

PROJETO, SIMULAÇÃO E CONSTRUÇÃO DE UM MANCAL MAGNÉTICO UTILIZANDO PID E PWM

Guilherme Peresi

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
gperesi@gmail.com

Edilson Hiroshi Tamai

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
edilson.tamai@poli.usp.br

Resumo O presente trabalho mostra o estudo, a simulação e a construção de um mancal magnético radial ativo controlado por PID. O equipamento montado consiste em um mancal magnético para levitação de um anel e controlado por um microcontrolador PIC 16F877A.

Foi modelado um eixo rígido suspenso por um mancal magnético radial ativo, considerando sua dinâmica na direção radial e a atuação de forças externas ao sistema. Um controle PID é projetado a partir da linearização do sistema por expansão em série de Taylor.

Realizam-se simulações sem controle para demonstrar a instabilidade do sistema e a necessidade de controle em sua aplicação.

Realizam-se simulações com a atuação do controle PID para gerar respostas do sistema e determinar os parâmetros de controle.

da aplicação do teorema do momento angular (TMA) e simulado no software scilab. Um controlador proporcional, integral e derivativo (PID) será utilizado para o controle do sistema. Sistemas eletrônicos analógicos e digitais são projetados para a aplicação do controle e um protótipo é construído para os testes do sistema de controle e da eletrônica projetada.

Resumo. In this work, we present the study and construction of an active magnetic-bearing controlled by PID. The equipment consists of a magnetic-bearing for levitation of a steel ring, and it is controlled by a microcontroller PIC 16F877A.

We construct a hard axis suspended by an active radial magnetic-bearing. We consider its dynamics in the radial direction and the external force acting on the system. We designed a PID control using a linearization of the system by expanding the Taylor series.

We use simulation without control to prove the instability of the system and the necessity of the control in its application. We determine the control parameters.

We project analog and digital electronic systems for application in the control of the prototype. We construct a prototype to verify the control system and the electronic.

Abstract.

Palavras chave: mancal magnético, PID, PWM.

1. Introdução

Mancais magnéticos possuem diversas vantagens em relação aos mancais convencionais, de deslizamento e rolamento. Como o eixo não possui contato mecânico com a base fixa, não há perdas e desgastes por atrito mecânico. Esta redução no atrito ocasiona uma menor frequência e custo de manutenção e uma alta vida útil do mancal. Outras vantagens também podem ser listadas, como ausência de lubrificação, ampla faixa de temperatura de operação e elevadas rotações.

Apesar dessas vantagens, a operação de mancais magnéticos é mais complexa em relação aos outros tipos de mancais porque é necessário um controle de malha fechada para estabilizar o sistema, pois em malha aberta esses mancais são intrinsecamente instáveis. Por sua vez, um sistema de controle de malha fechada é vantajoso porque permite que o comportamento dinâmico do mancal seja determinado através dos ganhos de controle e suas estratégias, permitindo assim uma adequação do sistema à sua aplicação.

2. Objetivos

Esse trabalho tem como objetivo a obtenção de um modelo matemático de um mancal magnético simplificado com dois graus de liberdade e a aplicação de um controle proporcional, integral e derivativo (PID) no modelo. Ao final, um protótipo será construído para validação.

A obtenção desse modelo se dá através da aplicação do teorema do momento angular (TMA). Através desse modelo, pretende-se obter as reações dinâmicas do mancal e demonstrar a necessidade da utilização de um controle ativo.

Nesse modelo há não linearidades que impossibilitam a utilização de controladores clássicos. Portanto será feito uma linearização através de uma expansão em série de Taylor em torno de um ponto normal de operação.

O modelo linearizado será utilizado para a implementação do controlador PID. Simulações do controle serão realizadas no software comercial Scilab, onde a dinâmica do modelo será testada.

Posteriormente à obtenção desse modelo pretende-se realizar estudos experimentais para validar as forças nos eletroímãs e verificar os sinais dos sensores utilizados. Após esses estudos, pretende-se construir um protótipo completo e funcional do mancal magnético.

3. Modelo matemático do rotor

As equações que representam o sistema são deduzidas a partir do equilíbrio de forças nas direções \vec{j} e \vec{k} , para que as simulações tornem-se mais simples.

A partir do teorema da resultante, temos:

Na direção \vec{j} :

$$m_e \cdot \ddot{y} = F_1 - F_2 - m_e \cdot g \quad (1)$$

Na direção \vec{k} :

$$m_e \cdot \ddot{z} = F_4 - F_3 \quad (2)$$

Onde m_e é a massa equivalente do rotor.

Substituindo as equações das forças, obtemos as equações a seguir.

Na direção \vec{j} :

$$m_e \cdot \ddot{y} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot a \cdot \frac{[i_1(t)]^2}{z(t)^2} - m_e \cdot g - \mu_0 \cdot N^2 \cdot a \cdot \frac{[i_2(t)]^2}{(2 \cdot g_0 - z(t))^2} \quad (3)$$

Na direção \vec{k} :

$$m_e \cdot \ddot{z} = \mu_0 \cdot N^2 \cdot a \cdot \frac{[i_4(t)]^2}{z(t)^2} - \mu_0 \cdot N^2 \cdot a \cdot \frac{[i_3(t)]^2}{(2 \cdot g_0 - z(t))^2} \quad (4)$$

4. Cálculo da força no eletroímã

O eletroímã escolhido é do tipo em U mostrado na Fig. (2), devido ao formato simples dessa configuração. Foi considerada como hipótese que a curva de magnetização do eletroímã está na parte linear. A formulação segue o método mostrado em (Falcone 1985)

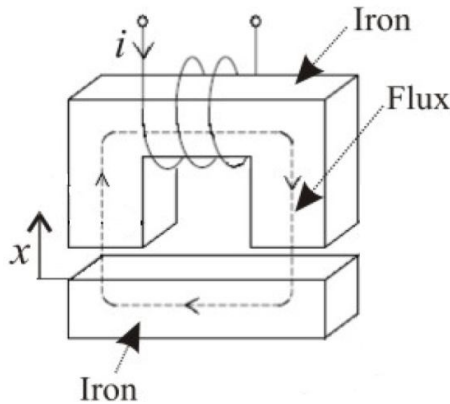


Figura 1: Exemplo de eletroímã em U.

Esse tipo de eletroímã pode ser equacionado como o circuito elétrico análogo mostrado na Fig. (3).

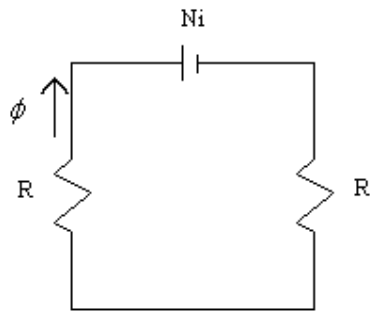


Figura 2: Circuito elétrico análogo a um eletroímã em forma de U.

Onde:

R = a relutância magnética

N = o número de espiras

i = a corrente elétrica

ϕ = o fluxo magnético

A relutância magnética pode ser escrita segundo a Eq. (6):

$$R = \frac{l}{\mu_m \cdot a} + \frac{g}{\mu_0 \cdot a} \quad (5)$$

Onde:

l = comprimento de material magnético

μ_m = permeabilidade magnética do material

a = área transversal do núcleo

g = espaçamento entre o eletroímã e o material magnético (airgap)

μ_0 = permeabilidade magnética do vácuo ($1,2566 \cdot 10^{-6}$ Tesla.m/A)

Não será considerada a relutância magnética do material no dimensionamento do eletroímã porque seu valor é baixo para alterar significativamente a estimativa e, para os aços pesquisados, seu valor não é linear.

A partir da equação do circuito elétrico análogo, da equação constitutiva e da equação da força sobre um elemento diferencial, chega-se a Eq. (7) da força que um eletroímã em forma de U aplica em um material magnético. Um exemplo de fluxo magnético é mostrado na Fig. (4).

$$F = \frac{N^2 \cdot i^2 \cdot \mu_0 \cdot a}{g} \quad (6)$$

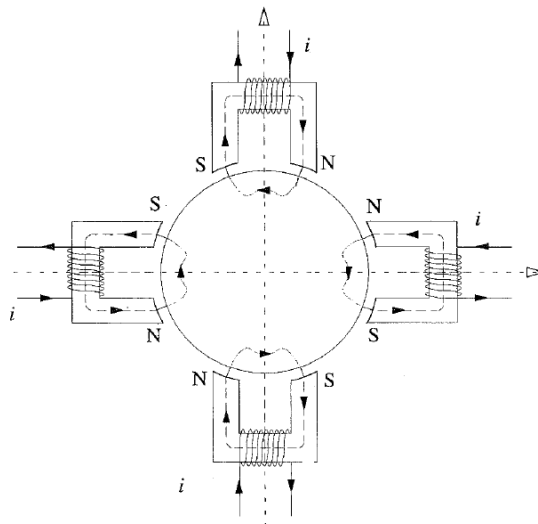


Figura 3: exemplo de fluxo magnético.

No projeto preliminar do circuito de potência, foi decidido que as potências envolvidas no projeto não poderiam ser muito altas. Como será utilizado uma bateria selada de chumbo 12V 7,2A para a alimentação do projeto, uma amperagem máxima de 2A para cada um dos eletroímãs foi escolhida. Optou-se pela bateria, porque a sua resposta ao pedido de uma carga é mais rápida que uma fonte comum. Para utilizar uma fonte, é necessário projetar um circuito elétrico que solucionasse esse problema, o que foge do escopo desse trabalho.

Consultando a tabela de fios de cobre esmaltados AWG, foi selecionada a configuração AWG18, que possui como características:

Corrente máxima=2,80A.

Diâmetro do fio esmaltado=1,07mm.

Espiras por centímetro quadrado sem isolamento entre os fios=84,7.

O rotor foi dimensionado para que o sistema possa ficar em uma bancada e o peso do rotor possa ser suportado por um eletroímã de dimensões não muito grandes, como mostrado na Fig. (5).

O dimensionamento dos eletroímãs foi baseado no eletroímã superior, uma vez que esse é o mais solicitado dos quatro. O peso próprio do rotor gera um momento que deve ser equilibrado pela força do eletroímã superior. Porém, para que o controle seja possível, o eletroímã deve ter força suficiente para gerar um momento que equilibre o momento do peso próprio do rotor mais uma força que possa agir como controle. Portanto a corrente utilizada nos cálculos desse equilíbrio será máxima ($i = 2,8A$), e será adicionado um coeficiente de segurança.

Alívios foram feitos no eixo e no rotor para que as dimensões do eletroímã sejam reduzidas.

As dimensões escolhidas para o rotor e para o eletroímã estão listadas na Tab. (1).

Tabela 1. Dimensões escolhidas para o projeto.

Diâmetro externo do disco de alumínio [m]	0.2
Diâmetro interno do alívio do disco [m]	0.08
Diâmetro externo do alívio do disco [m]	0.18
Diâmetro do eixo [m]	0.019
Diâmetro interno do eixo [m]	0.015
Diâmetro externo do disco ferromagnético [m]	0.110
Comprimento do eixo de alumínio [m]	0.40
Largura do rotor [m]	0.025
Comprimento do alívio [m]	0.001
Massa total do conjunto [kg]	0.550
Corrente máxima no enrolamento [A]	2.8
Número de voltas na espiras	200
Área da perna do eletroímã [mm ²]	255

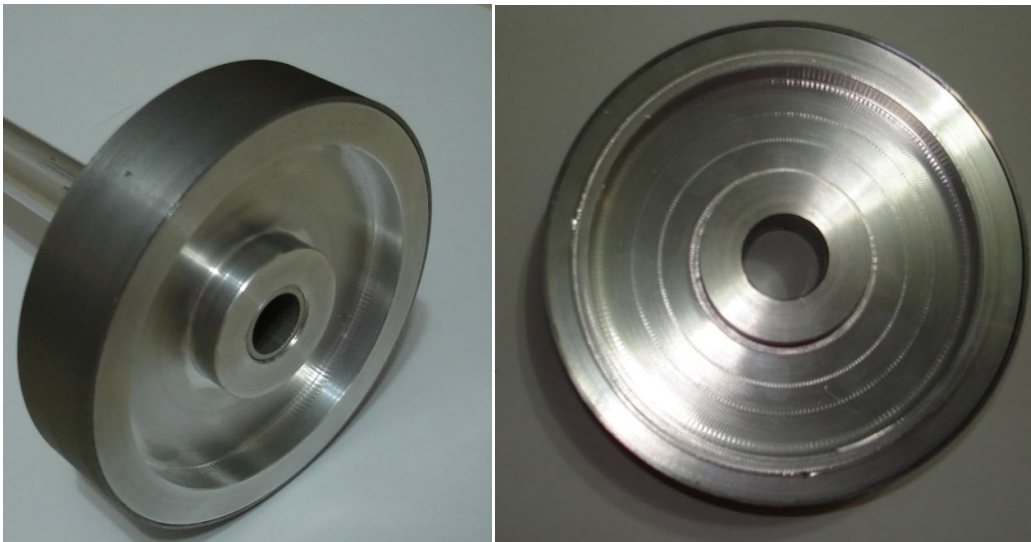


Figura 4: Anel ferromagnético e cubos construídos.

5. Modelo linearizado

Dois casos são abordados no presente trabalho: no caso 1, o imã superior atuando sozinho para o controle na direção \vec{k} e no caso 2, o imã inferior e um imã lateral que exercem uma força fixa e os outros dois imãs exercem o controle do sistema.

Caso 1: Observando as equações do sistema, percebemos que apenas a equação que relaciona a velocidade angular com as forças necessita ser linearizada. Utilizando o método de linearização descrito em 4.7, chegamos às seguintes equações:

Na direção \vec{j} :

$$\ddot{y}.m_e = k_i.\Delta i(t) + k_z.\Delta z(t) \quad (7)$$

Onde:

$$k_{i2} = \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{2e}}{m_e.(2.g_0-y_e)^2} \quad (8)$$

$$k_{i1} = -\frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{1e}}{m_e.y_e^2} \quad (9)$$

$$k_y = \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{1e}^2}{m_e.y_e^3} - \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{2e}^2}{m_e.(2.g_0-y_e)^3} \quad (10)$$

O índice e representa o estado de equilíbrio do sistema. Para sua obtenção, a equação de equilíbrio dos momentos é utilizada considerando a aceleração angular nula.

$$0 = F_1(i_{1e}, y_e) - m_e.g - F_2(i_{2e}, y_e) \quad (11)$$

Percebemos que às forças dependem das correntes e da posição do equilíbrio. Estabelecendo como condição de contorno uma corrente disponível de 2,8A, são escolhidos os valores $i_4=0,80A$ e $i_3=0.30$. A partir desses dados e da equação acima, obtemos $z_e=6,0.10^{-4}mm$.

Portanto, o espaço de estados na direção \vec{j} é apresentado no sistema abaixo.

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \\ \dot{I}_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ k_y & 0 & k_{i1} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ I_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V}{L} \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$(Y) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

Na direção \vec{k} :

$$\ddot{z}.m_e = k_i.\Delta i(t) + k_z.\Delta z(t) \quad (14)$$

Onde:

$$k_{i3} = -\frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{3e}}{m_e.(2.g_0-z_e)^2} \quad (15)$$

$$k_{i4} = \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{4e}}{m_e.z_e^2} \quad (16)$$

$$k_{z1} = \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{4e}^2}{m_e.z_e^3} - \frac{2.N^2.\mu_0.a.i_{3e}^2}{m_e.(2.g_0-z_e)^3} \quad (17)$$

O índice e representa o estado de equilíbrio do sistema. Para sua obtenção, a equação de equilíbrio dos momentos é utilizada considerando a aceleração angular nula.

$$0 = F_4(i_{4e}, z_e) - F_3(i_{3e}, z_e) \quad (18)$$

Percebemos que às forças dependem das correntes e da posição do equilíbrio. Estabelecendo como condição de contorno uma corrente disponível de 2,8A, são escolhidos os valores $i_4=0,60A$ e $F_3=1N$. A partir desses dados e da equação acima, obtemos $z_e=5,20.10^{-4}$.

Portanto, o espaço de estados na direção \vec{j} é apresentado no sistema abaixo.

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{I}_4 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ k_{z1} & 0 & k_{i3} & k_{i4} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ I_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V}{L} \end{pmatrix} \quad (19)$$

$$(Y) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (20)$$

Para a aplicação do controle foram determinadas as funções de transferência utilizando o comando ss2tf no software Scilab.

$$\frac{639053,53 + 3,201.10^{-10}.s}{2,594.10^8 - 131945,88.s + 1966,0896.s^2 + s^3} \cdot \frac{639053,25.s}{2,594.10^8 - 131945,88.s + 1966,0896.s^2 + s^3}$$

7. Modelo real

Para a aplicação do controle no modelo real, foi utilizado o PIC 16f877A da *Microchip Technology Inc.*, pois possui os recursos necessários ao projeto. O programa foi elaborado em linguagem Assembly e para a aplicação do PID em um sistema digital utilizando essa linguagem, as seguintes aproximações dos termos derivativos e integrativos foram utilizadas.

$$\frac{de}{dt} \cong \frac{[E(n) - E(n-3)]}{3.T_s} \quad (21)$$

$$\int_0^n E(t). dt = 3.T_s \cdot \sum_0^3 E(n) \quad (22)$$

A equação xxx mostra o modelo do controlador PID que foi utilizado.

$$C(n) = K \cdot \left(E(0) + \frac{1}{T_s} \cdot \sum_0^n E(n) + \frac{T_d \cdot [E(n) - E(n-3)]}{T_s} \right) \quad (23)$$

Onde, $K_p=K$, $K_i=K/T_s$ e $K_d=K \cdot T_d$

O microcontrolador escolhido foi o PIC 16f877A da *Microchip Technology Inc.*, pois possui duas saídas PWM e entradas analógicas suficientes para o projeto. As demais características do microcontrolador selecionado estão presentes no site de seu fabricante.

A linguagem escolhida para a escrita do programa foi a linguagem Assembly. As principais vantagens do Assembly em relação à linguagem C, outra linguagem muito utilizada na programação de PIC, é que após a compilação do programa para hexadecimal, o programa torna-se menor. Isso é um fato importante, já que microcontroladores PIC possuem memória limitada. Uma desvantagem do Assembly é não possuir uma biblioteca com funções para auxiliar a programação. Por isso, é necessário utilizar rotinas de multiplicação e de divisão, que foram baseadas em uma nota de aplicação retirada da página da Microchip (AN544).

Inicialmente, foi desenvolvido um circuito baseado no PIC 16f628A que gera um sinal PWM para cada um dos cinco botões de entrada. Esse circuito foi utilizado para a verificação da força dos eletroímãs do protótipo construído e a determinação da constante de correção das forças no circuito de controle.

Para que o tempo T_s seja sempre o correto, utilizou-se uma interrupção do timer 0 (TMR0). Toda vez que há o estouro do TMR0, há a leitura do sinal vindo do sensor. Portanto o programa ajusta as saídas PWM e após passar por toda a rotina, espera o estouro do TMR0 para fazer a leitura do sinal do sensor e seguir com a correção do valor do PWM nas saídas.

8. Agradecimentos

Ao Prof.º Tamai pela paciência, apoio, dedicação e empenho incessantes, sem os quais este trabalho não seria possível.

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

Para meus amigos Natália Bernardi Ghisi, Nicolas Leite do Canto e muitos outros amigos que me apoiaram durante todo tempo.

7. Referências

A.M. Mohamed and F. P. Emad, "Comparison Between Current and Flux Control in Magnetic Bearing Systems," in *Proceedings of the American Control Conference*, June 1993, pp. 2356-2362.

Beizama, A.M.; Echeverria, J.M.; Martinez-Iturralde, M.; Egana, I.; Fontan, L., "Comparison between pole-placement control and sliding mode control for 3-pole radial magnetic bearings", in *Proceedings of Power Electronics, Electrical Drives*, June 2008, pp 1315 – 1320.

Bittar, A. Levitação magnética de uma barra flexível. São Paulo, 1993. 158p. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.

Duan, G.R.; Wu, Z.Y.; Bingham, C.M.; Howe, D., "Robust active magnetic bearing control using stabilizing dynamical compensators", in *Proceedings of Electric Machines and Drives*, 1999, May 1999 pp :493 – 495

Falcone, G.F. Eletromecânica. São Paulo, Edgar Blucher, 1985.

Ogata, K. Engenharia de controle moderno. Trad. De André Fábio Kohn e José Carlos T. B. Moraes. Rio de Janeiro, Prentice-Hall do Brasil, 1982.

Sabirin, C.R. Binder, A., "Rotor Levitation by Active Magnetic Bearing using Digital State Controller", in *Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, Sept. 2008, pp 1625-1632.

7. Direitos autorais

Os autores são os únicos responsáveis pelo conteúdo do material impresso incluídos no seu trabalho.