motor linear tubular mais atraente sob a ótica da aplicação prática. Porém, nesse trabalho foi implementado apenas um mancal magnético; o outro permaneceu como mecânico.

O presente trabalho apresenta a instalação do segundo mancal magnético ao protótipo do MILT, e propõe realizar o controle do sistema de mancais magnéticos para o MILT, tendo em vista um problema multivariável.

1.1 Objetivo

O objetivo central deste trabalho é propor um novo sistema de controle para o conjunto de mancais magnéticos aplicados ao MILT, considerando a instalação do segundo AMB, de forma que o sistema opere de forma estável e atenda às especificações de projeto. Para isso é necessário montar o segundo AMB, instalar e calibrar os sensores de posição, confeccionar o circuito de potência para alimentá-lo e, por fim, colocar o conjunto em operação com o novo controlador.

1.2 Justificativa

A aplicação de sistemas de levitação magnética proporciona características atraentes, podendo-se citar a principal delas como a redução do atrito mecânico entre as partes envolvidas e conseqüentemente o desgaste dessas, levando assim à redução dos esforços de manutenção. Em alguns casos, possibilita também o aumento do desempenho do sistema, como nos casos de meios de transporte de alta velocidade (LEE et al., 2006), e motores de alta rotação (NAMERIKAWA et al., 1997). Além disso, o estudo do problema da levitação magnética atrai interesse de engenheiros de controle, devido à sua instabilidade e não linearidade. Sua aplicação nos mancais magnéticos, por exemplo, é um campo promissor e com muitos desenvolvimentos possíveis.

No problema do MILT, a aplicação dessa técnica permite, além da redução do atrito, também o controle ativo das vibrações do secundário do motor e a eliminação do desgaste do mancal, causado pelos elementos abrasivos e impurezas contidas no fluido extraído dos poços.

A motivação deste trabalho é prosseguir com o desenvolvimento do sistema de mancais magnéticos para o MILT, com enfoque no controle do sistema de mancais, após a instalação do segundo mancal.

1.3 Metodologia

O trabalho inicia-se com o estudo do AMB aplicado, abordando primeiramente conceitos teóricos de mancais magnéticos e elementos essenciais para sua operação, como os sensores de posição e corrente e o circuito de potência que controla as correntes aplicadas (Figura 1.5(a)). O modelo matemático e o controlador utilizado no primeiro AMB são estudados (Figura 1.5(b)), a fim de fornecer subsídios para um melhor conhecimento da aplicação, bem como permitir sua adaptação para o controle dos dois AMBs.

Figura 1.5 – Diagrama em blocos do Controle do Mancal Magnético: a) elementos físicos; b) elementos lógicos. (Fonte: autor).

Um novo modelo matemático é então proposto, considerando o conjunto de AMBs com um caráter multivariável, onde a operação de um mancal sobre o secundário do motor afeta o comportamento do segundo mancal. Com base nesse modelo, um novo controlador é proposto, levando em conta tal característica, além da robustez necessária devida à variação de parâmetros do modelo. Para isso, utiliza-se a técnica LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*). Resultados desse novo controlador multivariável são enfim comparados com os obtidos pela operação do sistema de controle SISO (*single input – single output*), aplicado aos dois mancais.

1.4 Revisão Bibliográfica

Nesta seção, a bibliografia utilizada ao longo do desenvolvimento deste trabalho é descrita e brevemente comentada.

Em (COSTA, 2009) encontra-se a base para o desenvolvimento do presente trabalho. Nesse, são encontrados os estudos desenvolvidos para o projeto do mancal magnético utilizado no MILT. São abordados desde a parte física do mancal magnético, com o projeto dos sensores e circuito de potência e do próprio mancal, baseado no método dos elementos finitos para estudo do fluxo magnético, até a parte de modelagem matemática e projeto do controlador. Importante ressaltar que o mancal magnético projetado não foi o tradicional modelo de 8-pólos, mas sim uma máquina primitiva *bearingless* (mancal-motor) de corrente contínua com a função de mancal. A corrente contínua é responsável por gerar um fluxo estático de 4-pólos para polarizar o secundário, como nos motores radiais; e o enrolamento de suspensão, alimentado por correntes trifásicas, faz o controle ativo da posição do secundário. Com isso, consegue-se uma redução da fiação necessária e do circuito de potência utilizado. Resultados de simulação e aplicação prática do mancal magnético no MILT indicam que o controle sobre a posição do eixo do secundário do motor linear apresentou comportamento satisfatório coerente com as especificações, o que torna possível sua utilização no motor linear. Uma síntese desse trabalho é apresentada no artigo de (COSTA et al., 2008).

Em (ALVARENGA, 2004) é apresentado todo o desenvolvimento do protótipo do MILT conhecido como MATÆOS para extração de óleo em poços de petróleo localizados em

terra. Esse protótipo também é objeto de estudo do presente trabalho, uma vez que é onde são instalados os mancais magnéticos. A função do MILT é substituir o atual sistema de acionamento das bombas de extração de petróleo através das hastes, chamado de cavalo mecânico, pois esse possui muitas perdas de energia, conforme apresentado no referido trabalho. Os resultados indicam que o MILT poderia substituir com vantagens o atual sistema.

Em (CHIBA et al., 2005), vários conceitos de mancais magnéticos e motores livres de mancais mecânicos são expostos e explicados, com os conceitos primários de mecânica e elétrica, bem como princípios de projeto e controle. Detalhes construtivos são apresentados, tanto da parte mecânica e o posicionamento correto dos sensores de posição, bem como do circuito de potência de acionamento do mancal magnético. Apresenta-se também o modelo de máquina primitiva *bearingless*, que opera como um mancal magnético, da mesma forma como aplicado em (COSTA, 2009), o que faz essa referência ser muito importante para o presente trabalho.

Da mesma forma, (SCHWEITZER; MASLEN, 2009) apresenta uma base de conhecimento teórico do funcionamento do mancal magnético e lista aplicações práticas. Aborda desde componentes de hardware necessários, aplicações de controle de mancais, características e critérios de projeto, terminando com áreas de desenvolvimento presentes, como mancais livres de sensores e motores livres de mancais mecânicos, e identificação de sistemas de mancais.

Em (CHEN et al, 2002) é apresentado o AMB de 3-pólos, com uma proposta de projeto ótimo. O artigo apresenta que este tipo de mancal possui diversas vantagens sobre o modelo tradicional de 8-pólos, que possibilitaria reduzir o custo de implementação de mancais magnéticos. São estudadas variáveis como corrente de polarização, ângulo de orientação dos pólos, número de bobinas dos enrolamentos e tamanho da face do pólo, de forma a otimizar o número de amplificadores de potência e as perdas de magnetização do rotor em estado estacionário. É apresentado o projeto, e os resultados são comparados com o AMB de 8-pólos.

Alguns trabalhos que apresentam conceitos da construção e implementação dos mancais magnéticos, como circuitos de potência, constituem também fonte de pesquisa importante para compreensão do circuito implementado e possíveis novos desenvolvimentos.

Em (CHANGSHEN et al., 2005), apresentam-se os detalhes da implementação de um circuito para amplificador de potência chaveado baseado na técnica de PWM, com malha

de controle da corrente, ou controlador de dois estágios, como é apresentado no artigo. Esse trabalho é importante, pois apresenta características de implementação física do mancal magnético com uma formulação similar à utilizada no mancal magnético atualmente instalado no MILT em estudo. Diferentes propostas para o circuito de potência chaveado são apresentadas em (DAN et al., 2008) e (WANG et al., 2009).

Em (JASTRZEBSKI et al., 2006) é proposta uma implementação de sistema de controle para AMBs em um sistema FPGA. É proposto o controle ótimo do tipo LQ, baseado em um modelo do rotor flexível. O artigo ressalta que tal implementação é possível devido à alta capacidade computacional de sistemas FPGA, mesmo sistema computacional utilizado por (COSTA, 2009) para o controle do AMB no MILT.

(LOSCH, 2002) apresenta uma análise de defeitos nos sensores e atuadores utilizados em AMBs, e faz uma proposta para correção dos erros durante a operação, gerando sistemas de análise e correção online. Para maior robustez do sistema, sugere a utilização de sensores redundantes, sendo o “sensor” redundante implementado com algoritmos de sistemas “*sensorless* AMB”, conforme desenvolvimento proposto e discutido em (VISCHER et al., 1993), que apresenta a vantagem da redução de hardware necessário para a implementação do AMB. Mais resultados nessa área são apresentados em (SCHAMMASS et al., 2005).

Há trabalhos onde são apresentadas diferentes técnicas de controle aplicadas a AMB e motores livres de mancais mecânicos. Além de permitirem o aumento da compreensão do funcionamento do mancal em si, tais artigos fornecem suporte para uma possível melhoria do sistema de controle dos mancais.

Em (MATSUMURA et al., 1997) são resumidos vários trabalhos sobre mancais magnéticos até a época, apresentando diversos conceitos e propostas. Diversas metodologias de controle já foram utilizadas, como robusto, multivariável, não linear, adaptativo, digital, e mesmo o controle clássico. São apresentadas aplicações de mancais magnéticos sem sensores (*sensorless*) e também o princípio de motores livres de mancais mecânicos (*bearingless*), conceito aplicado ao mancal magnético utilizado no MILT em estudo. Outras aplicações em mancais magnéticos são sintetizadas, e são apresentadas conclusões, o que torna essa referência um índice de conhecimento.

Em (NAMERIKAWA et al., 1997) é feita uma proposta de um controle robusto do tipo H_∞ utilizando *gain schedule* no parâmetro livre, de forma a reduzir a força de

desbalanço e o efeito giroscópio. Já em (NONAMI et al., 2002) apresenta-se uma proposta de controle não linear, do tipo *backstepping*.

Para concluir, a título de conhecimento sobre a área de levitação magnética são estudados trabalhos nessa área. (LEE et al., 2006) faz uma síntese das pesquisas e trabalhos aplicados aos trens MAGLEV ao longo dos anos, constituindo uma base de conhecimento. Em (COSTA, 2004) são apresentadas duas propostas de controle para a suspensão do veículo MAGLEV, através de LQR e também de controle robusto H_2/H_∞ , e comparados os resultados.

Para implementação do controle no PLC com interface FPGA, são utilizadas as documentações dos fabricantes, fornecidas com os produtos.

1.5 Estrutura do texto

O presente trabalho propõe o estudo do controle do sistema de mancais magnéticos aplicados ao MILT.

O **capítulo 1** apresenta os objetivos do trabalho, a justificativa, a importância e a metodologia empregada.

O **capítulo 2** aborda o mancal magnético. São apresentados os principais conceitos para o entendimento deste trabalho, entre eles o princípio de geração da força radial. As características do segundo mancal magnético instalado no MILT são apresentadas, comparando-o com o primeiro mancal. Além disso, são apresentadas as características do hardware necessário para a interface do sistema de controle com o mancal, do circuito de potência e dos sensores de posição e de corrente.

O **capítulo 3** traz uma revisão do modelo matemático SISO desacoplado utilizado no primeiro AMB. Aborda-se o controlador SISO implementado nesse mancal, a fim de se obter subsídios para sua aplicação ao conjunto de mancais. Resultados de simulação são apresentados, e é feita uma análise sobre a validade da hipótese do desacoplamento das dinâmicas, utilizada na concepção desse modelo.

O **capítulo 4** descreve o novo modelo matemático para o sistema com os dois mancais. O modelo possui um caráter multivariável, pois relaciona a movimentação do secundário do motor com as ações de ambos os mancais. Os seguintes movimentos do secundário são descritos: nas direções dos eixos x e y (radiais); a rotação que o secundário pode apresentar em torno de seu centro de massa; e seu deslocamento axial, durante a operação do MILT. As equações matemáticas são analisadas em função da influência de cada grandeza, em especial das correntes de suspensão aplicadas aos mancais.

O **capítulo 5** aborda uma nova proposta de controlador para o sistema de mancais magnéticos, levando em conta o novo modelo. Tal sistema relaciona as ações de ambos os mancais na movimentação do secundário do motor, e leva em conta a variação de parâmetros do modelo. O projeto do controlador robusto multivariável é realizado através da técnica LQG/LTR. Resultados de simulação são apresentados. Ao final do capítulo, uma análise da robustez do sistema de controle SISO é apresentada.

O **capítulo 6** apresenta os resultados da aplicação experimental do sistema de controle aplicado ao protótipo do MILT. Tais resultados são analisados e confrontados com as especificações de projeto. Além disso, apresenta-se uma análise sobre a influência da ação de um mancal sobre o comportamento do outro.

Finalmente, o **capítulo 7** apresenta as conclusões e considerações finais, bem como possíveis sugestões de desenvolvimentos futuros.

Informações complementares e detalhes de projetos são apresentados ao final deste trabalho. O **apêndice A** apresenta as dimensões do motor linear que é objeto de estudo deste trabalho, o MATÆOS. O **apêndice B** apresenta detalhes construtivos do segundo AMB. O **apêndice C** contém o projeto do circuito de potência, onde constam o esquema elétrico e leiautes das placas de circuitos eletrônicos. O **apêndice D** apresenta os diagramas de blocos utilizados nas simulações realizadas neste trabalho. E o **apêndice E** traz, a título de exemplo, as lógicas de controle implementadas no PLC utilizado neste trabalho, programado com a ferramenta LabView.

2 O MANCAL MAGNÉTICO

O mancal magnético ativo (AMB) é o elemento responsável por permitir o deslocamento do secundário do MILT para o acionamento da bomba de extração de óleo de poços subterrâneos em terra. Através de forças eletromagnéticas, o AMB é capaz de suportar a movimentação do secundário do motor sem contato mecânico com esse, minimizando assim o atrito, e consequentemente o desgaste das partes do motor.

O MILT estudado (MATÆOS) já possui um AMB instalado e em operação. Conforme já citado, a proposta do presente trabalho é realizar a instalação do segundo AMB no MILT, em substituição do mancal mecânico ainda presente, e controlá-los como um sistema de mancais. Dessa forma, este capítulo apresenta as características do segundo AMB que foi projetado para ser instalado no MILT. Detalhes do projeto do mancal não são contemplados, pois não foram objetos de estudo deste trabalho. Além disso, os dispositivos auxiliares para o funcionamento do segundo AMB são apresentados, como o circuito de potência e os sensores de posição e de corrente utilizados.

A fim de situar o entendimento do presente trabalho, inicia-se o capítulo com os principais conceitos sobre mancais magnéticos, em especial o princípio da geração da força radial no AMB. Maiores detalhes podem ser vistos em (COSTA, 2009) e (CHIBA et al., 2005).

2.1 Principais conceitos de mancais magnéticos

2.1.1 Princípio de geração da força radial

Um mancal magnético tem como função a geração de força magnética radial a fim de sustentar o eixo do secundário do motor em seu movimento, de forma a não permitir seu deslocamento radial. Para isso, utiliza-se um conjunto de bobinas responsáveis pela geração de campos eletromagnéticos de forma a sustentar a posição do secundário.

Toma-se como exemplo um AMB tradicional 8-pólos, conforme Figura 2.1. Os oito pólos são divididos em quatro bobinas e são percorridas por quatro correntes elétricas diferentes, que são controladas de forma a gerar o campo magnético necessário a fim de resultar em força de atração sobre o secundário do motor, em alguma direção desejada. Na figura são representadas apenas duas bobinas, responsáveis por gerar força na direção do eixo x , denotado na figura. Supondo que a corrente I_1 é maior que I_3 , tem-se que o campo magnético Ψ_1 será maior que Ψ_3 e consequentemente haverá uma força de atração maior do lado da bobina 1. Assim, surgirá uma força radial resultante F na direção do eixo x , orientada positivamente, conforme mostrada na figura. As bobinas operam em modo diferencial, mantendo uma corrente de polarização permanente (*bias*), e alternando o valor diferencial de corrente, em comparação das correntes I_1 e I_3 , por exemplo.

Porém, neste trabalho, ao invés de um AMB tradicional, é utilizada uma máquina primitiva *bearingless*, excitada com corrente contínua e operando como mancal magnético. Mostra-se em (CHIBA et al., 2005) que a utilização dessa máquina como mancal magnético possui vantagens, sendo uma delas a redução de fiação e circuitos de potência, devida à redução do número de bobinas necessárias.

Figura 2.1 – Força radial no eixo x para um AMB tradicional de 8-pólos
(Fonte: COSTA, 2009).

O AMB utilizado neste projeto (a máquina primitiva *bearingless*) possui 4 enrolamentos de bobinas, dispostos em dois conjuntos: um conjunto chamado de enrolamentos de torque, representado pelos enrolamentos de 4-pólos $4a$ e $4b$; e um conjunto chamado de enrolamento de suspensão, ou força radial, representado pelos enrolamentos de 2-pólos $2a$ e $2b$. Na Figura 2.2(a) pode-se ver o enrolamento $4a$ gerando uma distribuição de fluxo Ψ_{4a} simétrico, onde se tem pólos N, S, N e S na sequência das seções de entreferro 1 a 4. Como a distribuição de fluxo é simétrica nas quatro seções, há a geração de forças de atração de mesma amplitude nas quatro seções, porém com direções e sentidos dispostas de forma que a força resultante sobre o secundário do motor é nula. O enrolamento $4b$ não é representado para simplificar o entendimento.

Na Figura 2.2(b) tem-se o enrolamento $2a$ gerando uma distribuição de fluxo Ψ_{2a} , de acordo com o sentido da corrente em $2a$. Esse fluxo faz com que a densidade do fluxo na seção 1 aumente, e a densidade do fluxo em 3 diminua, de forma que a distribuição de forças não seja mais balanceada, gerando consequentemente uma força radial resultante no secundário do motor, na direção e sentido do eixo x . Se invertido o sentido da corrente através do enrolamento $2a$, tem-se a geração de uma força resultante no sentido oposto, ou seja, contrário ao eixo x . O enrolamento $2b$ não é representado para simplificar o entendimento, pois é responsável por gerar forças na direção do eixo y .

Nota-se que utilizando a amplitude e o sentido das correntes através dos enrolamentos de suspensão, altera-se a densidade de fluxo passando pelas diferentes seções de entreferro entre o estator e o secundário do motor, de forma a permitir a geração de forças radiais sobre o secundário. Tais forças são por sua vez utilizadas para realizar a função de mancal magnético sobre o secundário, permitindo mantê-lo sempre em seu eixo, durante a operação do motor. Esse é o princípio de geração da força radial.

Além disso, vale observar que na máquina primitiva *bearingless* atuando como AMB (caso de estudo deste trabalho), os enrolamentos de torque não têm a função de gerar torque (pois a função que interessa é apenas a de mancal magnético). Por isso o fluxo nesses enrolamentos deve ser sempre estático, proveniente de uma corrente contínua constante. Ademais, se comparado ao AMB tradicional de 8-pólos, que requer que seus enrolamentos atuem de forma diferencial sobre uma corrente de polarização, os enrolamentos de torque da máquina *bearingless* cumprem a função de polarizar os entreferros, permitindo que os

enrolamentos de suspensão possam atuar somente de forma diferencial, diminuindo assim a corrente necessária nesse segundo conjunto de enrolamentos.

Figura 2.2 – Princípio de geração de força radial: (a) fluxo de enrolamentos de torque; (b) fluxo de enrolamentos de suspensão.

(Fonte: CHIBA et al., 2005).

2.1.2 Força magneto-motriz e indutâncias do AMB

A fim de derivar a relação das indutâncias em uma máquina primitiva *bearingless*, que doravante será denotada apenas como AMB, a força magneto-motriz (FMM) dos enrolamentos é expressa como uma função senoidal com aproximação da corrente senoidal. As variações da permeância, causadas pela excentricidade do secundário do motor (desvio do centro do secundário do motor em relação ao centro do estator), são derivadas, de forma a prover uma base para estudo da variação das indutâncias e consequentemente das forças radiais geradas. As deduções que são apresentadas tomam em consideração as seguintes premissas:

- a distribuição espacial da FMM é aproximadamente a sua componente fundamental;
- a saturação magnética é desprezada;

- a distribuição da permeância no entreferro é uniforme;
- a relutância magnética do núcleo de ferro é desprezada, quando comparada à relutância do ar no entreferro;
- as superfícies do estator e do secundário do motor são cilíndricas e lisas;
- a excentricidade do secundário do motor é pequena se comparada ao entreferro nominal entre secundário e estator, ou com o raio do secundário do motor.

Em um AMB composto conforme Figura 2.3, têm-se os enrolamentos de torque de 4-pólos $4a$ e $4b$, e os enrolamentos de suspensão de 2-pólos $2a$ e $2b$. Os enrolamentos $2a$ e $2b$ estão dispostos de forma que as FMM geradas tenham a direção dos eixos x e y , respectivamente. O enrolamento $4a$ também foi disposto de forma que a FMM gerada esteja alinhada com o eixo x , já o enrolamento $4b$ está disposto magneticamente perpendicularmente ao $4a$.

Figura 2.3 – AMB com enrolamentos de torque ($4a$ e $4b$) e de suspensão ($2a$ e $2b$).
(Fonte: CHIBA et al., 2005).

As distribuições espaciais das FMM geradas pelos enrolamentos $4a$, $4b$, $2a$ e $2b$ por uma corrente unitária podem ser expressas, respectivamente, como:

$$\left. \begin{aligned} A_{4a} &= N_4 \cos(2\phi_s) \\ A_{4b} &= N_4 \sin(2\phi_s) \\ A_{2a} &= N_2 \cos(\phi_s) \\ A_{2b} &= N_2 \sin(\phi_s) \end{aligned} \right\}, \quad (2.1)$$

onde:

N_2 e N_4 são as amplitudes da componente fundamental da distribuição da FMM dos enrolamentos de torque (4-pólos) e de suspensão (2-pólos), respectivamente.

Os valores de N_2 e N_4 podem ser vistos também, indiretamente, como o número de espiras dos enrolamentos 2-pólos e 4-pólos (COSTA, 2009); e ϕ_s é a posição angular no sentido anti-horário e medida em relação ao eixo x .

Na Figura 2.4 o secundário do motor possui uma excentricidade com relação ao centro do estator que pode ser medida através dos eixos x e y situados no centro do estator. Se tomados os deslocamentos horizontal e vertical por x e y , respectivamente, e chamando de g_0 o entreferro nominal quando o secundário está perfeitamente centralizado no estator, pode-se dizer que o entreferro g_e na direção de ϕ_s é dado por:

Figura 2.4 – Deslocamento do centro do secundário do motor com relação ao centro do estator.
(Fonte: COSTA, 2009).

$$g_e = g_0 - x \cos(\phi_s) - y \sin(\phi_s); \quad (2.2)$$

Assumindo que os deslocamentos x e y são pequenos quando comparados ao entreferro nominal g_0 , faz-se uma expansão de Taylor para o inverso do entreferro g_e , e esse pode ser dado por:

$$\frac{1}{g_e} = \frac{1}{g_0} \left(1 + \frac{x}{g_0} \cos \phi_s + \frac{y}{g_0} \sin \phi_s \right); \quad (2.3)$$

Lembrando que a permeância magnética é dada por:

$$P = \frac{\mu \cdot S}{l}; \quad (2.4)$$

onde:

μ é permeabilidade magnética do material;

S é a área da seção transversal;

l é o comprimento do circuito magnético;

tem-se então que a permeância do entreferro g_0 será dada por:

$$P_0(\phi_s) = \frac{\mu_0 R l}{g_0} \left(1 + \frac{x}{g_0} \cos \phi_s + \frac{y}{g_0} \sin \phi_s \right); \quad (2.5)$$

onde:

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

R é o raio do secundário do motor;

l é o comprimento axial do AMB.

Essa assimetria no entreferro causa uma distribuição assimétrica do fluxo magnético, fazendo com que o potencial magnético do secundário do motor não seja nulo. Para analisar o valor desse potencial, é utilizado o circuito magnético equivalente, apresentado na Figura 2.5.

Os valores de condutância representam a permeância dada pela equação (2.5). As fontes de tensão representam a FMM e V_{2a} representa o potencial magnético do secundário do motor. O fluxo magnético em cada ramo é equivalente à corrente no circuito acima e, portanto é dado por:

Figura 2.5 – Circuito magnético equivalente ao secundário do motor.
(Fonte: COSTA, 2009).

$$\Psi_{2a} = P_0 \left(\frac{1}{2} A_{2a} + V_{2a} \right). \quad (2.6)$$

A integral do fluxo ao redor da superfície do secundário do motor deverá ser igual a zero, segundo a lei de Gauss. Logo:

$$\int_0^{2\pi} \Psi_{2a} d\phi_s = 0. \quad (2.7)$$

Substituindo a equação (2.6) em (2.7) e resolvendo para o potencial magnético do secundário, obtém-se:

$$V_{2a} = - \frac{\frac{1}{2} \int_0^{2\pi} P_0 A_{2a} d\phi_s}{\int_0^{2\pi} P_0 d\phi_s}. \quad (2.8)$$

Substituindo agora A_{2a} dado por (2.1) e a permeância P_0 dada por (2.5) e resolvendo as integrais, tem-se que:

$$V_{2a} = - \frac{N_2}{4g_0} x. \quad (2.9)$$

Analogamente, resolvendo agora para o enrolamento $2b$, obtém-se o potencial magnético V_{2b} :

$$V_{2b} = -\frac{N_2}{4g_0}y. \quad (2.10)$$

Observa-se nas equações (2.9) e (2.10) que o potencial magnético do secundário do motor é nulo quando este se encontra centralizado com o eixo do estator (ou seja, $x = 0$ e $y = 0$). Além disto, o potencial é proporcional ao deslocamento do secundário.

É possível também derivar os potenciais magnéticos causados pelos enrolamentos $4a$ e $4b$. Substitui-se A_{2a} por A_{4a} em (2.8), que é uma função de período $2\phi_s$. Como P_0 é uma função de período ϕ_s , como visto em (2.5), o resultado da integral do produto será nulo. Logo nos casos dos enrolamentos $4a$ e $4b$ os potenciais serão nulos, o que indica que esses não dependem da excentricidade do secundário do motor.

Assim, substituindo (2.9) e (2.10) em (2.6) para cada um dos enrolamentos, tem-se as distribuições de fluxo produzidas pelos enrolamentos $2a$, $2b$, $4a$ e $4b$ como, respectivamente:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2a} &= P_0 \left(\frac{1}{2}A_{2a} - \frac{N_2}{4g_0}x \right) \\ \Psi_{2b} &= P_0 \left(\frac{1}{2}A_{2b} - \frac{N_2}{4g_0}y \right) \\ \Psi_{4a} &= P_0 \left(\frac{1}{2}A_{4a} \right) \\ \Psi_{4b} &= P_0 \left(\frac{1}{2}A_{4b} \right) \end{aligned} \right\}. \quad (2.11)$$

Esses valores de fluxo magnético são importantes na determinação das indutâncias, que são a relação entre o fluxo concatenado dos enrolamentos e a corrente em cada enrolamento, como visto a seguir.

Suponha λ_{4a} , λ_{4b} , λ_{2a} e λ_{2b} como sendo os fluxos concatenados gerados pelos enrolamentos $4a$, $4b$, $2a$ e $2b$, respectivamente, e que as correntes que percorrem tais enrolamentos sejam i_{4a} , i_{4b} , i_{2a} e i_{2b} , respectivamente. A relação entre as correntes e os fluxos concatenados acima é dada pela seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{4a} \\ \lambda_{4b} \\ \lambda_{2a} \\ \lambda_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{4a} & M_{4a4b} & M_{4a2a} & M_{4a2b} \\ M_{4a4b} & L_{4b} & M_{4b2a} & M_{4b2b} \\ M_{4a2a} & M_{4b2a} & L_{2a} & M_{2a2b} \\ M_{4a2b} & M_{4b2b} & M_{2a2b} & L_{2b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

onde as indutâncias definidas na matriz acima podem ser derivadas da integral do produto dos fluxos magnéticos do entreferro com as distribuições dos enrolamentos, ou seja:

$$L_{4a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4a} A_{4a} d\phi_S; \quad (2.13)$$

$$L_{4b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4b} A_{4b} d\phi_S; \quad (2.14)$$

$$L_{2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{2a} d\phi_S; \quad (2.15)$$

$$L_{2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{2b} d\phi_S; \quad (2.16)$$

$$M_{4a4b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{4b} A_{4a} d\phi_S; \quad (2.17)$$

$$M_{4a2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{4a} d\phi_S; \quad (2.18)$$

$$M_{4a2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{4a} d\phi_S; \quad (2.19)$$

$$M_{4b2a} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2a} A_{4b} d\phi_S; \quad (2.20)$$

$$M_{4b2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{4b} d\phi_S; \quad (2.21)$$

$$M_{2a2b} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \Psi_{2b} A_{2a} d\phi_S. \quad (2.22)$$

Substituindo as equações (2.1) e (2.11) no conjunto de equações (2.13) a (2.22), resolvendo as integrais e levando os resultados a (2.12), tem-se a matriz de indutâncias, conforme se segue:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{4a} \\ \lambda_{4b} \\ \lambda_{2a} \\ \lambda_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_4 & 0 & M'x & -M'y \\ 0 & L_4 & M'y & M'x \\ M'x & M'y & L_2 & 0 \\ -M'y & M'x & 0 & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix} = L \cdot I; \quad (2.23)$$

onde:

L e I são, respectivamente, a matriz de indutâncias e o vetor de correntes;

L_4 e L_2 são, respectivamente, autoindutâncias dos enrolamentos 4-pólos e 2-pólos;

M' é a derivada da indutância mútua que representa o acoplamento entre os enrolamentos 4-pólos e 2-pólos, com relação aos deslocamentos radiais x e y do secundário do motor.

Os valores de L_4 , L_2 e M' na matriz de indutâncias acima são dados por:

$$L_4 = \frac{\pi\mu_0 R l N_4^2}{4g_0}; \quad (2.24)$$

$$L_2 = \frac{\pi\mu_0 R l N_2^2}{4g_0}; \quad (2.25)$$

$$M' = \frac{\pi\mu_0 R l N_2 N_4}{8g_0^2}. \quad (2.26)$$

Ao comparar as matrizes de indutâncias nas equações (2.12) e (2.23), pode-se observar que:

- as autoindutâncias L_4 e L_2 dependem apenas da forma geométrica de seus enrolamentos respectivos, independentemente do deslocamento radial do centro do secundário do motor;
- as indutâncias mútuas M_{4a4b} e M_{2a2b} são nulas, devido à perpendicularidade entre os enrolamentos $4a$ e $4b$, e entre os enrolamentos $2a$ e $2b$;
- as indutâncias mútuas M_{4a2a} , M_{4a2b} , M_{4b2a} e M_{4b2b} são proporcionais aos deslocamentos radiais x e y , e são nulas quando o secundário do motor está centralizado com relação ao estator, pois os enrolamentos de 4-pólos e 2-pólos são simetricamente enrolados e não ficam acoplados nessa situação. Porém, quando há uma excentricidade no secundário do motor, as indutâncias não são nulas, o que representa um desbalanço na energia magnética armazenada no entreferro, o que explica as forças magnéticas radiais geradas sobre o secundário. Assim a derivada da indutância mútua em relação aos deslocamentos radiais M' representa o ganho de força radial, como visto a seguir.

2.1.3 Relação entre corrente e força de suspensão

Utilizando a matriz de indutâncias L e o vetor de correntes I provenientes de (2.23), a energia magnética armazenada é dada por:

$$W_m = \frac{1}{2} [I]^T [L] [I]. \quad (2.27)$$

Ao se realizar as derivadas parciais da energia magnética armazenada W_m com relação aos deslocamentos radiais x e y , assumindo um sistema linear magnético, obtêm-se as forças radiais em x e y , conforme se segue:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W_m}{\partial x} \\ \frac{\partial W_m}{\partial y} \end{bmatrix} = M' \begin{bmatrix} i_{4a} & i_{4b} \\ i_{4b} & -i_{4a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Nota-se a partir de (2.28) que a relação entre as forças radiais de suspensão e as correntes é proporcional à derivada da indutância mútua, conforme citado na seção anterior.

Considerando agora neste trabalho que a máquina primitiva *bearingless* é utilizada apenas como AMB, a corrente i_{4a} pode ser mantida constante a fim de suprir a corrente de polarização ($i_{4a} = I_4$), e a corrente i_{4b} poderá ser nula, dado que não é necessária a geração de torque ($i_{4b} = 0$). Desta forma, a equação (2.28) resulta em:

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = M' I_4 \begin{bmatrix} i_{2a} \\ -i_{2b} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Observa-se o sinal de negativo na corrente do enrolamento $2b$, devido à disposição dos enrolamentos apresentada na Figura 2.3.

A partir de (2.29) vale observar também que, diferentemente do AMB tradicional de 8-pólos, em que a corrente de polarização deve ser inserida nos enrolamentos de suspensão, no caso do AMB utilizado neste trabalho (máquina primitiva *bearingless*), a corrente de polarização é inserida nos enrolamentos de torque, deixando para os enrolamentos de suspensão apenas as correntes proporcionais às forças radiais, obtendo assim uma relação linear entre tais correntes e as forças de suspensão, onde M' é o fator de proporcionalidade.

2.1.4 Linearização da força gerada pelo AMB

A partir das deduções matemáticas apresentadas, pode-se ver que a relação entre as forças de suspensão geradas e as correntes é linear, dada pelo ganho M' , que segundo (2.26) seria constante. Todavia, ao analisar os resultados experimentais de (COSTA, 2009), pôde-se observar que o valor de M' varia em relação às variações da excentricidade, sendo que seu maior valor ocorre quando a excentricidade é próxima de zero. Isso mostra que o

valor do entreferro devido à excentricidade também influencia na relação entre corrente e força do AMB.

Essa influência pode ser exemplificada pelo seguinte experimento: ao se aumentar a excentricidade do secundário do motor com relação ao estator, diminui-se o comprimento do entreferro em determinada região (na direção de ϕ_s , na Figura 2.4 (a)); desta forma diminui-se a permeância, consequentemente aumenta-se o fluxo magnético e por fim a força radial gerada sobre o secundário. Observa-se, ao mesmo tempo, que os valores das correntes dos enrolamentos 2-pólos também sofrem um aumento, proporcional ao deslocamento radial (COSTA, 2009). Dessa forma, a fim de relacionar a corrente dos enrolamentos de suspensão com a força radial gerada, é preciso explicar matematicamente a relação entre a variação do entreferro e a variação de corrente nos enrolamentos 2-pólos que está implícita em M' , na equação (2.29).

Se, por outro lado, partir-se da conclusão de (SCHWEITZER; MASLEN, 2009), de 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, pode-se ver que a força depende da corrente ao mesmo tempo de que depende do entreferro. Seguindo o mesmo raciocínio, pode-se linearizar a força no ponto de operação, de forma a se escrever as forças radiais F_x e F_y como funções lineares dos deslocamentos radiais do secundário e das correntes dos enrolamentos, conforme se segue:

$$F_x = k_i i_{2a} + k_s x; \quad (2.30)$$

$$F_y = -k_i i_{2b} + k_s y; \quad (2.31)$$

onde:

k_i é a constante que relaciona a força radial com a corrente aplicada nos enrolamentos de suspensão;

k_s é a constante que relaciona a força radial com o deslocamento radial do secundário.

Neste trabalho, a exemplo de (COSTA, 2009), as constantes k_i e k_s são consideradas iguais em ambas as direções, devido à simetria do AMB.

Voltando à equação (2.29) e reescrevendo-a a seguir em forma de equações de F_x e F_y , tem-se a relação entre as forças radiais e as correntes i_{2a} e i_{2b} :

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

e comparando-as com as equações (2.30) e (2.31), pode-se concluir que:

$$k_i = M' I_4; \quad (2.32)$$

quando considerado que M' é constante, no caso em que os deslocamentos radiais x e y são nulos. Esta conclusão é obtida experimentalmente por (COSTA, 2009), nas medições realizadas sobre o primeiro AMB aplicado ao MILT utilizado neste trabalho. Resta agora calcular a constante k_s .

Ao linearizar a relação das forças radiais com as correntes para um sistema de eletroímã simples (SCHWEITZER; MASLEN, 2009), obtém-se que o fator k_s pode ser exprimido como se segue:

$$k_i = \frac{4ki_0}{g_0^2} (\cos \alpha) \text{ e} \quad (2.33)$$

$$k_s = \frac{4ki_0^2}{g_0^3} (\cos \alpha); \quad (2.34)$$

onde:

k é uma constante que relaciona a permeabilidade do ar, o número de espiras da bobina e a seção transversal percorrida pelo fluxo magnético;

i_0 e g_0 são, respectivamente, a corrente de polarização do enrolamento e o entreferro nominal, em torno dos quais a equação da força foi linearizada; e

α é o ângulo entre o secundário e o estator, que no caso do AMB em estudo é nulo (logo, $\cos \alpha = 1$).

Comparando as equações (2.33) e (2.34) pode-se derivar a relação entre k_i e k_s como:

$$k_s = k_i \frac{i_0}{g_0}, \quad (2.35)$$

ou seja, k_s é proporcional à k_i , tendo como fator de proporcionalidade a razão entre a corrente de polarização i_0 e o entreferro nominal g_0 .

Voltando ao AMB aplicado ao MILT, (COSTA, 2009) mostra que de fato há uma alteração na corrente que circula o enrolamento de suspensão i_{2a} quando se altera o deslocamento radial na direção x . Assim, obtém-se experimentalmente que:

$$k_s = k_i \frac{\Delta i}{\Delta x}, \quad (2.36)$$

seguindo a mesma relação de grandezas obtida em (2.35).

Conforme citado, devido à simetria do AMB as constantes k_i e k_s são iguais em ambas as direções, o que permite que o coeficiente k_s encontrado através de (2.36) seja utilizado também para a direção y .

Dessa forma, utilizando as equações (2.30) e (2.31) em conjunto com os coeficientes de (2.32) e (2.36), obtém-se a relação linear das forças radiais com as correntes dos enrolamentos de suspensão e com os deslocamentos radiais referentes à excentricidade do secundário do motor.

2.1.5 Conversão das correntes bifásicas para trifásicas

Toda a teoria desenvolvida para a máquina primitiva bearingless apresentada considera um sistema de correntes bifásicas, porém os AMBs utilizados neste trabalho são trifásicos. Para adaptar as correntes calculadas a fim de aplicá-las aos mancais, é utilizada a transformação de Clarke, conforme apresentada a seguir (COSTA, 2009):

$$\begin{bmatrix} i_{2u} \\ i_{2v} \\ i_{2w} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

onde:

i_{2a} e i_{2b} são as correntes de suspensão bifásicas do secundário; e

i_{2u} , i_{2v} e i_{2w} são as correntes de suspensão convertidas para trifásicas, a serem aplicadas aos AMBs.

Da mesma forma, desenvolve-se relação similar para as correntes de torque dos enrolamentos 4-pólos, e considerando que $i_{4a} = I_4$ e $i_{4b} = 0$ tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{4u} \\ i_{4v} \\ i_{4w} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{4a} \\ i_{4b} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{bmatrix} I_4 \quad (2.38)$$

onde:

i_{4a} e i_{4b} são as correntes de torque do secundário, geradas por uma tensão CC constante; e

i_{4u} , i_{4v} e i_{4w} são as correntes de torque convertidas para trifásicas, a serem aplicadas aos AMBs.

Dessas relações, é importante observar que:

- nos enrolamentos de suspensão, a corrente i_{2u} é equivalente à i_{2a} , ou seja, seu enrolamento será montado geometricamente de forma a produzir uma força sobre o secundário na mesma direção do eixo x . As correntes i_{2v} e i_{2w} são complementares e possuem sinais opostos, e têm a missão de gerar a força na direção do eixo y ;
- nos enrolamentos de torque, apesar de a corrente bifásica i_{4b} ser nula, não há corrente nula no sistema trifásico. As correntes i_{4u} , i_{4v} e i_{4w} são de forma tal que sempre haja corrente em cada uma delas. Isso também tem uma motivação magnética: a distribuição magnética do campo estático 4-pólos possui forma senoidal, que corresponde à teoria apresentada nesse

capítulo, conforme mostram as equações (2.1). Esse fato também será explorado durante o projeto do segundo AMB, conforme apresentado na próxima seção.

2.2 O segundo AMB

O segundo AMB foi projetado segundo a mesma filosofia de máquina primitiva *bearingless* atuando como mancal magnético, utilizada no primeiro (COSTA, 2009), com a mesma configuração de enrolamentos e característica dos fios utilizados. Isso foi feito a fim de se ter uma única característica de resposta para ambos os AMBs, o que facilitou o desenvolvimento da lógica de controle do sistema.

No início dos estudos do segundo AMB, uma abordagem diferente foi testada: a montagem do mancal bifásico, ao invés de trifásico. Essa construção teve como motivação os seguintes fatos: a teoria apresentada para este tipo de mancais magnéticos é desenvolvida considerando enrolamentos bifásicos, assim essa montagem minimizaria a quantidade de cálculos; e a máquina *bearingless* é utilizada apenas como mancal, não tendo a obrigação de gerar torque, e assim não necessitaria adequar-se aos padrões de motores industriais, que são trifásicos.

Baseado nesse princípio, a disposição dos enrolamentos do AMB foi utilizada conforme vista na Figura 2.6. Este AMB bifásico foi testado junto com um mancal mecânico, a fim de garantir as mesmas condições de operação do primeiro AMB (trifásico), de forma a permitir a comparação de suas respostas.

Todavia a resposta do AMB, segundo essa montagem de enrolamentos, não correspondeu à do primeiro AMB. A hipótese levantada teve base na disposição dos enrolamentos de suspensão $2a$ e $2b$. Nota-se na Figura 2.6 que há 4 ranhuras que não estão preenchidas com bobinas; os enrolamentos de suspensão $2a$ e $2b$ apenas utilizam as ranhuras que estão alinhadas aos eixos x e y , respectivamente. Porém com isso a distribuição de campo magnético gerada por esses enrolamentos não possui mais uma configuração senoidal, mas sim uma forma quadrada. Tal distribuição quadrada apresentaria harmônicas de 3^a , 5^a , 7^a e 9^a ordens, que poderiam ser a causa do comportamento não esperado do AMB. Sob a luz do

funcionamento do AMB, tem-se um exemplo: enquanto a combinação das correntes i_{4a} e i_{2a} geraria uma força sobre o secundário na direção do eixo x com uma dada magnitude, a composição das harmônicas com a corrente i_{2a} poderia alterar não somente a magnitude da força aplicada ao secundário, como também sua direção. O estudo do comportamento magnético dessa montagem de AMB bifásico não é o tema central deste trabalho, e é sugerido como pesquisas futuras.

Figura 2.6 – Disposição dos enrolamentos utilizados no projeto do AMB bifásico.
(Fonte: COSTA, 2010).

Figura 2.7 – Disposição dos enrolamentos utilizados no projeto do segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Após esses testes, o AMB foi montado utilizando o esquema trifásico dos enrolamentos, conforme visto na Figura 2.7.

O apêndice B apresenta os detalhes construtivos do segundo AMB, bem como do AMB bifásico montado para testes, conforme citado anteriormente.

2.2.1 Especificações de projeto e parâmetros do segundo AMB

O projeto do segundo AMB não foi escopo do presente trabalho, mas apenas a sua instalação e controle em conjunto com o primeiro. Assim, a título de conhecimento, são apresentadas na Tabela 2.1 as especificações de projeto dos AMBs.

Tabela 2.1 – Especificações de projeto dos AMBs.

<i>Grandeza</i>	<i>Valor</i>
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

(Fonte: COSTA, 2009).

Com base nestas especificações e nos valores utilizados no primeiro AMB, adota-se neste trabalho o valor de $I_4 = 4$ A.

Além disso, a Tabela 2.2 apresenta os parâmetros levantados do segundo AMB, com base no seu projeto.

Tabela 2.2 – Parâmetros do segundo AMB.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Diâmetros interno e externo do estator	62,5 mm / 170,0 mm
Espessura do entreferro	1,2 mm
Comprimento axial (parte ativa)	120 mm
Número de fases	3
Número de ranhuras	12
Enrolamentos $4u$, $4v$ e $4w$	90 voltas/ranhura
Enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$	80 voltas/ranhura
Fios paralelos utilizados nas bobinas	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 $4w$	3,51 Ω
Resistência dos enrolamentos $2u$, $2v$ e $2w$	3,55 Ω

(Fonte: autor).

O apêndice A apresenta as dimensões do MILT estudado (MATÆOS).

Além dos parâmetros construtivos, existem ainda os parâmetros de ordem prática que são necessários para a utilização da lógica de controle do mancal, dados por k_i e k_s . Esses parâmetros são fatores de relação da força gerada pelo AMB sobre o secundário com, respectivamente, a corrente de suspensão e com a excentricidade do secundário com relação ao ponto de equilíbrio (conforme equações (2.30) e (2.31)). Devido à similaridade com o primeiro AMB, os parâmetros do segundo AMB apresentam valores semelhantes aos do primeiro. Dessa forma, os mesmos valores de k_i e k_s são adotados para ambos os AMBs, facilitando o desenvolvimento da lógica do sistema de controle. A fim de ratificar que tais valores são de fato semelhantes para ambos os AMBs, a mesma lógica de controle desenvolvida para o primeiro AMB foi aplicada ao segundo, controlando-o com sucesso.

Os valores das constantes k_i e k_s são apresentados na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Parâmetros de relação da força gerada pelo segundo AMB.

<i>Parâmetro</i>	<i>Variável</i>	<i>Valor</i>
Constante de relação da força gerada com a corrente de suspensão (i_{2a} e i_{2b})	k_i	164 N/A
Constante de relação da força gerada com a excentricidade do secundário	k_s	270 N/mm

(Fonte: Costa, 2009).

2.3 Circuito de potência e sensores de corrente

Conforme mostram as equações (2.30) e (2.31), há uma relação direta entre as correntes de suspensão e a força aplicada pelo AMB ao secundário do MILT. Dessa forma, o algoritmo de controle é responsável por calcular qual corrente é necessária para atender uma determinada força magnética, com base em um modelo matemático do sistema, e tal corrente deve então ser aplicada nos enrolamentos de suspensão. O circuito de potência é o responsável pela interface desse algoritmo de controle executado no controlador digital (PLC) com os enrolamentos de suspensão 2-pólos.

O circuito de potência projetado para o segundo AMB manteve a mesma filosofia utilizada no primeiro: um amplificador de potência é chaveado através da técnica de modulação por largura de pulso (PWM), realizada no PLC. O programa implementado no PLC calcula a partir do modelo matemático um sinal de referência para as correntes de cada enrolamento, com base na relação dada por (2.37). A fim de se obter essas correntes, o programa habilita uma entre duas entradas: PWM_H ou PWM_L . A entrada PWM_H habilita o MOSFET que liga o terminal da bobina à fonte de alimentação V_S , enquanto PWM_L liga o terminal da bobina ao terra. A corrente que circula pela bobina é então medida e utilizada como referência ao programa do PLC, que decide por habilitar a ligação da bobina com a alimentação ou com o terra. A Figura 2.8 mostra as ligações do amplificador de potência com os enrolamentos de suspensão.

Figura 2.8 – Circuito de potência dos enrolamentos de suspensão.
(Fonte: COSTA, 2009).

Comparando o circuito de potência do AMB trifásico com o bifásico, tem-se outra vantagem: o mancal trifásico requer apenas três conexões com seus enrolamentos, devido à presença do terminal comum N; já o bifásico requeria duas conexões por enrolamento, ou seja, quatro conexões ao total. Isso significa que uma conexão é economizada, requerendo menos fiação e menos chaves do circuito PWM para alimentar o AMB trifásico, com relação ao bifásico.

As únicas diferenças do circuito desenvolvido para o segundo mancal com relação ao primeiro foram os modelos dos componentes eletrônicos utilizados: o CI SA305 utilizado no primeiro AMB (COSTA, 2009) tornou-se obsoleto, sendo substituído pelo SA306, da Cirrus Logic. Suas especificações (apresentadas na Tabela 2.4) são similares ao CI original, porém o novo CI é para montagem em superfície (SMD), o que dificultou o processo de montagem e testes sobre o circuito de potência.

Para a medição de corrente dos enrolamentos, utilizou-se o mesmo conceito do primeiro AMB: um sensor de corrente externo de efeito Hall, a fim de captar a corrente exata que circula cada enrolamento. Aqui novamente uma alteração de especificação foi encontrada: o sensor de corrente LTS 6-NP utilizado no primeiro AMB tornou-se obsoleto, sendo substituído pelo CAS 6-NP, com especificações semelhantes ao primeiro, conforme Tabela 2.5.

Tabela 2.4 – Parâmetros do CI amplificador de potência.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Modelo	SA306AHU
Fabricante	Cirrus Logic
Tensão de alimentação de saída (V_S)	9 a 60 V
Corrente contínua máxima de saída	8 A
Corrente de pico de saída por 10 ms	17 A
Frequência de chaveamento máxima	300 kHz
Temperatura de operação	-40 a 125 °C
Tensão de alimentação digital (V_{DD})	5 V
Consumo de corrente do circuito (da fonte V_{DD})	5 mA

(Fonte: autor).

Tabela 2.5 – Parâmetros do sensor de corrente.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Modelo	CAS 6-NP
Fabricante	LEM
Tensão de alimentação	5 V
Número de voltas primárias (N_P)	2
Faixa de medida (I_{PM})	-10 a 10 A
Tensão de saída (V_{OUT})	0,375 a 4,625 V
Largura de banda	0 a 300 kHz
Sensibilidade	212,5 mV / A
Curva de saída (relação corrente medida x tensão de saída)	$I_{PM} = \frac{V_{OUT} - 2,5}{0,2125} \text{ (A)}$

(Fonte: autor).

Devido ao problema de obsolescência dos componentes, foram realizados novos testes com os novos modelos, de forma individual e em conjunto com o circuito elétrico, a fim de se obter maior conhecimento sobre os mesmos, tornando possível o novo projeto do circuito elétrico.

Para alocar o circuito de potência, juntamente com os sensores de corrente, foi projetada uma placa de circuito impresso contemplando os dois CI amplificadores de potência SA306, bem como os sensores de corrente CAS 6-NP (um por saída do CI). Para a montagem

dos CIs, foi projetado um adaptador do CI SMD para montagem convencional (do tipo *through-hole*) de forma a permitir também testes com este CI. Além disso, a placa também contempla saídas de tensão para alimentações auxiliares, como a do PLC e dos sensores de posição, a fim de organizar as ligações elétricas na montagem do AMB.

O esquema elétrico do circuito de potência e os leiautes das placas de circuito impresso podem ser vistos no apêndice C.

Os enrolamentos de torque foram ligados diretamente à fonte de alimentação contínua, onde o valor de V_4 é tal que a corrente de polarização I_4 seja aproximadamente 4 A. Para tanto, utilizou-se a relação de correntes (2.38), que apresentou os valores a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{4u} \\ i_{4v} \\ i_{4w} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot 4(A) \Rightarrow \begin{bmatrix} i_{4u} \\ i_{4v} \\ i_{4w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,27 \\ -1,63 \\ -1,63 \end{bmatrix} (A).$$

Para isso, os enrolamentos foram montados da seguinte forma:

Figura 2.9 – Esquema de ligação elétrica dos enrolamentos de torque 4-pólos.
(Fonte: COSTA, 2009).

2.4 Sensores de posição

A fim de se medir as distâncias dos deslocamentos radiais do secundário do motor, foram utilizados sensores de posição. Tais sensores têm a função de converter as informações da distância do entreferro na direção dos eixos x e y (distâncias x e y da Figura 2.4, na seção 2.1.2) e convertê-las em informações possíveis de serem utilizadas no controlador implementado. Para este AMB, foram utilizados quatro sensores, dois para cada direção (x e y), operando de forma diferencial, a fim de se obter maior precisão.

Em sistemas de mancais magnéticos, existem três tipos de sensores de posição que podem ser utilizados: capacitivo, óptico e eletromagnético. Seguindo a mesma filosofia do primeiro mancal, sensores eletromagnéticos indutivos foram então utilizados, a fim de converter o deslocamento radial em tensão. Esse tipo de sensor é adequado quando o objeto medido é feito de material ferromagnético de alta permeabilidade, como aço carbono. Através de uma tensão de oscilação de alta frequência (20 a 100 kHz), o sensor magnetiza o material medido de forma que a impedância do material seja dominada pela indutância, que por sua vez varia de forma inversamente proporcional à espessura do entreferro, que é justamente a distância que interessa ao sistema do AMB (COSTA, 2009).

Apesar de o secundário do motor não ser homogêneo, formado por anéis de cobre e aço carbono, ele é revestido por uma película lisa de aço carbono de 1,1 mm de espessura. Dessa forma, o sensor indutivo funciona perfeitamente, apresentando resposta linear. Tais sensores, entretanto, sofrem uma pequena interferência devido ao circuito de potência ser do tipo chaveado em alta frequência (PWM), porém essa interferência é reduzida a níveis aceitáveis quando o circuito de terra apropriado é conectado ao AMB (COSTA, 2009). Os dados técnicos dos sensores de posição são apresentados na Tabela 2.6.

A fim de se utilizar a mesma faixa de medição utilizada no primeiro AMB, os sensores de posição foram montados de forma que os sensores tenham um *offset* de 1,1 mm, operando assim na faixa de 1,1 mm a 3,5 mm, conforme Figura 2.10. Dessa forma, obteve-se a mesma relação de resposta dos sensores de posição, dada por (COSTA, 2009):

$$distância(mm) = 0,37 \cdot valor\ medido(V) + 0,17 \quad (2.39)$$

Tabela 2.6 – Parâmetros do sensor de posição.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Modelo	SIEA-M8B-PU-S
Fabricante	FESTO
Tensão de alimentação	15 a 30 V
Número de voltas primárias (N_p)	2
Faixa de medida	0 a 4 mm
Tensão de saída	0 a 10 V
Largura de banda	0 a 1600 Hz
Sensibilidade	2,5 V / mm
Resolução	0,001 mm
Diâmetro	8 mm
Montagem	Embutida

(Fonte: autor).

Figura 2.10 – Detalhe da instalação do sensor de posição.

(Fonte: COSTA, 2009).

A fim de assegurar que todos os sensores estivessem posicionados da mesma forma, ou seja, a 1,1 mm do secundário do MILT quando esse estivesse posicionado na máxima excentricidade na direção do sensor em questão, manteve-se o secundário fixo em uma posição extrema ($x_{máx}$, x_{min} , $y_{máx}$ ou y_{min}) com o auxílio de parafusos, e o referido sensor foi posicionado no estator do AMB de forma que sua tensão de saída fosse igual a 2,513 V, que corresponde à 1,1 mm conforme relação (2.39).

A calibração dos sensores de posição de ambos os mancais foi feita de forma a obedecer à equação de resposta dada por (2.39). Isso facilitou a implementação da lógica de controle dos AMBs e permitiu um grau maior de otimização da mesma.

Dessa forma, após a instalação dos sensores de posição e o circuito de potência no segundo AMB, o sistema ficou conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 2.11, e fisicamente conforme apresentado na Figura 2.12.

Figura 2.11 – Circuito de potência com controlador para o segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Figura 2.12 – Sistema com ambos os AMBs instalados, com o circuito de potência.
(Fonte: autor).

3 REVISÃO DO MODELO MATEMÁTICO E CONTROLADOR DO PRIMEIRO AMB

O controlador desenvolvido para o primeiro AMB apresentou resultados experimentais satisfatórios quando de sua operação em conjunto com o mancal mecânico (COSTA, 2009). Assim sendo, tal controlador foi replicado para o segundo AMB e o mancal mecânico foi retirado, e o sistema de mancais foi controlado por este algoritmo. Portanto, este capítulo apresenta uma revisão do modelo matemático utilizado para um único AMB, e também o controlador utilizado para tal, a fim de contextualizar o estudo.

3.1 Revisão do modelo matemático

O esquema de forças aplicadas ao secundário do MILT pode ser visto a seguir:

Figura 3.1 – Esquema de forças aplicadas ao secundário do MILT.
(Fonte: COSTA, 2009).

- F_{xi} e F_{yi} são as forças aplicadas pelo i -ésimo AMB sobre o secundário, nas direções dos eixos x e y , respectivamente;

- F_{mxi} e F_{myi} são as forças aplicadas pelo MILT, quando em operação, sobre o secundário, nas direções dos eixos x e y , respectivamente, já decompostas para os efeitos sobre o i -ésimo AMB, a fim de permitir o desacoplamento das dinâmicas;
- d_{xi} e d_{yi} são as perturbações causadas pela movimentação axial do secundário, nas direções dos eixos x e y , respectivamente, já decompostas para os efeitos sobre o i -ésimo AMB, a fim de permitir o desacoplamento das dinâmicas;

Para a confecção do modelo matemático, considera-se que as dinâmicas de cada AMB sejam desacopladas uma da outra, o que também é o caso para as direções dos eixos x e y . Com isso, têm-se quatro modelos SISO desacoplados, dados pela somatória de forças aplicadas sobre cada AMB em cada direção, ou seja:

$$\frac{m}{2}\ddot{x}_1 = F_{x1} + F_{mx1} + d_{x1}; \quad (3.1)$$

$$\frac{m}{2}\ddot{y}_1 = F_{y1} + F_{my1} + d_{y1} - \frac{m}{2}g; \quad (3.2)$$

$$\frac{m}{2}\ddot{x}_2 = F_{x2} + F_{mx2} + d_{x2}; \quad (3.3)$$

$$\frac{m}{2}\ddot{y}_2 = F_{y2} + F_{my2} + d_{y2} - \frac{m}{2}g. \quad (3.4)$$

onde:

m é a massa do secundário do MILT; e

g é a aceleração da gravidade.

Para essas equações, o secundário foi considerado como estando em repouso centralizado entre os dois AMBs, de forma que a massa suportada por cada um seja a metade da massa total do secundário. Despreza-se os efeitos de deflexões do secundário do MILT, considerando-o como um corpo rígido. Além disso, a variação da permeância magnética do secundário também é desprezada.

As forças F_{x1} , F_{x2} , F_{y1} e F_{y2} são dadas pelas equações (2.30) e (2.31); enquanto as forças F_{mx1} , F_{mx2} , F_{my1} e F_{my2} são proporcionais às excentricidades do secundário em cada direção, medidas com relação a cada AMB, sendo dadas por:

$$F_{mx1} = k_m x_1 \quad (3.5)$$

$$F_{my1} = k_m y_1 \quad (3.6)$$

$$F_{mx2} = k_m x_2 \quad (3.7)$$

$$F_{my2} = k_m y_2 \quad (3.8)$$

onde:

k_m é a constante que relaciona a força radial aplicada sobre o secundário pelo MILT, quando em operação.

Finalmente, as perturbações d_{x1} , d_{x2} , d_{y1} e d_{y2} são modeladas por uma onda triangular, cuja frequência corresponde à frequência de operação do MILT, e sua amplitude corresponde ao peso extra suportado por cada AMB devido à movimentação axial do secundário.

Aplicando as definições (2.31) e (3.6) na dinâmica de y_1 dada por (3.2), obtém-se o seguinte modelo do sistema em malha aberta, considerando como entrada o erro de referência:

$$G_p = \frac{-1000k_i}{ms^2 - 1000(k_s + k_m)} \quad (3.9)$$

sendo que o fator 1000 foi acrescentado devido à conversão da posição y_1 de metros para milímetros. Raciocínio semelhante pode ser feito para as demais dinâmicas.

Com base nestes modelos SISO desacoplados, o controlador foi então projetado, conforme pode ser visto a seguir.

3.2 Revisão do controlador SISO

3.2.1 Especificações do controlador

O controlador SISO para cada uma das dinâmicas representadas pelas equações (3.1) a (3.4) foi projetado tendo como especificações (COSTA, 2009; COSTA et al., 2010; MONACO et al., 2012):

- eliminar a perturbação causada pela movimentação axial do secundário do MILT, de forma a afetar o mínimo possível a excentricidade;
- controlar o sistema para quaisquer valores de k_m , pois o sistema deverá ser estável com desempenho aceitável tanto para o MILT ligado ou desligado;
- margens de ganho e fase sendo as maiores possíveis, considerando-se as variações de parâmetros e perturbações citadas;
- as excentricidades sejam no máximo 0,6 mm, ou seja, metade do valor do entreferro nominal, a fim de evitar que o secundário colida com o primário do MILT ou com os AMBs;
- as correntes aplicadas aos AMBs não sejam maiores que 5 A (operação) ou 10 A (transitório de até 200 ms);
- rejeição total de perturbações em estado estacionário.

Considerando que o secundário mova-se ao longo de seu eixo aproximadamente 30 cm para cada sentido, a amplitude máxima da perturbação causada pela movimentação axial do secundário foi tomada como sendo 125 N. O seu período foi tomado como sendo 4,8 s. Já a constante k_m foi considerada entre 0 (motor desligado) e 308 N/mm (motor ligado), dado que para uma corrente de magnetização de 24 A no MATAEOS, esse valor é de 1230 N/mm, e neste projeto utiliza-se uma corrente de 12 A, metade do valor nominal (COSTA, 2009). Para as demais constantes, foram utilizados os seguintes valores (COSTA, 2009):

- $I_4 = 4$ A;
- $k_i = 164$ N/A;
- $k_s = 270$ N/mm.

3.2.2 Projeto do controlador

Com base nas especificações apresentadas, o controlador SISO para cada uma das dinâmicas foi projetado em dois blocos: uma malha de controle de posição e uma malha de controle de corrente. A malha de posição tem como saída *setpoints* das correntes a serem aplicadas aos AMBs, que por fim são entradas da malha de corrente. Esse esquema pôde ser visto na Figura 2.11, seção 2.4.

A malha de controle de corrente deve atuar em alta velocidade, a fim de minimizar seu efeito na malha fechada. O controlador implementado é do tipo liga-desliga, com chaves de saída sendo controladas pela comparação entre o *setpoint* de uma determinada corrente aplicada ao AMB e o seu valor atual. Essa filosofia tem como vantagem a insensibilidade aos parâmetros da planta, e fornece resultados satisfatórios. Entretanto, a malha de controle de corrente insere na operação da planta uma dinâmica que pode ser modelada como sendo de primeira ordem, onde a constante de tempo varia com o valor do degrau de entrada. Para o circuito de potência utilizado e tomando degraus de entrada de 1 A, 2 A, 3 A e 4A, a dinâmica da malha de corrente pode ser modelada por (COSTA, 2009):

$$G_i(s) = \frac{p}{s + p} \quad (3.10)$$

onde:

p é a frequência angular correspondente à dinâmica de primeira ordem da malha de corrente, que pode ser de 250 rad/s para o degrau de 1 A, 120 rad/s para o degrau de 2 A, 56 rad/s para o degrau de 3 A e 44 rad/s para o degrau de 4 A, correspondendo às constantes de tempo de 4 ms, 8,5 ms, 18 ms e 23 ms, respectivamente.

Ao se acrescentar a dinâmica da malha de corrente à dinâmica da planta, pode-se considerar que a nova dinâmica da planta em malha aberta, considerando como entrada o erro de referência e como saída a posição de um dos mancais no eixo y , é dada por:

$$G_p = \frac{-\frac{1000}{m}k_i p}{\left(s + \sqrt{\frac{1000}{m}}(k_s + k_m)\right)\left(s - \sqrt{\frac{1000}{m}}(k_s + k_m)\right)(s + p)} \quad (3.11)$$

Para os valores nominais de k_m e p correspondendo ao degrau de 1 A, tem-se a seguinte função de transferência do caso SISO:

$$G_p = \frac{-1.79e6}{(s + 159.22)(s - 159.22)(s + 250)} \quad (3.12)$$

podendo ser utilizada nas simulações do sistema.

O controlador de posição, por sua vez, foi projetado como sendo do tipo avanço-atraso, utilizando-se técnicas de controle clássico, como resposta no domínio da frequência. Além disso, foi acrescentado um polo na origem, a fim de eliminar o erro estacionário para entradas e perturbações em degrau. A estrutura do controlador é dada por:

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + z_1)(s + z_2)}{s(s + p_1)}. \quad (3.13)$$

Seus parâmetros foram então ajustados de forma a garantir estabilidade e desempenho satisfatório ao sistema mesmo considerando as incertezas nos parâmetros m e k_m . Diversas simulações na ferramenta MATLAB foram realizadas a fim de encontrar o melhor conjunto de parâmetros para as variações da planta, e finalmente obteve-se o seguinte controlador:

$$G_c(s) = 38 \frac{(s + 5)(s + 120)}{s(s + 1000)} \quad (3.14)$$

para o controle das posições x_1 e x_2 , e

$$G_c(s) = -38 \frac{(s + 5)(s + 120)}{s(s + 1000)}. \quad (3.15)$$

para o controle das posições y_1 e y_2 . Note que apesar de as dinâmicas nas direções dos eixos x e y serem diferentes devido à presença da gravidade no segundo caso, a sintonia do controlador foi a mesma para ambas as direções. A única exceção é o sinal do ganho, devido à

diferença de atuação do AMB no eixo y , cujo sinal da corrente deverá ser negativo para exercer uma força no sentido positivo do eixo y .

3.3 Simulações

O sistema foi simulado em malha fechada, utilizando os controladores de posição dados por (3.14) e (3.15), considerando também a dinâmica da malha de corrente. Três situações foram simuladas:

- movimentação axial do secundário;
- degrau na referência de posição;
- degrau na perturbação.

Os resultados de simulação para as três situações são apresentados a seguir, considerando uma família de curvas de respostas devida às variações dadas nos parâmetros m e k_m . Para fins de simplicidade, apenas os resultados da dinâmica do eixo y do mancal 1 são apresentados.

As simulações foram feitas na ferramenta MATLAB, e os diagramas de blocos utilizados encontram-se no apêndice D.

Para a presença da perturbação d_y , causada pela movimentação axial do secundário durante operação do MILT, a simulação é dada pela resposta da Figura 3.2.

A partir da figura, nota-se que apesar da variação dos parâmetros da planta, a presença da perturbação não afetou significativamente a posição do secundário, tendo uma amplitude menor que 0,03 mm. Esse valor é aceitável, principalmente porque a ordem do ruído de medição causado pelos sensores de posição é de 0,06 mm (COSTA, 2009). Por sua vez, a corrente de suspensão i_{2b} não ultrapassou o limite de 5 A em nenhum momento.

Figura 3.2 – Simulação do controlador SISO para perturbação d_y .
(Fonte: autor).

Para um degrau de referência de 0,1 mm na entrada do controlador de posição, o resultado obtido é dado pela Figura 3.3. Nota-se que o sobressinal é de 300% considerando a variação de parâmetros dada. Porém, é importante frisar que o principal objetivo do controlador é rejeitar perturbações, e não acompanhar degraus de referência. Ainda assim, os

limites de posição e de corrente não foram ultrapassados, e o tempo de acomodação ficou próximo de 0,5 s.

O sistema também eliminou o erro estacionário, e o valor de regime da corrente i_{2b} depende da condição à qual o AMB é exposto, ou seja, quais valores de m e k_m ele deverá compensar.

Figura 3.3 – Simulação do controlador SISO para degrau de 0,1 mm na referência.
(Fonte: autor).

Finalmente, foi simulado um degrau na perturbação d_y de valor 125 N, supondo que o secundário está em repouso ao final do curso de seu movimento axial. O resultado obtido pode ser visto na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Simulação do controlador SISO para degrau na perturbação d_y .
(Fonte: autor).

As mesmas conclusões tiradas da simulação com degrau na referência podem ser feitas para o caso do degrau na perturbação: todos os limites foram respeitados; o sistema apresentou erro estacionário nulo e o tempo de acomodação foi menor que 0,5 s. Portanto, a partir dos resultados de simulação, conclui-se que o controlador SISO apresentou desempenho satisfatório, podendo ser considerado robusto perante às variações de parâmetros e perturbações consideradas.

3.4 Implementação do controlador

Para que fosse implementado na interface FPGA, o controlador de posição encontrado foi discretizado através da aproximação de *Tustin*, considerando uma frequência de 12,5 kHz, obtendo-se (COSTA, 2009):

$$G_c(z) = -36,72 \frac{(z - 0,99044586)(z - 0,99960008)}{(z - 1)(z - 0,923077)}. \quad (3.16)$$

Com isso, a equação de diferenças é dada por:

$$i_{2b}^*(k) = 1,9230775i_{2b}^*(k - 1) - 0,923077i_{2b}^*(k - 2) - 36,72[e(k) - 1,99004594e(k - 1) + 0,99004976e(k - 2)] \quad (3.17)$$

onde:

$e(k)$ representa o erro de posição no instante k ; e

$i_{2b}^*(k)$ representa a saída do controlador de posição no instante k .

A implementação dos controladores de posição e corrente para ambos os AMBs foi dificultada pela limitação de capacidade do PLC com interface FPGA utilizado. O código desenvolvido para o primeiro AMB teve que ser otimizado, pois quando foi duplicado para o segundo AMB, o compilador FPGA acusava transbordo de utilização de memória (*SLICES*) e também de blocos multiplicadores (*MULT18X18s*). Essa limitação atrapalhou consideravelmente o progresso do trabalho, como também a implementação de novos controladores. A lógica implementada no PLC pode ser vista no apêndice E.

3.5 Validade da suposição de desacoplamento dos AMBs

Tomando como base as simulações apresentadas, pode-se concluir que o controlador projetado para o controle dos AMBs apresenta um desempenho satisfatório, atendendo às especificações de projeto, principalmente no que diz respeito à rejeição da perturbação imposta pelo movimento axial do secundário do MILT. Todavia, os resultados experimentais da aplicação deste controlador SISO a cada um dos mancais, presentes no

capítulo 6, mostram que, apesar do seu desempenho dentro das especificações, o comportamento do sistema de controle para os dois AMBs foi diferente daquele visto nas simulações neste capítulo. A justificativa para isso pode ser dada pelo fato de a hipótese inicial feita no modelo matemático apresentado na seção 3.1, onde as dinâmicas de cada AMB foram consideradas desacopladas umas das outras, não ser válida (MONACO et al., 2012).

Para validar a justificativa de que a operação de um AMB pode influenciar no comportamento do outro, é necessário desenvolver um novo modelo matemático, que leva em conta a relação entre os AMBs, dada pelo fato de que o secundário do MILT é único, ou seja, a ação dada por um AMB sobre o secundário certamente é percebida pelo outro AMB. Tal modelo é apresentado no capítulo 4. Sobre esse novo modelo matemático, um novo controlador é apresentado no capítulo 5, tendo em vista o caráter multivariável do sistema dado pela correlação entre as ações de controle de cada AMB sobre o secundário do MILT, que é único. Resumindo, pode-se entender que o secundário é justamente o fator de acoplamento entre as dinâmicas dos dois AMBs. Isso é visto em maiores detalhes nos capítulos a seguir.

4 NOVO MODELO MATEMÁTICO MULTIVARIÁVEL

Após a instalação do segundo AMB no motor linear, o conjunto pode ser encarado como um sistema único, de forma a se analisar a relação de forças aplicadas pelos AMB em cada lado do secundário do motor. Assim, a proposta de que o controle do sistema de mancais tenha um caráter multivariável toma forma, dado que a ação de controle de um AMB influencia o comportamento do segundo AMB. Conforme citado na seção 3.5, tal fato é reforçado pelos resultados experimentais da aplicação dos dois AMBs em operação, não tendo mais contato mecânico com o secundário. Surge assim a necessidade de estudo de um novo modelo matemático que contemple a relação entre as ações dos dois AMBs.

A Figura 4.1 apresenta o desenho do MILT com os dois mancais instalados, com um detalhamento das forças e variáveis consideradas na análise do modelo matemático.

Figura 4.1 – Desenho do MILT e os dois AMB, com as forças aplicadas no secundário.
(Fonte: autor).

Por fins de simplicidade, nessa figura analisam-se apenas as forças referentes ao eixo y , onde nota-se a presença da força-peso sobre o secundário. Análise semelhante poderia ser apresentada para o eixo x , excluindo-se apenas o efeito da gravidade. Os significados das forças e variáveis da figura são apresentados a seguir.

4.1 Análise das dimensões, variáveis e forças do modelo

A fim de ter um melhor entendimento sobre o esquema apresentado na Figura 4.1, apresenta-se a seguir uma relação de todas as dimensões, variáveis e forças presentes na figura, com uma explicação do significado de cada, quando pertinente.

4.1.1 Dimensões físicas

m é a massa total do secundário;

L_s é o comprimento total do secundário do motor;

J é o momento de inércia do secundário do motor em relação ao seu centro de massa, atravessado por um eixo perpendicular ao desenho;

d é a distância de um AMB até o centro do primário do motor, sempre fixa, dado que os AMB estão fixados ao MILT.

4.1.2 Variáveis consideradas

y é a posição do centro de massa do secundário em relação ao centro do primário do motor, ao longo do eixo y (considerado no centro do entreferro);

y_1 e y_2 são as posições do secundário medidas no primeiro e segundo mancais, respectivamente, sendo esses os pontos de aplicação de força dos mancais sobre o secundário do motor;

θ_y é o ângulo de rotação do secundário do motor, causado pelas ações das forças dos mancais na direção do eixo y .

Analogamente, para o movimento no eixo x , têm-se as variáveis x , x_1 , x_2 e θ_x , respectivamente.

A fim de se analisar o movimento axial do secundário do motor, as seguintes variáveis medidas na direção do eixo z são tomadas:

z é o deslocamento axial do secundário do motor em relação ao ponto médio entre os mancais. Considera-se que, se o motor não estiver em operação, $z = 0$;

d_1 é a distância entre o centro de massa do secundário do motor e o ponto de aplicação de força do primeiro mancal;

d_2 é a distância entre o centro de massa do secundário do motor e o ponto de aplicação de força do segundo mancal.

Tais dimensões são válidas também para a análise do movimento axial na direção do eixo x .

4.1.3 Forças aplicadas ao secundário do motor

P é a força-peso do secundário do motor, aplicada em seu centro de massa;

F_{y1} é a força aplicada pelo primeiro mancal ao secundário do motor, em um ponto afastado de d_1 do centro de massa do secundário, medido ao longo do eixo z ;

F_{y2} é a força aplicada pelo primeiro mancal ao secundário do motor, em um ponto afastado de d_2 do centro de massa do secundário, medido ao longo do eixo z ;

F_{my} é a força motor, gerada pelo MILT devido à excentricidade do secundário em relação ao primário do motor, na direção do eixo y (COSTA, 2009). Considera-se que essa força seja sempre aplicada no ponto médio entre os mancais, na direção do eixo z , ou seja, afastado de z do centro de massa do secundário.

Analogamente, para o movimento no eixo x , não se tem a atuação do peso, e têm-se as forças F_{x1} , F_{x2} e F_{mx} , respectivamente.

4.2 Considerações para o modelo

No modelo matemático apresentado, as seguintes premissas são consideradas:

- o secundário do motor é considerado como um corpo rígido, ou seja, o efeito das deflexões são desprezados; e
- a variação da permeância magnética do secundário não foi considerada. (COSTA, 2009).

Para o cálculo do momento de inércia J em relação ao eixo passando pelo centro de massa, o secundário do motor é considerado como um cilindro maciço de massa total m . Utiliza-se assim a seguinte equação:

$$J = \frac{1}{4}mR^2 + \frac{1}{12}mL_s^2, \quad (4.1)$$

onde:

J é o momento de inércia do secundário do motor, considerando um eixo perpendicular ao seu eixo cilíndrico (eixo Z, da Figura 4.2);

m é a massa do secundário do motor;

R é o raio externo do secundário do motor;

L_s é o comprimento total do secundário do motor.

Os valores de m , R e L_s são retirados das dimensões do MILT, no apêndice A, sendo:

$$m = M_{sec} \quad (4.2)$$

$$L_s = L_S \quad (4.3)$$

e

$$R = \frac{D_4}{2}. \quad (4.4)$$

Figura 4.2 – Esquema do secundário do motor, para cálculo do momento de inércia.
(Fonte: autor).

4.3 Análise dos movimentos previstos pelo modelo

O modelo apresenta o secundário do motor e os dois AMB, e considera os seguintes movimentos possíveis:

- movimentos radiais do secundário do motor nas direções x e y ;
- movimento de rotação do secundário do motor, em relação ao seu centro de massa, devido à ação das forças exercidas pelos dois AMB;
- movimento axial do secundário do motor, durante sua operação, na direção do eixo z .

Nota-se a influência entre as forças aplicadas pelo primeiro mancal na ação de controle que o segundo mancal deve exercer, devida ao fato de o secundário do motor ser único para os dois mancais. Por exemplo, se for dada uma força F_{x1} pelo primeiro mancal, o secundário do motor terá sua posição y alterada ao longo de toda sua extensão, o que influenciará a necessidade de ação do segundo mancal (pois o secundário estaria em outra posição agora). Por isso é importante que o esquema de controle do sistema de AMB seja projetado de forma a considerar as forças aplicadas no primeiro mancal na ação do segundo, e vice-versa.

4.4 Análise matemática sobre o modelo

As análises apresentadas a seguir são para o movimento radial na direção do eixo y . Os resultados finais podem ser facilmente transportados para o eixo x , descartando-se apenas o efeito da gravidade.

4.4.1 Relações entre as grandezas

A fim de se realizar o equacionamento matemático sobre as forças dadas na Figura 4.1, são dadas as seguintes relações entre as dimensões do secundário:

$$d_1 = d - z ; \quad (4.5)$$

$$d_2 = d + z ; \quad (4.6)$$

$$y_1 = y - d_1 \theta_y ; \quad (4.7)$$

e

$$y_2 = y + d_2 \theta_y. \quad (4.8)$$

Substituindo-se (4.5) em (4.7) e (4.6) em (4.8) tem-se:

$$y_1 = y - (d - z) \theta \quad (4.9)$$

e

$$y_2 = y + (d + z) \theta. \quad (4.10)$$

As forças aplicadas pelos mancais F_{y1} e F_{y2} são dadas pela equação (2.31), conforme se segue:

$$F_{y1} = -k_i i_{y1} + k_s y_1 \quad (4.11)$$

e

$$F_{y2} = -k_i i_{y2} + k_s y_2, \quad (4.12)$$

onde:

i_{y1} e i_{y2} são as correntes aplicadas ao primeiro e segundo mancal, respectivamente, nos enrolamentos $2b$, responsáveis pela geração de forças radiais na direção do eixo y . Em outras palavras, tais correntes correspondem às correntes i_{2b} apresentadas no capítulo 2.

Devido à simetria dos mancais, considera-se que as constantes k_i e k_s são idênticas para os eixos x e y .

Substituindo-se y_1 e y_2 dados por (4.9) e (4.10) nas equações (4.11) e (4.12), podem-se expressar as relações das forças com as variáveis y e θ_y como:

$$F_{y1} = -k_i i_{y1} + k_s y - k_s (d - z) \theta_y \quad (4.13)$$

e

$$F_{y2} = -k_i i_{y2} + k_s y + k_s (d + z) \theta_y. \quad (4.14)$$

Analisando essas equações, pode-se perceber a relação entre as forças aplicadas pelos dois AMB, apresentada pela dependência do ângulo θ_y . A rotação causada pela ação de um mancal influencia a ação do outro.

Por fim, a força motor é expressa, aplicada ao secundário no ponto médio entre os dois mancais, ou seja:

$$F_{my} = k_m \left(\frac{y_1 + y_2}{2} \right), \quad (4.15)$$

que, utilizando-se os resultados de (4.9) e (4.10), pode ser expressa por:

$$F_{my} = k_m y + k_m z \theta_y. \quad (4.16)$$

Nessa força percebe-se, além da influência do ângulo θ_y , também a influência do deslocamento axial do secundário do motor, através da dependência da distância z . Isso porque, quando há um descolamento axial, a força motor é aplicada em um ponto distante z do centro de massa do secundário.

4.4.2 Dinâmica do sistema

Como as relações acima mostram uma dependência das variáveis y e θ_y , a análise do sistema fica facilitada se estudados os movimentos sobre essas duas variáveis. Assim, aplicando-se a segunda Lei de Newton nas dinâmicas de y e θ_y , obtém-se:

$$\ddot{y} = \frac{F_{y1} + F_{y2} + F_{my}}{m} - g \quad (4.17)$$

e

$$\ddot{\theta}_y = \frac{F_{y2}d_2 - F_{y1}d_1 + F_{my}z}{J}. \quad (4.18)$$

Substituindo as relações (4.5), (4.6), (4.13), (4.14) e (4.16) em (4.17) e (4.18), tem-se:

$$\ddot{y} = -\frac{k_i}{m}(i_{y1} + i_{y2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}y + \frac{(2k_s + k_m)}{m}z\theta_y - g \quad (4.19)$$

e

$$\ddot{\theta}_y = \frac{k_i(d-z)}{J}i_{y1} - \frac{k_i(d+z)}{J}i_{y2} + \frac{(2k_s + k_m)}{J}zy + \frac{(2k_s(d^2 + z^2) + k_mz^2)}{J}\theta_y. \quad (4.20)$$

Analogamente, descartando-se o efeito da gravidade (ou seja, fazendo $g = 0 \text{ m/s}^2$), podem-se escrever as equações para os movimentos com relação ao eixo x :

$$\ddot{x} = \frac{k_i}{m}(i_{x1} + i_{x2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}x + \frac{(2k_s + k_m)}{m}z\theta_x \quad (4.21)$$

e

$$\ddot{\theta}_x = -\frac{k_i(d-z)}{J}i_{x1} + \frac{k_i(d+z)}{J}i_{x2} + \frac{(2k_s + k_m)}{J}zx + \frac{(2k_s(d^2 + z^2) + k_mz^2)}{J}\theta_x. \quad (4.22)$$

As equações (4.19), (4.20), (4.21) e (4.22) compõem assim o modelo matemático do sistema. Podem-se observar nessas as seguintes relações entre os movimentos e as forças aplicadas.

O movimento de y (ou de x) depende:

- das correntes aplicadas aos mancais, relacionadas através do coeficiente k_i ;
- da própria posição y devido às forças de atração que os mancais e o próprio MILT exercem sobre o secundário, devido à sua excentricidade, através dos coeficientes k_s e k_m , respectivamente; e
- do deslocamento axial, devido à distância z medida entre o ponto médio dos dois mancais (e consequentemente do primário do MILT) e o centro de massa do secundário.

O movimento em relação ao ângulo θ_y (ou θ_x) depende:

- das correntes aplicadas aos mancais;
- do próprio ângulo θ , pois caso esse não seja nulo há uma influência das forças de atração magnética causadas pelos mancais gerando torque sobre o secundário (percebida pela presença do coeficiente k_s); e
- da força motor (representada pelo coeficiente k_m), que só influenciará no torque do secundário caso haja movimentação axial, ou seja, se a distância z não for nula (que se pode perceber pela relação de k_m com z).

5 NOVO SISTEMA DE CONTROLE MULTIVARIÁVEL

O sistema de controle é o responsável por determinar quais devem ser as correntes fornecidas aos dois mancais, de forma a controlar o movimento radial do secundário do MILT. Analisando-se as equações matemáticas do modelo, percebe-se uma relação entre as forças exercidas pelo primeiro e segundo mancais, dado que o secundário do motor é único. Conforme citado na seção 3.5, o sistema de controle proposto neste capítulo leva em conta tal relação, considerando o problema como um sistema de mancais, apresentando assim um caráter multivariável.

Continuando as deduções matemáticas apresentadas no capítulo anterior, é necessário definir a lei de controle responsável por fornecer as correntes aos dois mancais. As entradas do sistema de controle são:

- as posições do secundário, medidas com relação aos mancais (x_1 e x_2 para o eixo x , e y_1 e y_2 , para o eixo y); e
- as correntes i_{x1} , i_{x2} , i_{y1} e i_{y2} aplicadas aos mancais, a fim de tornar possível controlar as correntes aplicadas.

Considerando-se essas entradas, o sistema de controle deve atender às especificações dadas a seguir.

5.1 Especificações de projeto do sistema de controle

O sistema de controle deve, acima de tudo, estabilizar o sistema, que tem uma característica instável por natureza, devido às forças magnéticas de atração geradas tanto pelo motor linear como pelos próprios AMBs, que atuam sobre o secundário do motor.

O sistema deve também fazer com que o desvio do valor do entreferro seja o menor possível, ou seja, atuar sobre o secundário de forma a mantê-lo sempre centralizado no primário do motor, com excentricidade nula. Isso se deve a duas razões principais. A primeira é que, ao se evitar excentricidades maiores, previnem-se forças de atração maiores sobre o secundário. Além disso, também se deve manter o secundário próximo ao ponto de equilíbrio,

pois todo o tratamento matemático dado ao problema bem como a lei de controle baseiam-se na linearização do sistema próximo a tal ponto. Com isso, garante-se que todas as deduções utilizadas para projetar o sistema de controle continuem válidas. Para tanto, o valor máximo de excentricidade a ser tomado é 0,6 mm, que corresponde à metade do valor total do entreferro.

Trazer o secundário ao ponto de equilíbrio partindo de condições iniciais de posições não nulas também é uma função importante do sistema de controle, sendo que essa poderá ser a condição de partida do sistema. O tempo de acomodação esperado é de até 2,0 s. Nessa situação, a eliminação do erro estacionário para perturbações em degrau também é desejável.

Soma-se a esse contexto a principal perturbação que o sistema de mancais tem de enfrentar: a operação do MILT, devido a dois fatores. O primeiro é que o parâmetro de força de atração pelo motor k_m pode variar com a corrente de magnetização do motor (COSTA, 2009). O segundo e principal fator de perturbação é a movimentação axial do secundário do motor, fazendo com que as cargas suportadas pelos dois mancais variem com o tempo, quando o motor estiver ligado e em operação. O desvio máximo do secundário com relação ao ponto de equilíbrio durante a operação do MILT a ser considerado nesta especificação é o resultado obtido pelo controlador SISO operando um mancal, ou seja, 0,03 mm.

O deslocamento axial do secundário do motor z não é medido neste trabalho. Dessa forma, ele não é levado em conta para o projeto do sistema de controle, sendo para tanto considerado nulo, mas é considerado durante a fase de simulações e testes do controle. Entretanto, no caso de uma aplicação industrial do MILT, ter-se-ia disponível a medição da posição axial do secundário do motor, dado que essa é uma informação importante para sua operação de acionamento de uma bomba de extração de óleo em poços subterrâneos. Em sendo assim, tal posição poderia ser também considerada pelo sistema de controle. Tal proposta é deixada para trabalhos futuros.

Como terceiro objetivo, o sistema de controle deve atuar de forma a garantir os menores valores possíveis de corrente sobre os mancais, a fim de evitar que os mancais entrem na zona de saturação magnética, além de minimizar o consumo de energia do sistema completo. Conforme Tabela 2.1 da seção 2.2.1, as correntes de suspensão dos mancais não

deverão ultrapassar 5 A durante operação normal, e um transitório de 17 A, pois isso danificaria o CI de potência (conforme Tabela 2.4, seção 2.3).

Sumarizando as especificações do sistema de controle, compõe-se a seguinte lista, na ordem de prioridades:

- 1 °.estabilidade;
- 2 °.desvio máximo do entreferro menor que 0,6 mm em quaisquer condições, e estabilização no ponto de equilíbrio em até 2,0 s;
- 3 °.desvio máximo do entreferro menor que 0,03 mm durante operação do MILT;
- 4 °.minimizar valores de correntes de suspensão, tendo como limites de 5 A durante operação e transitórios de 17 A;
- 5 °.eliminação do erro estacionário para perturbações em degrau.

No projeto do sistema de controle para os dois mancais magnéticos, foram considerados os mesmos parâmetros utilizados no primeiro mancal, sumarizados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Parâmetros e coeficientes utilizados no projeto do sistema de controle.

<i>Grandeza</i>	<i>Símbolo</i>	<i>Valor</i>
Corrente no enrolamento de torque	$i_{4a} = I_4$	4,0 A
Corrente no enrolamento de torque	i_{4b}	0,0 A
Coeficiente força-corrente nos mancais	k_i	164 N/A
Coeficiente força-deslocamento nos mancais	k_s	270 N/mm
Corrente de magnetização do MATÆOS	-	12,0 A
Coeficiente de força-motor no MATÆOS	k_m	0 a 308 N/mm

(Fonte: COSTA, 2009).

5.2 Expressão do sistema no espaço de estados

O modelo matemático do sistema de mancais pode ser dado pelas equações (4.19) e (4.20) para o eixo y:

$$\ddot{y} = -\frac{k_i}{m}(i_{y1} + i_{y2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}y + \frac{(2k_s + k_m)}{m}z\theta_y - g$$

e

$$\ddot{\theta}_y = \frac{k_i(d-z)}{J}i_{y1} - \frac{k_i(d+z)}{J}i_{y2} + \frac{(2k_s + k_m)}{J}zy + \frac{(2k_s(d^2 + z^2) + k_m z^2)}{J}\theta_y.$$

Conforme citado, neste projeto não se tem disponível a medição do deslocamento axial do secundário z , e dessa forma esse movimento será tomado como perturbação pelo sistema de controle. Assim, para projetar o sistema de controle despreza-se o efeito da movimentação axial do secundário, fazendo-se $z = 0$. A dinâmica do sistema fica então desacoplada entre y e θ_y , conforme se segue:

$$\ddot{y} = -\frac{k_i}{m}(i_{y1} + i_{y2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}y - g \quad (5.1)$$

e

$$\ddot{\theta}_y = \frac{k_i d}{J}(i_{y1} - i_{y2}) + \frac{2k_s d^2}{J}\theta_y. \quad (5.2)$$

A fim de se eliminar o termo constante dado pela aceleração da gravidade g , todas as variáveis das equações acima são tomadas como um valor de equilíbrio adicionado de uma variação devido à operação do sistema. Assim:

$$y = \bar{y} + \Delta y, \theta_y = \bar{\theta}_y + \Delta\theta_y, i_{y1} = \bar{i}_{y1} + \Delta i_{y1} \text{ e } i_{y2} = \bar{i}_{y2} + \Delta i_{y2}. \quad (5.3)$$

Substituindo as expressões dadas por (5.3) nas equações (5.1) e (5.2), obtém-se:

$$\Delta\ddot{y} = -\frac{k_i}{m}(\bar{i}_{y1} + \Delta i_{y1} + \bar{i}_{y2} + \Delta i_{y2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}(\bar{y} + \Delta y) - g \quad (5.4)$$

e

$$\Delta\ddot{\theta}_y = \frac{k_i d}{J}(\bar{i}_{y1} + \Delta i_{y1} - \bar{i}_{y2} - \Delta i_{y2}) + \frac{2k_s d^2}{J}(\bar{\theta}_y + \Delta\theta_y). \quad (5.5)$$

Para calcular os valores de equilíbrio, supõe-se o sistema no estado estacionário no caso de regulação, ou seja, $\Delta\ddot{y} = 0$, $\Delta\ddot{\theta}_y = 0$, $\bar{y} = 0$ e $\bar{\theta} = 0$. Assim calculam-se os valores das correntes i_{y1} e i_{y2} na situação de equilíbrio, como sendo:

$$\overline{i_{y1}} = \overline{i_{y2}} = -\frac{mg}{2k_i}. \quad (5.6)$$

O resultado (5.6) possui um sentido físico importante: no ponto de equilíbrio, as correntes i_{y1} e i_{y2} devem sustentar apenas o peso do secundário, de forma homogênea, ou seja, metade do peso suportado por cada mancal.

Com essa linearização em torno do ponto de equilíbrio, as equações (5.4) e (5.5) podem ser expressas da seguinte forma:

$$\Delta\ddot{y} = -\frac{k_i}{m}(\Delta i_{y1} + \Delta i_{y2}) + \frac{(2k_s + k_m)}{m}\Delta y \quad (5.7)$$

e

$$\Delta\ddot{\theta}_y = \frac{k_id}{J}(\Delta i_{y1} - \Delta i_{y2}) + \frac{2k_sd^2}{J}(\Delta\theta_y), \quad (5.8)$$

ou seja, de forma equivalente às equações (5.1) e (5.2), porém agora tratando apenas das variações em torno do ponto de equilíbrio, e sem a presença da gravidade.

Definindo-se o vetor de estados $X_p = \begin{bmatrix} \Delta y \\ \Delta\theta \\ \Delta\dot{y} \\ \Delta\dot{\theta} \end{bmatrix}$, o vetor de entradas $U_p = \begin{bmatrix} \Delta i_{y1} \\ \Delta i_{y2} \end{bmatrix}$ e o

vetor de saídas $Y_p = \begin{bmatrix} \Delta y \\ \Delta\theta \end{bmatrix}$, podem-se escrever as equações (5.1) e (5.2) na forma de espaço de estados:

$$\begin{cases} \dot{X}_p = A_p X_p + B_p U_p \\ Y_p = C_p X_p + D_p \end{cases},$$

onde:

as matrizes A , B , C e D são dadas por:

$$\begin{aligned}
A_p &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{2k_s + k_m}{m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2k_s d^2}{J} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{k_i}{m} & -\frac{k_i}{m} \\ \frac{k_i d}{J} & -\frac{k_i d}{J} \end{bmatrix}, \\
C_p &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ e } D_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.
\end{aligned}
\tag{5.9}$$

5.2.1 Inclusão da dinâmica da malha de corrente

Neste ponto, é importante lembrar que as correntes i_{y1} e i_{y2} , que são aplicadas aos enrolamentos de suspensão 2-pólos, são medidas pelo sistema de controle e usadas em sua lógica. Porém as saídas do sistema de controle de posição são valores de *setpoints* para tais correntes, aplicados em uma malha de corrente. Conforme apresentadas na seção 3.2.2, as malhas de controle de corrente em conjunto com as bobinas de suspensão 2-pólos possuem uma dinâmica que pode ser modelada como de primeira ordem, dada por (3.10) na seção 3.2.2. Esta dinâmica deve ser acrescentada a cada entrada da planta, a saber, i_{y1} e i_{y2} , e é dada por:

$$U(s) = G_i(s)U_{sp}(s) \tag{5.10}$$

onde:

$U(s)$ é o vetor de entradas da planta, dado pelas correntes i_{y1} e i_{y2} ;

$G_i(s)$ é a matriz de transferência que expressa as dinâmicas das malhas de corrente; e

$U_{sp}(s)$ é o vetor de saídas do sistema de controle, dado pelos *setpoints* de correntes i_{y1}^* e i_{y2}^* .

A equação (5.10) pode ser explicitada na seguinte relação:

$$\begin{bmatrix} i_{y1}(s) \\ i_{y2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{p}{s+p} & 0 \\ 0 & \frac{p}{s+p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{y1}^*(s) \\ i_{y2}^*(s) \end{bmatrix}
\tag{5.11}$$

onde:

p representa a frequência da dinâmica da malha de corrente, em rad/s.

Para os mancais do MILT, o valor de p pode ser 250, 120, 56 ou 44 rad/s, dependendo da amplitude do degrau de corrente na entrada da malha (conforme dado por (3.10)).

Escrevendo a relação (5.11) no domínio do tempo, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{y1} + p i_{y1} &= p i_{y1}^* \\ \dot{i}_{y2} + p i_{y2} &= p i_{y2}^* \end{aligned} \quad (5.12)$$

Escrevendo agora (5.12) na forma vetorial:

$$\dot{U}_p = A_i U + B_i U_{sp},$$

sendo:

$$A_i = \begin{bmatrix} -p & 0 \\ 0 & -p \end{bmatrix} \text{ e } B_i = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p \end{bmatrix}. \quad (5.13)$$

Utilizando a relação (5.13), pode-se escrever a planta no espaço de estados dada por (5.9) a fim de se considerar como entrada da planta a saída do sistema de controle, ou seja, o vetor dos *setpoints* de correntes U_{sp} . Definindo assim um novo vetor de estados $X = \begin{bmatrix} X_p \\ U_p \end{bmatrix}$, o vetor de entradas $U = U_{sp}$ e a saída $Y = Y_p$, define-se um novo sistema incluindo a dinâmica das malhas de corrente, conforme se segue:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{X}_p \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ 0 & A_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_p \\ U_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_i \end{bmatrix} U_{sp} \\ Y &= [C_p \quad 0] \begin{bmatrix} \dot{X}_p \\ \dot{U}_p \end{bmatrix} \end{aligned} ,$$

ou seja:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases},$$

onde:

$$A = \begin{bmatrix} A_p & B_p \\ 0 & A_i \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ B_i \end{bmatrix} \text{ e } C = [C_p \quad 0], \quad (5.14)$$

sendo A_p , B_p e C_p dados por (5.9), e A_i e B_i são dados por (5.13).

Assim, a equação (5.14) exprime o sistema formado pelos mancais e MILT já acrescido das dinâmicas de corrente, que é levado em conta para o projeto do controlador. O mesmo raciocínio pode ser feito para as dinâmicas no eixo x , porém desconsiderando o efeito da gravidade.

É importante citar que o sistema dado por (5.14) é instável para os valores das constantes nominais utilizadas neste trabalho, resultado da análise dos polos do sistema em malha aberta, a exemplo do sistema SISO apresentado por (3.9). Além disso, suas características de controlabilidade e observabilidade foram testadas para tais valores de constantes.

5.3 Definição da robustez de estabilidade

Conforme citado anteriormente, o sistema de mancais possui alguns parâmetros que são dados com incertezas, pois tais parâmetros variam dependendo da situação do MILT. Essa variação de parâmetros altera consideravelmente o comportamento do sistema em malha fechada, podendo levá-lo à instabilidade. Portanto, um sistema de controle robusto é recomendado para essa aplicação. Assim, foi utilizada a técnica de projeto LQG/LTR para o projeto do sistema de controle robusto multivariável a ser aplicado nos AMBs.

Para o projeto do sistema de controle, foram consideradas variações nos parâmetros k_m e p . O parâmetro k_m indica a situação do MILT: se ele estiver ligado, $k_m = 308$ N/mm para a corrente de magnetização utilizada neste projeto; se estiver desligado, $k_m = 0$. Já o parâmetro p indica a dinâmica da malha de corrente, e varia conforme o degrau de referência no *setpoint* de cada corrente, podendo variar desde 40 a 250 rad/s, correspondendo a constantes de tempo de 4 a 25 ms. Não foi considerada variação em m (como foi feito no capítulo 3 para o controle SISO), pois neste modelo MIMO utilizado, o efeito do movimento axial do secundário do MILT é modelado pelo parâmetro z , que afeta diretamente a dinâmica do sistema, e também o modelo é acoplado para os dois mancais, que já exprime a relação de forças a serem geradas pelos mancais dada a movimentação axial do secundário.

O projeto do sistema de controle LQG/LTR inicia-se com a definição da barreira de robustez da estabilidade do sistema. Para isso, utiliza-se a equação (DA CRUZ, 1996):

$$\varepsilon_m(\omega) = [G_R(j\omega) - G_N(j\omega)]G_N^{-1}(j\omega) \quad (\forall \omega) \quad (5.15)$$

onde:

$\varepsilon_m(\omega)$ é o vetor de erro de modelagem, definido pontualmente para cada valor da frequência ω ;

$G_R(j\omega)$ é a matriz de transferência do sistema real, considerando todas as incertezas nos parâmetros; e

$G_N(j\omega)$ é a matriz de transferência do sistema nominal.

O valor do vetor $\varepsilon_m(\omega)$ é calculado para cada ω , excursionando a operação dada por (5.15) para todas as combinações possíveis de valores dos parâmetros para os quais são consideradas incertezas. Armazena-se o maior valor em módulo do erro de modelagem para uma dada frequência, que será guardado no vetor $e_m(\omega)$. Com isso, define-se a condição de robustez de estabilidade, que é dada pela relação:

$$\sigma_M\{[I + G_N(j\omega)K(j\omega)]^{-1}G_N(j\omega)K(j\omega)\} < \frac{1}{e_m(\omega)} \quad (\forall \omega) \quad (5.16)$$

Figura 5.1 – Barreira de robustez de estabilidade para o sistema real
(Fonte: autor).

onde:

$K(j\omega)$ é a matriz de transferência do sistema de controle projetado; e o operador σ_M corresponde ao valor singular máximo da expressão.

Assim, para a variação de parâmetros considerada, obteve-se a barreira de robustez de estabilidade dada na Figura 5.1. O projeto do sistema de controle robusto LQG/LTR considera essa barreira.

5.4 Inclusão de integradores na planta

Como o modelo nominal do sistema composto pelos AMBs e pelo MILT não possuem integradores naturais, e a eliminação do erro estacionário é uma especificação do projeto do sistema de controle, antes de se iniciar o projeto do controle é necessário fazer a inclusão destes integradores, em cada uma das entradas da planta. Para isso, considera-se que um bloco integrador cuja matriz de transferência é dada por:

$$G_{int}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} \end{bmatrix}$$

é acrescentado à planta e consequentemente dois novos estados são acrescentados ao vetor de estados da planta. Assim, a nova dinâmica da planta aumentada é dada por (DA CRUZ, 1996):

$$\begin{cases} \dot{X}_a = A_a X_a + B_a U, \\ Y = C_a X_a \end{cases},$$

onde:

$$A_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ B & A \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \text{ e } C_a = [0 \quad C], \quad (5.17)$$

sendo:

as matrizes A_a , B_a e C_a correspondentes à dinâmica da planta aumentada, e I é a matriz identidade de dimensão 2.

Assim, o projeto do sistema de controle considera que a planta nominal é dada pela relação (5.17), com a presença dos integradores. Porém, é importante observar que para a implementação do controlador os integradores devem ser também implementados, pois eles são parte do controlador.

5.5 Projeto do sistema de controle robusto multivariável

5.5.1 Escolha dos parâmetros de projeto μ_{LQG} e L_{LQG}

O projeto do sistema de controle robusto multivariável através da técnica LQG/LTR inicia-se com a escolha dos parâmetros de projeto μ_{LQG} e L_{LQG} . A escolha desses parâmetros deve ser tal que os valores singulares da expressão (DA CRUZ, 1996):

$$\frac{1}{\sqrt{\mu_{LQG}}} \sigma_i [C_a(j\omega I - A_a)^{-1} L_{LQG}] \quad (5.18)$$

obedeçam à barreira de estabilidade em altas frequências. Nota-se que o projeto é feito considerando a dinâmica da planta aumentada com os integradores, e a matriz I é a identidade de dimensão 8 (que é a mesma dimensão de A_a).

A escolha da matriz L_{LQG} é feita a fim de que haja o casamento dos valores singulares em todas as frequências, no caso da planta que teve integradores adicionados à sua dinâmica. Para tanto, toma-se:

$$L_{LQG} = \begin{bmatrix} L_L \\ L_H \end{bmatrix}$$

onde

$$L_H = -A_a^{-1} B_a L_L \text{ e } L_L = -(C_a A_a^{-1} B_a)^{-1} \quad (5.19)$$

Aplicando (5.19) em (5.18), obtém-se:

$$\sigma_i [C_a(j\omega I - A_a)^{-1} L_{LQG}] = \frac{1}{\omega} \quad (5.20)$$

ou seja, os valores singulares são idênticos em todas as frequências, com uma declividade de -20db/década (DA CRUZ, 1996).

A fim de que os valores singulares dados por (5.18) obedecam à barreira de robustez da estabilidade do sistema, escolhe-se o parâmetro μ_{LQG} como sendo:

$$\mu_{LQG} = 0,01.$$

5.5.2 Cálculo da malha objetivo

Após ter escolhido os parâmetros de projeto de forma a se obedecer à barreira de robustez de estabilidade, deve-se encontrar a malha objetivo através do procedimento do Filtro de Kalman, de forma que os valores singulares da malha objetivo sejam próximos daqueles dados por (5.18). Assim, seguindo-se o procedimento LQG/LTR obtêm-se os valores singulares dados na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Valores singulares da malha objetivo.
(Fonte: autor).

Observa-se que tanto os valores singulares de (5.18) como os da malha objetivo ($G_{KF}(j\omega)$) respeitam à barreira de robustez de estabilidade para altas frequências. É fundamental que isso aconteça para altas frequências, pois é nessa região de frequências que os valores singulares da malha objetivo aproximam-se dos da malha fechada, pois lembra-se que a condição de robustez de estabilidade dada por (5.16) diz que os valores singulares de malha fechada devem obedecer à barreira para quaisquer frequências. Tal condição é obedecida pela malha objetivo dada por $G_{KF}(j\omega)$, conforme visto na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Condição de robustez de estabilidade – malha objetivo.
(Fonte: autor).

5.5.3 Obtenção do controlador $K(s)$ a partir do procedimento LTR

Uma vez tendo a malha objetivo obedecendo à condição de robustez de estabilidade, é necessário obter-se o controlador $K(s)$ de forma aproximada tal que a malha fechada da planta e controlador ainda obedeça à robustez de estabilidade. Para tanto, o procedimento de recuperação LTR é utilizado. Define-se o parâmetro de recuperação ρ

pequeno o suficiente de forma que a malha recuperada $G_N(j\omega).K(j\omega)$ tenha seus valores singulares próximos aos da malha objetivo. Para tanto, escolhe-se:

$$\rho = 10^{-12}.$$

Observa-se assim na Figura 5.4 que o sistema recuperado aproxima-se da malha objetivo na região de frequências de interesse.

Figura 5.4 – Valores singulares do sistema recuperado.
(Fonte: autor).

Finalmente, verifica-se que a malha fechada do sistema completo obedece à condição de robustez de estabilidade, verificando seus valores singulares dados por $\sigma_i[C_N(j\omega)]$ na Figura 5.5, o que mostra que o projeto do controlador foi bem sucedido e a malha fechada é estável para quaisquer valores dos parâmetros com incertezas, dentro das faixas de incerteza consideradas no projeto (onde $C_N(j\omega) = [I + G_N(j\omega)K(j\omega)]^{-1} \cdot G_N(j\omega)K(j\omega)$) (DA CRUZ, 1996).

Figura 5.5 – Condição de robustez da estabilidade da malha fechada.
(Fonte: autor).

O controlador $K(s)$ obtido através deste procedimento é dado por:

$$K(s) = \begin{bmatrix} K_{11}(s) & K_{21}(s) \\ K_{12}(s) & K_{22}(s) \end{bmatrix}$$

onde:

$K_{11}(s)$ é a função de transferência da entrada 1 (Δy) para a saída 1 do controlador (Δi_{y1}^*);

$K_{12}(s)$ é a função de transferência da entrada 1 (Δy) para a saída 2 do controlador (Δi_{y2}^*);

$K_{21}(s)$ é a função de transferência da entrada 2 ($\Delta \theta$) para a saída 1 do controlador (Δi_{y1}^*);

$K_{22}(s)$ é a função de transferência da entrada 2 ($\Delta \theta$) para a saída 2 do controlador (Δi_{y2}^*);

que por sua vez são dadas por:

$$\begin{aligned}
K_{11}(s) &= \frac{-1.45e7s^7 - 1.17e10s^6 - 3.85e12s^5 - 6.88e14s^4 - 7.44e16s^3 - 4.15e18s^2 - 2.43e19s - 3.35e19}{s^8 + 1157s^7 + 6.067e5s^6 + 1.94e8s^5 + 4.22e10s^4 + 6.45e12s^3 + 6.82e14s^2 + 4.69e16s + 1.67e18} \\
K_{12}(s) &= \frac{-1.45e7s^7 - 1.17e10s^6 - 3.85e12s^5 - 6.88e14s^4 - 7.44e16s^3 - 4.15e18s^2 - 2.43e19s - 3.35e19}{s^8 + 1157s^7 + 6.067e5s^6 + 1.94e8s^5 + 4.22e10s^4 + 6.45e12s^3 + 6.82e14s^2 + 4.69e16s + 1.67e18} \\
K_{21}(s) &= \frac{1.22e7s^7 + 1.05e10s^6 + 3.74e12s^5 + 7.41e14s^4 + 8.93e16s^3 + 5.42e18s^2 + 2.40e19s + 2.57e19}{s^8 + 1157s^7 + 6.067e5s^6 + 1.94e8s^5 + 4.22e10s^4 + 6.45e12s^3 + 6.82e14s^2 + 4.69e16s + 1.67e18} \\
K_{22}(s) &= \frac{-1.22e7s^7 - 1.05e10s^6 - 3.74e12s^5 - 7.41e14s^4 - 8.93e16s^3 - 5.42e18s^2 - 2.40e19s - 2.57e19}{s^8 + 1157s^7 + 6.067e5s^6 + 1.94e8s^5 + 4.22e10s^4 + 6.45e12s^3 + 6.82e14s^2 + 4.69e16s + 1.67e18}
\end{aligned} \tag{5.21}$$

Neste ponto, é conveniente recordar-se que o controlador $K(s)$ foi projetado considerando que a planta:

- foi linearizada em torno de um ponto de equilíbrio, e logo as saídas do controlador correspondem a Δi_{yI}^* e Δi_{y2}^* ; consequentemente para aplicá-lo à planta real, devem-se somar às suas saídas as constantes $\overline{i_{y1}}$ e $\overline{i_{y2}}$ com valores dados por (5.6);
- teve adicionados às suas entradas integradores, a fim de eliminar o erro estacionário para perturbações em degrau, para o cálculo do controlador $K(s)$, porém tais integradores devem ser implementados junto com o controlador, em série com as saídas de $K(s)$;
- tem como saídas a posição y do centro de massa do secundário do MILT e o ângulo que o mesmo forma com a horizontal θ_y , entretanto as saídas reais do sistema de AMBs são os valores das excentricidades com relação ao eixo y medidos em cada um dos AMBs, y_1 e y_2 ; portanto as conversões matemáticas de y_1 e y_2 em y e θ_y devem ser implementadas no PLC antes que sejam utilizadas no algoritmo do controlador $K(s)$ propriamente dito, a partir das relações (4.7) e (4.8) da seção 4.4.1, conforme se segue:

$$y = \frac{y_1 + y_2}{2} \tag{5.22}$$

$$\theta \approx \operatorname{tg} \theta = \frac{y_2 - y_1}{2d}. \quad (5.23)$$

Tendo em mente o controlador robusto multivariável $K(s)$ obtido através do procedimento LQG/LTR e essas três observações, o sistema pôde ser simulado em ambiente computacional MATLAB, e seus resultados são mostrados na seção seguinte.

5.6 Simulações

A fim de se verificar os resultados do sistema de controle projetado, foi utilizada a ferramenta de simulação MATLAB, onde o sistema foi montado em forma de diagrama de blocos. A Figura 5.6 apresenta um diagrama de blocos do sistema completo com o sistema de controle, de forma esquemática. No apêndice D são apresentados os diagramas de blocos detalhados, mostrando o conteúdo de cada bloco mostrado na figura citada, e a forma como foram montadas as dinâmicas do sistema.

Figura 5.6 – Diagrama de blocos do sistema completo com o controlador robusto.
(Fonte: autor).

Para o sistema de mancais foi utilizado o modelo matemático contendo a influência do parâmetro de deslocamento axial z , enquanto as leis de controle são dadas por (5.21). No diagrama de blocos, podem ser vistos os integradores alocados na saída do controlador $K(s)$, bem como a compensação do ponto de operação das correntes i_{y1} e i_{y2} de saída, conforme observações feitas na seção anterior.

Foram simuladas três situações:

- movimento axial do secundário, partindo com o secundário no ponto de equilíbrio;
- partida do sistema de mancais, com o secundário na condição inicial de $y_0 = 0,1 \text{ mm}$;
- aumento da amplitude do movimento axial do secundário.

Todos os testes foram feitos para os parâmetros k_m e p variando nas faixas utilizadas no projeto do sistema de controle robusto, a saber: k_m de 0 a 308 N/mm e p de 40 a 250 rad/s. Assim, a cada situação uma família de curvas foi registrada no mesmo gráfico, onde a curva com os valores nominais dos parâmetros é destacada, a fim de que se perceba o efeito da variação dos parâmetros na resposta do sistema. Além disso, gráficos adicionais foram levantados, onde apenas um dos parâmetros com incertezas (k_m e p) foram alterados por vez, a fim de se avaliar o efeito da variação de cada parâmetro em estudo. Para todas as situações, foram registrados gráficos das posições y , y_1 e y_2 , e das correntes i_{y1} e i_{y2} .

A primeira simulação foi feita com o secundário do MILT iniciando em regime estacionário na posição de equilíbrio, ou seja, excentricidade nula. Simula-se então o movimento periódico axial do secundário ao longo do eixo z , onde a distância percorrida é de no máximo 0,3 m para cada lado, a uma velocidade de 0,25 m/s (COSTA, 2009). Considera-se o motor inicialmente na posição $z = 0,3 \text{ m}$, ou seja, com o peso mais concentrado sobre o primeiro mancal (lado esquerdo), e após 2,4 s o secundário completa o seu ciclo, estando em $z = -0,3 \text{ m}$, ou seja, mais concentrado no segundo mancal. As curvas de resposta da Figura 5.7 foram levantadas para as posições em y e para as correntes de suspensão.

Observa-se que a oscilação das posições medidas sobre os dois mancais y_1 e y_2 em torno do ponto de equilíbrio é de aproximadamente 0,02 mm, de forma que o sistema de controle permitiu manter o secundário do motor próximo do ponto de equilíbrio, atendendo a tal especificação de projeto. Como o maior desvio foi menor que 0,03 mm, o controlador atendeu à especificação, ou seja, tal desvio é aceitável para a aplicação, dado que o ruído de medição nos sensores de posição é da ordem de 0,06 mm (COSTA, 2009).

Figura 5.7 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial do secundário.
(Fonte: autor).

Outra observação válida é com relação às correntes de suspensão i_{y1} e i_{y2} . O maior pico de corrente foi de aproximadamente 2 A, sendo que somando os valores das correntes, tem-se o consumo médio em cada mancal de 1,37 A, que corresponde ao valor necessário para sustentar metade do peso do secundário do MILT, conforme dado por (5.6). Apenas para se ter uma ordem de grandeza, os valores das correntes para o caso de apenas um mancal atuando (ou seja, com o mancal mecânico instalado), o pico de corrente foi de 2,5 A (COSTA, 2009). Dessa forma, o sistema de controle permitiu realizar o controle da posição do secundário quando da ação da perturbação de forma satisfatória, e com valores de correntes baixos para a aplicação.

Quanto à variação de parâmetros, nota-se que o efeito das incertezas é mais significativo no início do movimento, sendo quase nulo após 2s de operação. Da mesma forma, os picos de corrente também acontecem no início da operação. As curvas para os valores nominais dos parâmetros foram representadas nas cores vermelho e azul, como referência para a análise.

A Figura 5.8 apresenta um detalhamento maior da resposta do sistema à perturbação do movimento axial do secundário para os diversos valores de k_m dentro da faixa de incertezas considerada. A fim de se fazer uma melhor análise, apenas os instantes iniciais do movimento foram mostrados, pois essa é a região que apresenta maior discrepância. Quase não se nota variação nas respostas, tanto de posições como de correntes.

Figura 5.8 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial para diversos valores de k_m .
(Fonte: autor).

A Figura 5.9 apresenta a resposta do sistema para a variação do parâmetro p , que representa a dinâmica da malha de corrente, mantendo o valor nominal de k_m . Diferente do caso anterior, a variação de p influencia de forma mais significativa na resposta do sistema, principalmente nos instantes iniciais. Isso pode ser explicado mais facilmente utilizando o modelo SISO do sistema apresentado em (3.11) na seção 3.2.2, como auxílio no raciocínio: a alteração do parâmetro k_m de 308 para 0 N/mm faz com que os pólos reais de malha aberta alterem-se de $\pm 159,22$ para $\pm 108,82$ rad/s; porém a alteração do parâmetro p de 250 para 40 rad/s faz com que o pólo de malha aberta altere-se de forma tal que a dinâmica da malha de corrente deixa de ser a mais rápida da planta, passando a ser a mais lenta, alterando completamente a configuração do sistema, sob a luz de uma análise no lugar geométrico das

raízes. Esse raciocínio sobre o modelo SISO do sistema é bastante elucidativo, devido à maior facilidade de análise.

Figura 5.9 – Simulação do sistema à perturbação do movimento axial para diversos valores de p .
(Fonte: autor).

Na segunda simulação, o secundário foi considerado inicialmente em repouso com uma condição inicial não nula, na posição $y = 0,1$ mm. O sistema de controle dos AMBs foi então ligado e a resposta pode ser vista na Figura 5.10, para as variadas combinações de parâmetros.

Figura 5.10 – Simulação do sistema à condição inicial não nula.
(Fonte: autor).

Nessa simulação, pode-se observar que o sistema buscou levar o secundário ao ponto de equilíbrio de forma estável, atingindo-o em um tempo de acomodação de aproximadamente 1,5 s, onde o sobressinal aproximado é de 50%, resultado satisfatório. A eliminação do erro estacionário para essa situação também pode ser observada. Observa-se ainda que os valores de corrente apresentam um pico alto de 15 A, porém durante um tempo reduzido, estando dentro das limitações do CI de potência. O valor estacionário das correntes corresponde ao valor necessário para sustentar metade do peso do secundário do MILT, ou seja, 1,37 A.

Mais uma vez, o efeito da variação de cada parâmetro é analisado separadamente, sendo apresentado na Figura 5.11 e também na Figura 5.12.

De forma similar ao primeiro caso simulado, o efeito da variação da dinâmica da malha de corrente foi mais significativo sobre a resposta do sistema.

Figura 5.11 – Simulação do sistema à condição inicial não nula para diversos valores de k_m .
(Fonte: autor).

Figura 5.12 – Simulação do sistema à condição inicial não nula para diversos valores de p .
(Fonte: autor).

Por último, apenas a título de se obter maior conhecimento sobre o funcionamento do sistema de controle perante as perturbações, o sistema foi simulado considerando que o movimento axial do secundário tivesse uma maior amplitude, sendo de 0,6 m, ou seja, o dobro da amplitude nominal. A frequência de operação, entretanto, foi mantida. Os resultados para os diversos parâmetros simulados podem ser vistos na Figura 5.13.

Figura 5.13 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada.
(Fonte: autor).

Nota-se que com a duplicação da amplitude do movimento axial do secundário, duplicou-se também o desvio máximo das excentricidades, passando a ser agora de 0,05 mm. Tal desvio, porém, ainda está dentro das especificações, sendo menor que o ruído gerado pelos sensores de posição. O pico de corrente também aumentou passando para 2,3 A, porém ainda dentro das especificações. Conforme esperado, novamente o consumo médio de corrente é de 1,37 A.

Conforme ilustrado na Figura 5.14 e na Figura 5.15, a alteração do parâmetro p foi mais significativa na operação do sistema, se comparado com k_m .

Figura 5.14 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada para diversos valores de k_m .
(Fonte: autor).

Figura 5.15 – Simulação do sistema ao movimento axial com amplitude aumentada para diversos valores de p .
(Fonte: autor).

A partir das simulações é possível concluir que o sistema de controle atende satisfatoriamente às especificações de projeto, de forma que em nenhuma situação o desvio do valor do entreferro desejado é maior que 0,1 mm. Para a operação nominal do MILT, com deslocamento axial máximo de 0,3 m, o desvio máximo foi de 0,02 mm, que é um ótimo resultado. No caso da condição inicial não nula, é possível observar que o sistema elimina o erro estacionário, levando o sistema ao ponto de equilíbrio em menos de 2,0 s. Os valores de corrente observados ficaram dentro dos limites do CI de potência, mesmo com o pico de 15 A apresentado na condição inicial não nula, o que indica que o sistema tem melhor desempenho quando exposto à situação da perturbação principal do sistema, que é a operação do MILT. A variação dos parâmetros da planta não afetam a estabilidade e o desempenho do sistema,

evidenciando a robustez do sistema de controle, ilustrada na Figura 5.5. E uma observação pode ser feita quanto à influência da variação dos parâmetros: a dinâmica da malha de corrente afeta de forma mais significativa a resposta do sistema em malha fechada do que a constante de força do MILT, devido à sua influência na posição dos pólos reais do sistema em malha aberta, conforme análise feita utilizando-se o modelo SISO.

5.7 Limitações do PLC na implementação do controlador

Conforme apresentado na seção 0, a implementação de controladores desenvolvidos para o sistema de mancais do MILT na interface FPGA disponível é uma tarefa árdua, devido às limitações do PLC. Um dimensionamento preciso da lógica precisa ser feito, passando desde uma análise sobre os *loops* implementados até a quantidade de blocos de operações matemáticas utilizados, em especial multiplicadores. Com isso, apesar do melhor desempenho apresentado pelo controlador robusto multivariável projetado neste capítulo, sua implementação foi inviabilizada pelas limitações do PLC utilizado.

Em sendo assim, os resultados experimentais apresentados no capítulo 6 foram obtidos pela operação do sistema de controle composto por dois controladores SISO, conforme apresentado no capítulo 3. Todavia, conforme é mostrado na próxima seção, esse sistema de controle também é robustamente estável frente às variações de parâmetros utilizadas neste capítulo, o que o torna também um controlador robusto a essas variações.

5.8 Verificação da robustez de estabilidade do controlador SISO

A fim de validar a importância da operação do sistema de controle SISO implementado experimentalmente, faz-se a seguir uma análise da robustez de estabilidade de tal controlador, mostrando que esse também é um controlador robusto que se apresenta estável mesmo em face das variações de parâmetros da planta.

Para isso, conforme verificado na seção 5.5.3 para o sistema de controle robusto multivariável projetado, o sistema em malha fechada precisa obedecer à condição de robustez de estabilidade apresentada pela equação (5.16).

Tomando o sistema de controle proposto na seção 3.2.2, equação (3.14), para ambos os AMBs, e fazendo sua análise para o modelo matemático apresentado em (5.14), ou seja, considerando a correlação entre os dois mancais, e a planta já com a dinâmica da malha de corrente, desenhando-se os valores singulares da malha fechada obtém-se o gráfico da Figura 5.16, complementar ao apresentado anteriormente.

Figura 5.16 – Condição de robustez da estabilidade para o sistema de controle SISO. (Fonte: autor).

Nota-se que o sistema de controle SISO obedece à barreira de robustez de estabilidade, e também que esse controle apresenta ganho equivalente ao do sistema robusto multivariável até a frequência de 2 rad/s, que é aproximadamente a região de interesse, dado que a frequência de operação do movimento axial do secundário do MILT é de 1,3 rad/s (pois seu período é de 4,8 s). Após essa frequência, a malha fechada com o controlador SISO

apresenta uma declividade constante de -40 db/década, podendo ser considerado um filtro passa-baixa, que elimina ruídos de altas frequências.

6 AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL

Este capítulo apresenta os resultados da avaliação experimental do sistema de controle composto por dois controladores SISO, um para cada AMB, controlando os mancais.

Foram feitos quatro testes no sistema:

- sistema ligado em regime estacionário;
- movimentação axial manual do secundário do MILT;
- aplicação de perturbações no secundário do MILT; e
- aplicação de degraus nas referências das posições radiais.

Para cada um destes testes, foram registradas as posições radiais do secundário nos eixos x e y em cada um dos mancais (x_1 e y_1 para o AMB 1 e x_2 e y_2 para o AMB 2), os *setpoints* de correntes de suspensão bifásicas calculados pelas malhas de controle de posição ($i_{2a_1}^*$ e $i_{2b_1}^*$ para o AMB 1 e $i_{2a_2}^*$ e $i_{2b_2}^*$ para o AMB 2), e as correntes de suspensão trifásicas aplicadas a cada um dos mancais (i_{2u_1} , i_{2v_1} e i_{2w_1} para o AMB 1 e i_{2u_2} , i_{2v_2} e i_{2w_2} para o AMB 2).

Além disso, para os dois últimos testes são apresentadas figuras contendo um maior detalhamento da resposta do sistema, explorando os gráficos completos apresentados.

A Figura 6.1 mostra o sistema em regime estacionário, com os dois AMBs em operação. Nota-se que o sistema apresenta uma boa resposta, onde as posições radiais ficam em torno do ponto de equilíbrio com uma variação média de 0,01 mm. Considerando que os sensores de posição apresentam um ruído de aproximadamente 0,06 mm, esta resposta é satisfatória.

Figura 6.1 – Resposta do sistema em regime estacionário.
(Fonte: autor).

Na Figura 6.1, ao se observar os valores dos *setpoints* de correntes nota-se que os valores de $i_{2a_1}^*$ e $i_{2a_2}^*$ são nulos, pois o secundário está no ponto de equilíbrio no eixo x , portanto não é necessária nenhuma força exercida pelos mancais sobre o secundário. Todavia, no eixo y há o peso do secundário a ser compensado. Consequentemente os valores de $i_{2b_1}^*$ e $i_{2b_2}^*$ somados correspondem exatamente à força necessária aos mancais para compensarem o peso do secundário. O fato de os valores de $i_{2b_1}^*$ e $i_{2b_2}^*$ não serem exatamente iguais pode ser atribuído a uma sutil descentralização do secundário na sua direção axial, de forma que seu peso esteja mais aplicado sobre o AMB 1. As correntes trifásicas apresentadas são exatamente o resultado da composição de correntes a fim de atenderem os valores dos *setpoints*, conforme relação apresentada em (2.37), na seção 2.1.5.

A Figura 6.2 apresenta a resposta do sistema à movimentação axial do secundário do MILT. A amplitude e o período do movimento axial correspondem ao período de operação do MILT, sendo de 0,3 m e 4,8 s, respectivamente, conforme se nota na figura. O sistema foi capaz de rejeitar essa perturbação, mantendo as posições radiais em torno do ponto de equilíbrio com variações menores que 0,06 mm, dentro das especificações. Comparando-se esse desempenho com o do sistema operando com apenas um AMB e um mancal mecânico (COSTA, 2009), que apresentou uma variação menor que 0,03 mm, pode-se concluir que o desempenho do sistema foi afetado pela ausência de contato mecânico com o secundário. Em outras palavras, a estabilização do secundário no caso dos dois AMBs depende exclusivamente da sua levitação magnética, tornando-se uma tarefa mais complicada, quando comparada à operação com um mancal mecânico.

Os valores de correntes aplicadas aos AMBs ficaram dentro dos limites dos CIs de potência, sendo menores que 1,5 A. Além disso, os valores dos *setpoints* de correntes $i_{2b_1}^*$ e $i_{2b_2}^*$ correspondem ao peso do secundário aplicado sobre cada mancal, em determinado instante de tempo, como por exemplo aproximadamente 32,6 kg sobre o AMB 1 e 14,8 kg sobre o AMB 2, no instante 4,8 s, dados os *setpoints* de correntes aproximadamente 1,95A em $i_{2b_1}^*$ e 0,78 A em $i_{2b_2}^*$. Eventuais diferenças entre os valores calculados acima e os valores apresentados nos gráficos devem-se à dinâmica da malha de posição, bem como à excentricidade do secundário, que causa forças de atração aplicadas pelos AMBs ao secundário.

Figura 6.2 – Resposta do sistema ao movimento axial do secundário.
(Fonte: autor).

Pode-se ainda observar que houve pequenas variações sobre as posições no eixo x , que não era esperado dado que a movimentação axial do secundário altera somente o peso que cada mancal deve suportar. Essas alterações podem ser atribuídas ao fato de que a movimentação axial do secundário foi feita manualmente, e tal movimentação possui imprecisões ao se aplicar as forças externas.

Na Figura 6.3 pode-se observar a resposta do sistema às perturbações manuais aplicadas ao secundário do MILT, com este no ponto de equilíbrio e as perturbações sendo aplicadas através de golpes manuais sobre o secundário do MILT. Neste teste, um efeito importante faz-se perceber: a influência da operação de um AMB sobre o outro. Toma-se, por exemplo, o instante 3,18 s, quando uma perturbação é aplicada ao secundário no sentido negativo do eixo y , em um ponto mais próximo ao AMB 1. É possível perceber uma considerável alteração na posição y_1 , porém também se percebe um efeito na posição y_2 , instantes após a aplicação da perturbação. Isso evidencia o efeito da resposta do AMB 1 à perturbação sobre o comportamento do AMB 2 que, sentindo a movimentação do secundário, também atuou de forma a corrigi-la.

O mesmo efeito é percebido quando a perturbação é aplicada ao secundário em um ponto mais próximo do AMB 2 (em $t = 35,58$ s): a atuação do segundo mancal é sentida sutilmente pelo primeiro, que atua de forma a corrigi-la. Também, para as perturbações aplicadas na direção do eixo x (em $t = 23$ s e $46,55$ s) percebem-se efeitos semelhantes.

Esse importante resultado evidencia que o sistema com os dois mancais em operação possui um caráter multivariável, onde os comportamentos dos mancais estão acoplados, sendo o próprio secundário do MILT o fator de acoplamento, dado que é único. Entretanto, observa-se um desacoplamento das dinâmicas nos eixos x das dinâmicas no eixo y , conforme resultado obtido na operação de um único AMB (COSTA, 2009).

Observa-se também na figura que o desvio máximo do ponto de equilíbrio foi de 0,3 mm, estando dentro das especificações. Os limites das correntes foram respeitados, onde os picos são de aproximadamente 3,2 A. Outro efeito importante do sistema de controle é a eliminação do erro estacionário, que após as perturbações levou o sistema ao ponto de equilíbrio. A Figura 6.4 detalha exatamente esse comportamento do sistema de controle, para uma perturbação aplicada na direção do eixo y , mais próxima do primeiro mancal. Nota-se que o tempo de acomodação foi de aproximadamente 2 s.

Figura 6.3 – Resposta do sistema a perturbações aplicadas no secundário.
(Fonte: autor).

Figura 6.4 – Detalhe do tempo de resposta do sistema a perturbação aplicada no secundário.
(Fonte: autor).

O quarto teste realizado foi da aplicação de degraus nas referências das posições radiais. Conforme mostrado na Figura 6.5, degraus foram aplicados nas referências de x_1 , x_2 , y_1 e y_2 , ordenados temporalmente dessa forma. Novamente, pode-se perceber o efeito da ação de um AMB sobre o comportamento do outro, evidenciando o comportamento multivariável da operação dos mancais, em cada direção.

Figura 6.5 – Resposta do sistema a entradas em degrau nas referências.
(Fonte: autor).

Na Figura 6.6 pode-se verificar a resposta dinâmica do sistema e a eliminação do erro estacionário. O tempo de acomodação para os degraus foi em média de 0,8 s, e o erro estacionário foi totalmente eliminado.

Figura 6.6 – Detalhe do tempo de resposta do sistema a um degrau na referência.
(Fonte: autor).

De forma geral, o sistema de controle atendeu às especificações do projeto, eliminando as perturbações e apresentando boa resposta dinâmica, dentro dos limites das correntes de suspensão aplicadas aos AMBs. Conforme mostrado no capítulo anterior (seção 5.8), este sistema de controle mostra-se robusto perante as variações de parâmetros e também as perturbações manuais aplicadas sobre o secundário. Além disso, percebe-se um caráter multivariável do sistema completo, acoplando as dinâmicas dos mancais em cada eixo, sendo o fator de acoplamento o secundário do MILT, que é comum aos dois mancais.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho tem como propósito ampliar os estudos da aplicação de mancais magnéticos ao protótipo de motor de indução linear MATÆOS, cuja proposta é aperfeiçoar a instalação para extração de petróleo em terra (*onshore*), sendo uma alternativa à tradicional estrutura de cavalo mecânico, utilizada atualmente. Dentre as vantagens da aplicação de AMBs a esse motor, podem-se citar a redução do atrito mecânico do secundário do motor com as partes estáticas e a consequente redução de custos de manutenção, dado que mancais mecânicos, expostos ao fluido abrasivo e rico em impurezas extraído dos poços, poderiam ser rapidamente danificados necessitando sua substituição periódica.

Além disso, a área de mancais magnéticos é um território a ser explorado com grande potencial. E sua aplicação a um motor linear difere dos demais trabalhos apresentados em congressos específicos acerca do tema, constituindo-se assim um importante resultado na área.

Apresenta-se a instalação do segundo AMB ao MILT, bem como o consequente estudo do conjunto de mancais como um sistema, e a aplicação de um sistema de controle para tal sistema, eliminando assim contatos mecânicos com o secundário. Dessa forma, o presente trabalho possui um caráter multidisciplinar, abordando projetos de sistemas de controle, desenvolvimento de software para programação do PLC, a instalação mecânica do segundo AMB, e o projeto e testes do circuito eletrônico de potência.

O estudo do sistema com apenas um AMB instalado é abordado, bem como a teoria de mancais magnéticos, que forneceu subsídios para todo o desenvolvimento executado neste trabalho. Nessa fase, percebe-se que a força aplicada pelo mancal sobre o secundário do MILT é proporcional a dois fatores: às correntes de suspensão que percorrem os enrolamentos 2-pólos, e à excentricidade do secundário com relação ao ponto de equilíbrio, dado que a natureza magnética do AMB causa uma atração sobre o secundário. Na teoria utilizada neste trabalho, a relação entre a força gerada pelo AMB e esses fatores foi linearizada em torno do ponto de equilíbrio, fato esse que apresentou resultados práticos satisfatórios.

Apresenta-se um estudo sobre o controlador SISO implementado no primeiro mancal, a fim de permitir sua replicação para o segundo, sendo referência para um melhor

entendimento do sistema. A implementação do sistema de controle SISO no PLC com interface FPGA disponível foi uma tarefa árdua, devida à limitação de capacidade do PLC, onde cada bloco de operação, cada *loop* de lógica, cada recurso utilizado é contabilizado e possui limites baixos. Isso demandou que fosse feita uma otimização da utilização dos recursos do PLC, a fim de permitir o controle dos dois AMBs.

O modelo SISO considera que as dinâmicas dos mancais sejam desacopladas, ou seja, o sistema composto de dois mancais possuiria quatro dinâmicas desacopladas. A fim de que o efeito de um mancal sobre a operação do outro seja estudado, apresenta-se um modelo multivariável para as dinâmicas de cada eixo, mostrando o fator de acoplamento entre os dois mancais, dado pelo fato de o secundário do MILT ser único para ambos os AMBs, representando assim maior fidelidade à realidade. Tal modelo, porém, desconsidera o efeito da flexibilidade do secundário do MILT, bem como a não linearidade dos comportamentos magnéticos dos mancais e do próprio motor, pois leva em conta a linearização das forças magnéticas.

A partir do novo modelo multivariável, foi projetado um controlador multivariável através da técnica LQG/LTR, levando em conta as variações de parâmetros do sistema, como o fator força-motor do MILT e a variação da dinâmica da malha de corrente. Resultados de simulação mostram que a dinâmica da malha de corrente impacta mais na resposta do sistema em malha fechada do que a variação do fator-motor. Esse fato pode ser explicado com o auxílio do modelo SISO, considerando as posições dos pólos de malha aberta do sistema, alteradas substancialmente com a variação da dinâmica da malha de corrente. O controlador robusto multivariável apresentou resultados satisfatórios nas simulações para a operação do sistema de mancais, rejeitando a principal perturbação do sistema, dada pelo movimento axial do secundário durante operação do MILT, com pequenos desvios das posições radiais com relação ao ponto de equilíbrio.

Aproveitando o modelo multivariável, a robustez do sistema de controle SISO é ratificada através do estudo da barreira de robustez da estabilidade, oriundo da técnica LQG/LTR, o que fortalece a aplicação desse controlador no sistema de mancais. Os resultados experimentais da aplicação prática deste sistema de controle puderam comprovar tal robustez, para as diversas condições testadas. O sistema em malha fechada apresentou capacidade de rejeição das perturbações testadas e resposta dinâmica satisfatória, enquanto as correntes aplicadas aos AMBs ficaram dentro dos limites especificados. Nos testes, verificou-se ainda a

influência da operação de um AMB sobre o comportamento do outro, fortalecendo o caráter multivariável do sistema.

Apesar de os resultados de simulação do controlador robusto multivariável mostrarem-se extremamente promissores, sua implementação prática foi inviabilizada pela limitação de recursos lógicos no PLC utilizado: o sistema de controle robusto multivariável projetado é de 9ª ordem (considerando os integradores em suas saídas), enquanto o sistema de controle SISO é de 2ª ordem, sendo que a implementação desse segundo demandou todos os recursos disponíveis no PLC.

Além do estudo do controle do sistema, outras frentes de trabalho foram necessárias, como a instalação do segundo AMB no MILT. Para tanto, alguns cuidados foram tomados, como o alinhamento do mesmo com o motor e com o outro mancal, e a calibração dos sensores de posição. Inicialmente, o segundo AMB possuía uma concepção bifásica, com uma distribuição de campo magnético não senoidal. Esse fato pode ter sido responsável pela geração de harmônicas de diversas ordens, o que prejudicou a operação do mancal. Após esse estudo, o mancal foi convertido para trifásico, mantendo assim a mesma filosofia do primeiro. O estudo da distribuição de campo magnético no mancal bifásico montado inicialmente não foi foco deste trabalho.

O projeto e montagem do circuito de potência para alimentação dos enrolamentos do segundo AMB também constitui nova frente de trabalho desenvolvida nesta pesquisa. Os desafios encontrados nessa etapa foram devidos à obsolescência de alguns componentes eletrônicos utilizados no primeiro mancal, em especial o CI PWM, pois sua nova versão é de montagem SMD, o que demandou que um adaptador para montagem tradicional (*through-hole*) fosse projetado, a fim de permitir testes com esse componente para entender seu comportamento.

Nas avaliações experimentais, não foram percebidos efeitos significativos de ruídos, devido ao aterramento de todo o sistema, conforme observado na operação de um único AMB (COSTA, 2009). A operação do sistema em regime estacionário apresentou desvios nas medições das posições radiais na ordem de 0,01 mm, que não são significativas para a operação do sistema.

O trabalho explorou em maior profundidade o comportamento do sistema formado pelos AMBs e MILT, levando em conta a relação entre os dois mancais, propondo

assim um controlador multivariável, robusto às variações de parâmetros e perturbações às quais o sistema de controle está exposto. Porém, ainda deixa algumas áreas de estudo, que são sugeridas para trabalhos futuros.

A implementação do controle robusto multivariável projetado em PLC com mais recursos de memória e lógica promete apresentar resultados práticos bastante completos, com base nas simulações apresentadas neste trabalho. Além disso, propõe-se uma modelagem do sistema que leve em conta não linearidades devidas à sua natureza magnética, aplicando a teoria de AMBs tradicionais de 8-pólos (SCHWEITZER; MASLEN, 2009) no modelo de AMB utilizado neste trabalho, que é dado pela máquina primitiva *bearingless* aplicada como mancal magnético (CHIBA et al., 2005). A aplicação de um AMB bifásico com uma distribuição de campo magnético senoidal e o estudo do efeito das harmônicas geradas pelo AMB testado na presente pesquisa consistem em um campo de estudo mais voltado para o projeto de mancais magnéticos. Finalmente, a influência da malha de corrente sobre a dinâmica da malha fechada, fator significativo percebido nas simulações apresentadas tanto para o modelo de um único mancal (COSTA, 2009) como também para o modelo multivariável apresentado neste trabalho, sugere que novas técnicas de controle da malha de corrente sejam estudadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALVARENGA, B. P. **Proposta de aplicação de motor de indução linear tubular na extração de petróleo.** 168p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2004.

CHANGSHENG, Z.; ZHIWEI, M. A PWM based switching power amplifier for active magnetic bearings. In: **Proceedings International conference on electrical machines and systems**, 8th ICEMS 2005, v. 2, p 1563-1568. September, 2005.

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. Sept., 2002.

CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIMA, M.; TAKEMOTO, M.; DORRELL, D. G. **Magnetic bearings and bearingless drives.** London: Elsevier/Newnes, 2005.

COSTA, E. A. **Controle da suspensão eletromagnética de um veículo MagLev.** 113p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2004.

_____. **Mancal magnético ativo aplicado a um motor de indução linear tubular.** 115p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2009.

_____. **Projeto do segundo mancal magnético bifásico.** Comunicações pessoais. São Paulo, 2010.

_____.; CHABU, I. E.; DA CRUZ, J. J. Application of active magnetic bearing for tubular linear induction motor in oil pumping. In: **Proceedings International symposium on magnetic bearings**, 11th. Nara, Japan, August 26-29, p. 225-231, 2008.

_____.; _____.; _____. Levitation control of an active magnetic bearing for a tubular linear induction motor. In: **Proceedings Portuguese Conference on Automatic Control**, 9th Controlo 2010. Coimbra, Portugal, 2010.

DA CRUZ, J. J. **Controle robusto multivariável: O método LQG/LTR.** São Paulo: Editora da Universidade de São Paulo, 1996.

DAN, Z.; CHANGSHENG, Z. A novel hysteresis current control strategy for switching power amplifiers in active magnetic bearings. In: **Proceedings International symposium on magnetic bearings**, 11th. Nara, Japan, August 26-29, p. 426-432, 2008.

JASTRZEBSKI, R.; PÖLLÄNEN, R.; PYRHÖNEN, O.; KÄRKKÄINEN, A.; SOPANEN, J. Modeling and implementation of active magnetic bearing rotor system for FPGA-based Control. In: **Proceedings International symposium on magnetic bearings**, 10th. Martigny, Switzerland, August, 2006.

LEE, H. W.; KIM, K. C.; LEE, J. Review of maglev train technologies. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 42, n. 7, p. 1917-1925. Jul., 2006.

LOSCH, F. Detection and correction of actuator and sensor faults in active magnetic bearing systems. In: **Proceedings International symposium on magnetic bearings**, 8th. Mito, Japan, Aug. 26-28, p. 113-118, 2002.

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.

MONACO, L. H.; CHABU, I. E.; COSTA, E. A.; DA CRUZ, J. J. **Active Magnetic Bearing Control System for a Tubular Linear Induction Motor**. Trabalho apresentado em: Latinamerican Control Conference, **15th CLCA 2012**, Lima, Peru, Oct. 23-26. Não publicado.

NAMERIKAWA, T.; FUJITA, M.; MATSUMURA, F. Experimental verification on gain scheduled H_{∞} robust control of a magnetic bearing. **JSME International Journal**, v. 40, n. 4, p. 561-569. 1997.

NONAMI, K.; LIU, Z. H. Zero power nonlinear control of magnetic bearing system. In: **Proceedings International symposium on magnetic bearings**, 8th. Mito, Japan, Aug. 26-28, p. 83-90, 2002.

SCHAMMASS, A.; HERZOG, R.; BUHLER, P.; BLEUER, 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. Jul., 2005.

SCHWEITZER, G.; MASLEN, E. H. **Magnetic bearings: theory, design, and application to rotating machinery**. London; New York: Springer-Verlag, 2009.

VISCHER, D.; BLEUER, H. Self-sensing active magnetic levitation. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 29, n. 2, p. 1276-1281. Mar., 1993.

WANG, J.; XU, L. Analysis and modeling of a switching power amplifier for magnetic bearing. In: **IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. May, p. 2257-2261, 2009.

APÊNDICES

A DIMENSÕES DO MATÆOS

Figura A.1 – Seção longitudinal do MATÆOS, com diâmetros e materiais empregados.
(Fonte: ALVARENGA, 2004).

Tabela A.1 – Dados geométricos do motor tubular.

<i>Parâmetro</i>	<i>Variável</i>	<i>Valor</i>
Diâmetro interno do motor	D_1	24,0 mm
Diâmetro externo da coroa do secundário	D_2	46,0 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	66,0 mm
Diâmetro interno da coroa do primário	D_7	115,0 mm
Diâmetro externo do motor	D_8	124,0 mm
Comprimento da parte ativa de um módulo	L_t	750,0 mm
Comprimento total do secundário	L_s	2400,0 mm
Largura da ranhura do secundário	-	5,0 mm
Largura do dente do secundário	-	5,0 mm
Massa total do secundário *	M_{sec}	45,6 kg

(Fonte: ALVARENGA, 2004; * COSTA, 2009).

B DETALHES CONSTRUTIVOS DO SEGUNDO AMB

Figura B.1 – Detalhe das bobinas 4-pólos do segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Figura B.2 – Detalhe das bobinas 2-pólos do segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Figura B.3 – Detalhe construtivo do estator do segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Figura B.4 – Detalhe das ranhuras do estator do segundo AMB.
(Fonte: COSTA, 2009).

Figura B.5 – Detalhe das bobinas *4a* e *4b* do AMB bifásico estudado.
(Fonte: COSTA, 2010).

Figura B.6 – Detalhe das bobinas 2a e 2b do AMB bifásico estudado.
(Fonte: COSTA, 2010).

Figura B.7 – Detalhe construtivo do estator do AMB bifásico estudado.
(Fonte: COSTA, 2010).

Figura B.8 – Detalhe das ranhuras do estator do AMB bifásico estudado.
(Fonte: COSTA, 2010).

C CIRCUITO DE POTÊNCIA

Figura C.1 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 1.
(Fonte: autor).

Figura C.2 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 2.
(Fonte: autor).

Figura C.3 – Esquema elétrico do circuito de potência – página 3.
(Fonte: autor).

Figura C.4 – Leiaute da placa do circuito de potência.
(Fonte: autor).

Figura C.5 – Disposição dos componentes na placa do circuito de potência.
(Fonte: autor).

Figura C.6 – Trilhas da placa do circuito de potência.
(Fonte: autor).

Figura C.7 – Leiaute da placa do adaptador do CI SA306.
(Fonte: autor).

Tabela C.1 – Especificações dos componentes do circuito de potência.

<i>Qtde.</i>	<i>Especificação</i>	<i>Referências</i>
02	CI SA306	U1; U3
06	Sensor corrente CAS 6NP	S1; S2; S3; S4; S5; S6
12	Diodo Schottky 50SQ100	D1; D2; D3; D4; D5; D6; D7; D8; D9; D10; D11; D12
01	CI 7805	U2
04	Transistor BC547	Q1; Q2; Q3; Q4
12	Resistor 100 ohms	R5; R6; R7; R8; R9; R10; R18; R19; R20; R21; R22; R23
04	Resistor 1K ohms	R2; R4; R15; R17
06	Resistor 2.2K ohms	R11; R12; R13; R24; R25; R26
04	Resistor 22K ohms	R1; R3; R14; R16
04	Capacitor 150uF	C1; C3; C10; C12
04	Capacitor 1nF	C2; C4; C11; C13
02	Capacitor 1uF	C5; C6
06	Capacitor 4.7nF	C7; C8; C9; C14; C15; C16
02	LED Amarelo	LED1; LED3
02	LED Vermelho	LED2; LED4
02	Push button	SW1; SW2
27	Borne 2 pinos	J+VS; JINA; JINA2; JINB; JINB2; JINC; JINC2; JOUTA; JOUTA2; JOUTB; JOUTB2; JOUTC; JOUTC2; JOUTPLCA; JOUTPLCA2; JOUTPLCB; JOUTPLCB2; JOUTPLCC; JOUTPLCC2; JOUTSEN1; JOUTSEN2; JOUTSEN3; JOUTSEN4; JPGND; JVDD5; JVDD+; JVDD-
04	Borne 3 pinos	JINSEN1; JINSEN2; JINSEN3; JINSEN4
02	Jumper 2 pinos	JUMP1; JUMP2

(Fonte: autor).

D DIAGRAMAS DE BLOCOS UTILIZADOS NAS SIMULAÇÕES

Figura D.1 – Diagrama de blocos para simulação do controlador SISO – sistema completo.
(Fonte: autor).

Figura D.2 – Diagrama de blocos do bloco Sistema_Desacoplado_Mancais.
(Fonte: autor).

Figura D.3 – Diagrama de blocos para simulação do controlador MIMO – sistema completo.
(Fonte: autor).

Figura D.4 – Diagrama de blocos do bloco Sistema_Mancais.
(Fonte: autor).

E LÓGICA DE CONTROLE

A lógica de controle implementada no PLC é apresentada a seguir, a título de exemplo. O hardware utilizado foi um PLC com interface FPGA da *National Instruments*, modelo cRIO-9014, e FPGA *target* 9104. Alguns cartões de entradas e saídas analógicas e digitais foram também utilizados, a fim de realizar a interface com o circuito de potência e sensores de posição. A lógica é dividida em duas partes: malha de controle de posições e malha de controle de correntes. A lógica foi desenvolvida no software LabView 8.6.

As Figuras E.1 e E.2 representam a lógica implementada para o controle dos AMBs. É importante notar que a lógica anexada corresponde a apenas um mancal; sendo exatamente igual para o outro.

A Figura E.1 contém a malha de controle de posição, podendo ser dividida em quatro partes: a aquisição dos sinais dos sensores de posição e sua conversão em milímetros; o cálculo do erro de posição; o controlador SISO de segunda ordem discretizado, e a conversão dos *setpoints* de corrente bifásicos para trifásicos.

A Figura E.2 contém a malha de controle de corrente, que nada mais é que o controle *On-Off* implementado: quando a corrente medida estiver abaixo do *setpoint* calculado pela malha de posição, a saída digital referente à chave PWM_H é habilitada, enquanto a chave PWM_L é desabilitada; caso a corrente esteja acima do *setpoint*, o sistema funciona de forma contrária. Essa malha pode ser dividida em três partes: a aquisição dos sinais dos sensores de corrente; a comparação do valor medido com os *setpoints*; e a habilitação das saídas digitais, conforme lógica descrita. Na parte final, quando o *loop* de corrente é desligado (botão “*Stop Corrente*”) todas as saídas digitais são desabilitadas, evitando a incorreta energização dos enrolamentos de suspensão do AMB.

Figura E.1 – Lógica de controle – malha de posição.
(Fonte: autor).

Figura E.2 – Lógica de controle – malha de corrente.
(Fonte: autor).

A lógica desenvolvida teve como base a do primeiro AMB, porém foi necessária uma otimização significativa a fim de adequá-la à capacidade do *hardware* disponível. A otimização da lógica de controle implementada no PLC passou desde uma redução de blocos multiplicadores até redução nos *loops* desenvolvidos. A Tabela E.1 apresenta um relatório da utilização da capacidade do *hardware*, descrevendo a porcentagem de cada recurso utilizado.

Tabela E.1 – Relatório do compilador FPGA para a lógica de controle.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor utilizado / Total disponível</i>	<i>Porcentagem utilizada</i>
Compilation Summary		
Logic Utilization		
Number of Slice Flip Flops	6,354 out of 28,672	22%
Number of 4 input LUTs	11,364 out of 28,672	39%
Device Utilization Summary		
Number of BUFGMUXs	5 out of 16	31%
Number of LOCed BUFGMUXs	1 out of 5	20%
Number of DCMs	2 out of 12	16%
Number of External IOBs	130 out of 484	26%
Number of LOCed IOBs	130 out of 130	100%
Number of MULT18X18s	90 out of 96	93%
Number of SLICES	8614 out of 14336	60%
Clock Rates: (Requested rates are adjusted for jitter and accuracy)		
Base clock	40 MHz Onboard Clock	-
Requested Rate	40,408938MHz	-
Theoretical Maximum	49,244103MHz	-
Derived clock	2.5MHz	-
Requested Rate	2,525508MHz	-
Theoretical Maximum	7,689587MHz	-
Base clock: MiteClk (Used by non-diagram components)	-	-
Requested Rate	33,037101MHz	-
Theoretical Maximum	62,138818MHz	-

(Fonte: autor).