



Universidade Federal
do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE UM DISCO

Rodrigo Luiz de Souza Valle

Projeto de Graduação apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Dr. -Ing. Richard Magdalena Stephan

Rio de Janeiro
Setembro de 2010

LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICA DE UM DISCO

Rodrigo Luiz de Souza Valle

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DE GRAU DE ENGENHEIRO ELETRICISTA.

Aprovada por:

Dr. -Ing. Richard Magdalena Stephan
(Orientador)

D.Sc. Marcos Vicente de Brito Moreira

M.Sc. José Dalvio Ghirello Garcia

Eng. Ney Bruno

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

SETEMBRO DE 2010

Dedico este trabalho aos meus queridos irmãos Luis Eduardo de Souza Valle e José Luis de Souza Valle que sempre foram exemplos de conduta e ajudaram a moldar meu caráter e a Vanessa Desouza de Almeida Brasil por todo apoio. Não conseguiria imaginar como transpor esta longa jornada sem sua presença em minha vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Richard Magdalena Stephan não apenas pelos inúmeros ensinamentos e explicações, mas também por ter despertado em mim a constante busca pelo conhecimento.

Agradeço aos meus queridos amigos de turma pelo companheirismo e por ter passado tantas horas de estudo juntos sem deixar o moral e o bom humor serem abatidos.

Por fim, não me esqueço de agradecer a toda equipe do Laboratório de Aplicação de Supercondutores (LASUP) e ao meu camarada de bancada Fábio Neves, por toda colaboração na execução desse experimento.

Resumo

Este trabalho consiste em um experimento ilustrativo da tecnologia de levitação eletromagnética. Intenciona-se levitar um disco de material ferromagnético através do campo gerado por eletroímã. O controle de força foi feito por um circuito de imposição de corrente e o controle de posição foi feito em uma malha mais externa, onde foi utilizado um sensor ultra-sônico para medi-la.

O capítulo 1 traz a motivação do trabalho e a importância do mesmo.

No capítulo 2, são apresentados os tipos de levitação magnética existentes.

No capítulo 3, é feita a descrição do sistema e os cálculos analíticos que detalham a dinâmica do mesmo.

O capítulo 4 desenvolve o projeto do controlador, visando à melhora da resposta transitória e de regime do sistema.

O capítulo 5 descreve como é feito o controle do sistema e o acionamento do circuito de potência.

No capítulo 6 estão contidos os resultados experimentais obtidos.

Por fim, têm-se, no capítulo 7, as conclusões sobre a experiência e as propostas para trabalhos futuros.

Conteúdo

Capítulo 1 - Introdução	1
Capítulo 2 - Tipos de levitação magnética	2
2.1 - Levitação Supercondutora (SML)	2
2.2 - Levitação Eletrodinâmica (EDL)	4
2.3 - Levitação Eletromagnética (EML)	5
Capítulo 3 - Modelagem	6
3.1 - Descrição do experimento	6
3.2 - Cálculos analíticos	7
3.2.1 - Circuito magnético	7
3.2.2 - Força eletromagnética	8
3.3 - Dinâmica do deslocamento vertical	9
3.4 - Análise dos momentos	10
3.4.1 - Momento mecânico	10
3.4.2 - Momento eletromagnético	11
3.4.3 - Dinâmica do deslocamento angular	12
3.5 - Sensores	13
3.5.1 - Sensor de posição	13
3.5.2 - Determinação do ganho do sensor de posição	13
3.5.3 - Sensor de corrente	15
3.5.4 - Determinação do ganho do sensor de corrente	16
Capítulo 4 - Projeto do sistema de controle	18
4.1 - Determinação da planta no ponto de operação	18
4.2 - Projeto do controlador	20
Capítulo 5 - Circuitos de controle e de potência	22
5.1 - Controle do sistema	22

5.2 - Circuito opto acoplador	23
5.3 - Circuito de imposição de corrente	24
5.3.1 - Funcionamento do circuito de imposição de corrente	24
Capítulo 6 - Resultados experimentais	27
6.1 - Controle de posição do disco com referência de posição constante.....	27
6.2 - Controle de posição do disco com variações em degrau na referência	29
6.3 - Simulação e comparação com a resposta do sistema	31
6.4 - Controle de posição do disco com variação senoidal na referência	32
Capítulo 7 - Conclusão	38
Referências	40
Apêndice I - Resolução da equação (3-21).....	42
Anexo I - Permissão para utilização da figura 2.4.....	44
Anexo II - Folha de dados do sensor de posição	45
Anexo III - Folha de dados do sensor de corrente	51
Anexo IV - Folha de dados do opto acoplador 4N35	52
Anexo V - Folha de dados do Mosfet IRF640N.....	55

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Efeito Meissner em um supercondutor do tipo I.....	2
Figura 2.2 - Supercondutor do tipo II no estado misto ou de vórtices.	3
Figura 2.3 - Levitação supercondutora (figura cedida pelo LASUP).....	3
Figura 2.4 - Trem de levitação eletrodinâmica japonês na linha de testes de Yamanashi.	4
Figura 2.5 - Experiência de levitação eletromagnética.....	5
Figura 3.1 - Concepção básica do experimento.....	6
Figura 3.2 - Deslocamento do Centro de Gravidade (CG) do experimento.....	7
Figura 3.3 - Circuito Magnético.	8
Figura 3.4 - Determinação do momento produzido pelas forças eletromagnéticas.....	11
Figura 3.5 - Sensor de posição.....	13
Figura 3.6 - Sinal do sensor de posição e polinômio ajustado.	14
Figura 3.7 - Derivada do polinômio ajustado.....	15
Figura 3.8 - Sensor de corrente.....	16
Figura 3.9 - Sinal do sensor de corrente e polinômio ajustado.....	17
Figura 4.1 - Lugar das raízes da planta do sistema compensado e realimentado.....	20
Figura 4.2 - Resposta do sistema realimentado a uma entrada em degrau.....	21
Figura 5.1 - Representação do experimento.	22
Figura 5.2 - Esquema de conexão do circuito opto acoplador com o circuito de imposição de corrente.....	23
Figura 5.3 - Esquema do circuito de imposição de corrente.	24
Figura 5.4 - Esquema de controle do circuito de imposição de corrente.....	25

Figura 5.5 - Referência de corrente senoidal de 5 Hz e corrente medida.....	25
Figura 5.6 - Referência de corrente constante e corrente medida.	26
Figura 5.7 - Referência de corrente senoidal de 60Hz e corrente medida.....	26
Figura 6.1 - Esquema de controle da experiência de levitação.	27
Figura 6.2 - Posição medida e referência de posição.	28
Figura 6.3 - Corrente passando pelo eletroímã medida.	28
Figura 6.4 - Sinal de controle dos mosfets.	29
Figura 6.5 - Posição medida e referência de posição para variações em degrau.....	30
Figura 6.6 - Corrente passando pelo eletroímã para variações em degrau.....	30
Figura 6.7 - Esquema de simulação e comparação.....	31
Figura 6.8 - Comparação entre resposta simulada e resposta medida.	31
Figura 6.9 - Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 0,1 Hz.	32
Figura 6.10 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 0,1 Hz. ...	33
Figura 6.11 - Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 0,5Hz.	33
Figura 6.12 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 0,5 Hz. ...	34
Figura 6.13- Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 1 Hz.	34
Figura 6.14 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 1 Hz.	35
Figura 6.15 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 10 Hz.....	35
Figura 6.16 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 15 Hz.....	36
Figura 6.17 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 20 Hz.....	36

Figura 6.18 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 50 Hz. 37

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Dados do disco. 12

Tabela 2 - Dados para determinação da constante K_{pos} 14

Tabela 3 - Dados para determinação da constante K_c 16

Tabela 4 - Dados para determinação de K 19

Tabela 5 - Parâmetros do controlador por avanço de fase. 21

Capítulo 1 - Introdução

O presente trabalho é motivado na grande contribuição que experiências de laboratório dão à formação de estudantes de engenharia, física e ensino técnico. Os trabalhos experimentais devem permitir a comprovação de conhecimentos teóricos, despertar o interesse pelo método científico, reconhecer a capacidade de projeto oferecida pela teoria e, também, apresentar as ferramentas de medida, análise e síntese disponíveis atualmente.

Experiências de levitação eletromagnética de esferas já foram objeto de uma série de estudos e artigos técnicos do Laboratório de Aplicação de Supercondutores [1-6], e passaram por constantes aperfeiçoamentos. Por possuírem um excelente efeito visual, demonstrações de levitação eletromagnética podem ser vistas em vários museus e, até, adquiridas comercialmente [7,8].

A levitação de um disco de material ferromagnético atende aos requisitos didáticos mencionados anteriormente. Além disso, apresenta-se mais indicado para finalidades educacionais do que a levitação de uma esfera, uma vez que os cálculos analíticos deste experimento não são dificultados pela distribuição não linear do campo magnético que ocorre na levitação eletromagnética de esferas.

No último trabalho de levitação eletromagnética realizado no LASUP por Mota [1], era levitada uma esfera de 359g e usava-se um circuito de potência com um mosfet e um diodo. Este trabalho pretende levitar um disco, mais uma massa deslocando seu centro de gravidade, de 1,378 kg utilizando uma ponte com dois mosfets e dois diodos. Com esta configuração, não há mais a necessidade de duas fontes de alimentação para o circuito de potência.

A descrição do experimento é feita no capítulo 2 e os cálculos analíticos são apresentados no capítulo 3. No capítulo 4, é feito o projeto do controlador e os circuitos de controle e de potência são apresentados no capítulo 5. Por fim, os resultados experimentais e a conclusão constam nos capítulos 6 e 7, respectivamente.

Capítulo 2 - Tipos de levitação magnética

Este capítulo abordará as tecnologias de levitação magnética existentes.

2.1 - Levitação Supercondutora (SML)

Na levitação supercondutora, é utilizado o efeito Meissner que consiste na expulsão total ou parcial do fluxo magnético do interior do supercondutor, através de supercorrentes superficiais induzidas. Este efeito ocorre após o supercondutor ser resfriado abaixo de sua temperatura crítica (T_c), momento no qual ele faz a transição para o estado supercondutor.

Os supercondutores podem ser classificados em tipo I e tipo II. Os supercondutores do tipo I apresentam somente os estados Meissner e normal, logo, se o supercondutor for resfriado abaixo de sua temperatura crítica e o campo aplicado for menor que o campo crítico, nenhum fluxo magnético penetra no material. A figura 2.1 apresenta o comportamento das linhas de campo em um supercondutor do tipo I.

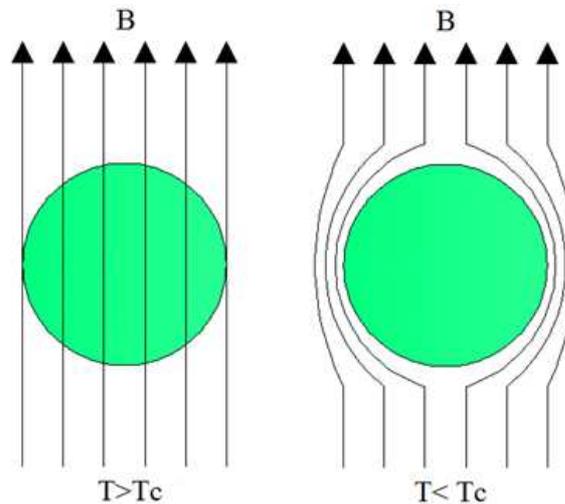


Figura 2.1 - Efeito Meissner em um supercondutor do tipo I.

Já os supercondutores do tipo II possuem dois campos críticos, sendo que o estado de exclusão total do fluxo magnético acontece até o campo crítico inferior (B_{C1}). Para valores entre este e o campo crítico superior (B_{C2}), o fluxo magnético penetra par-

cialmente no material e é denominado estado misto ou de vórtices, o que pode ser visto na figura 2.2.

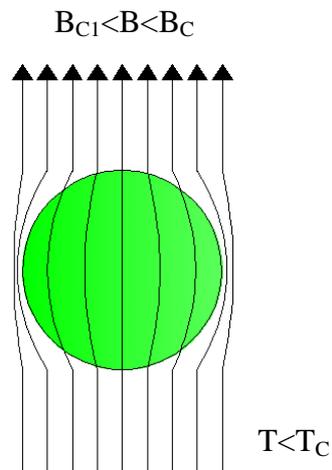


Figura 2.2 - Supercondutor do tipo II no estado misto ou de vórtices.

Tanto para o caso dos supercondutores do tipo I como para os do tipo II, as supercorrentes induzidas criam um campo magnético que se opõem ao campo magnético externo. Esta interação resulta numa força repulsiva a qual pode ser usada para levantar o supercondutor [9]. Sendo que a levitação magnética com supercondutores do tipo II, graças ao chamado efeito “pinning”, possui a grande vantagem de ser naturalmente estável, não dependendo da velocidade do veículo nem de sistemas de controle para a levitação. Na figura 2.3, pode-se observar um exemplo de levitação supercondutora.



Figura 2.3 - Levitação supercondutora (figura cedida pelo LASUP).

2.2 - Levitação Eletrodinâmica (EDL)

Baseia-se na indução de correntes em um circuito em movimento na região de um campo magnético constante ou na variação de fluxo vista por um circuito estático. De acordo com a lei de Lenz, esta corrente induzida cria um fluxo magnético oposto à variação de fluxo vista pelo circuito. O campo proveniente da corrente induzida se opõe ao campo magnético existente, resultando numa força magnética repulsiva que é utilizada para levitação do corpo [10].

Um exemplo de utilização deste princípio é visto no trem de levitação magnética de alta velocidade japonês onde, a partir de uma dada velocidade, a força repulsiva se torna maior que o peso do trem e o mesmo passa a levitar. Na figura 2.4, tem-se o trem de levitação eletrodinâmica japonês [11].



Figura 2.4 - Trem de levitação eletrodinâmica japonês na linha de testes de Yamanashi.

2.3 - Levitação Eletromagnética (EML)

A levitação eletromagnética utiliza o campo magnético gerado por um eletroímã para compensar o peso de um objeto ferromagnético. A força magnética produzida é controlada por um sistema em malha fechada e dessa forma equilibra-se o objeto no espaço [1-5]. No sistema visto na figura 2.5, foi utilizada a levitação eletromagnética para manter uma esfera ferromagnética levitando no espaço.



Figura 2.5 - Experiência de levitação eletromagnética.

Capítulo 3 - Modelagem

Neste capítulo será feita a descrição do processo a controlar e os testes realizados nos sensores visando obter seus modelos matemáticos.

3.1 - Descrição do experimento

A idéia básica desta montagem encontra-se no estabelecimento de um sistema simples que permita a comprovação experimental de cálculos analíticos de forças magnéticas e mecânicas.

A determinação de forças magnéticas pode ser obtida com certa facilidade no caso de campos magnéticos constantes. Uma forma simples de se estabelecer um campo magnético nestas condições está ilustrada na figura 3.1, que apresenta um disco na proximidade de um eletroímã cilíndrico.

O campo magnético, na região de ar entre as faces do disco e do eletroímã, para pequenos afastamentos, pode ser considerado constante. Admitindo-se o sistema na posição vertical, com o eletroímã fixo e o disco solto no espaço, a manutenção de um entreferro constante exige a presença de um sistema de controle que observe ou estime o afastamento 'x' e imponha corretamente a corrente 'i', necessária para suportar o peso do disco. A figura 3.1 exemplifica esta configuração.

Além disso, para que a face do disco mantenha-se paralela à face do eletroímã, deve-se abaixar o centro de gravidade como ilustrado na figura 3.2. Ou seja, deseja-se que o ângulo θ entre a face do disco e a linha horizontal, medido a partir do centro do disco, seja igual a zero.

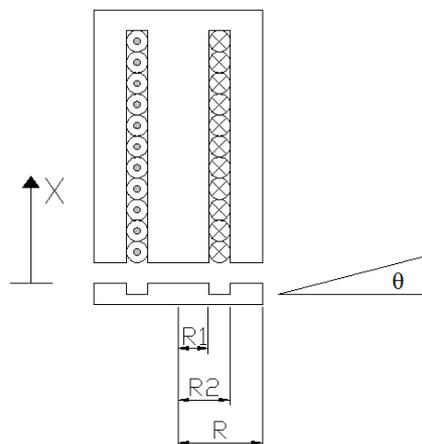


Figura 3.1 - Concepção básica do experimento.

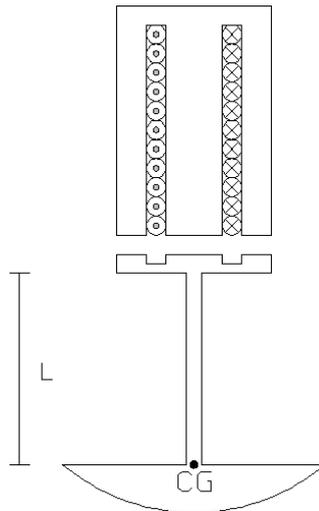


Figura 3.2 - Deslocamento do Centro de Gravidade (CG) do experimento.

A calota do pêndulo foi projetada de modo que pequenos deslocamentos angulares em torno do ponto de equilíbrio não afetassem a medida do sensor de posição.

3.2 - Cálculos analíticos

3.2.1 - Circuito magnético

Chamando a área total do eletroímã de “A”, o mesmo foi confeccionado de tal forma que:

$$\pi R_1^2 = \pi (R - R_2)^2 = \frac{A}{2}. \quad (3-1)$$

Com isto, e considerando a permeabilidade magnética do ferro muito superior à do ar, a relutância do circuito é composta de duas parcelas iguais, de valor:

$$\mathfrak{R} = \frac{2x}{\mu_o A}, \quad (3-2)$$

onde “x” representa o comprimento do gap. O fluxo estabelecido no entreferro fica determinado pelo circuito da figura 3.3.

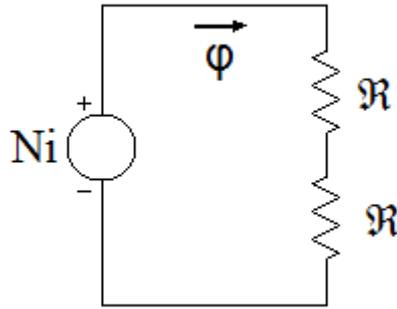


Figura 3.3 - Circuito Magnético.

$$\phi = \frac{Ni}{2\mathfrak{R}} = \frac{\mu_o NA}{4} \cdot \frac{i}{x} \quad (3-3)$$

A densidade de fluxo magnético vale:

$$B = \frac{\phi}{A/2} = \frac{\mu_o Ni}{2x}. \quad (3-4)$$

3.2.2 - Força eletromagnética

A força eletromagnética de relutância pode ser determinada pela derivada da energia armazenada no campo em relação ao deslocamento [12]. A energia armazenada vale:

$$E_a = \frac{1}{2} BHV = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_o} Ax = \frac{\mu_o}{2} \left(\frac{Ni}{2} \right)^2 \frac{A}{x}, \quad (3-5)$$

logo:

$$f = \frac{\partial E_a}{\partial x} = -\frac{\mu_o AN^2}{8} \left(\frac{i}{x} \right)^2. \quad (3-6)$$

O sinal negativo que aparece na expressão acima indica que se trata de uma força de atração. Para facilitar as manipulações algébricas, o produto $\frac{\mu_o AN^2}{8}$ foi

substituído por uma constante K. Logo, a expressão da força eletromagnética é dada por:

$$f = K \left(\frac{i}{x} \right)^2. \quad (3-7)$$

Chamando o peso do disco de “P”, a corrente i_0 necessária para suportá-lo em equilíbrio a uma distância x_0 do eletroímã, segundo a equação (3-7), é dada por:

$$P = f(x_0, i_0) = K \left(\frac{i_0}{x_0} \right)^2. \quad (3-8)$$

Linearizando a força em torno desta posição de equilíbrio determinada por (x_0, i_0) , resulta:

$$f = f(x_0, i_0) + \frac{\partial f}{\partial x}(x_0, i_0) \delta x + \frac{\partial f}{\partial i}(x_0, i_0) \delta i. \quad (3-9)$$

Fazendo:

$$\frac{\partial f}{\partial x}(x_0, i_0) = K_x = 2K \frac{i_0^2}{x_0^3}, \quad (3-10)$$

e

$$\frac{\partial f}{\partial i}(x_0, i_0) = K_i = 2K \frac{i_0}{x_0^2}, \quad (3-11)$$

a força eletromagnética é reescrita como:

$$f = P + K_x \delta x + K_i \delta i. \quad (3-12)$$

3.3 - Dinâmica do deslocamento vertical

A equação dinâmica que rege o deslocamento vertical do disco é:

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = \Delta f = f - P, \quad (3-13)$$

em que “m” é a massa do disco. Substituindo a equação (3-12) na equação (3-13), tem-se:

$$m \frac{d^2 \Delta x}{dt^2} = K_x \delta x + K_i \delta i, \quad (3-14)$$

após algumas simples manipulações algébricas e aplicada a Transformada de Laplace, chega-se à função de transferência do sistema:

$$\left(s^2 - \frac{K_x}{m} \right) \delta X(s) = \frac{K_i}{m} \delta I(s), \quad (3-15)$$

$$\frac{\delta X(s)}{\delta I(s)} = \frac{\frac{K_i}{m}}{s^2 - \frac{K_x}{m}}. \quad (3-16)$$

Tomando-se como entrada a variação de corrente no eletroímã, o sistema possui dois pólos reais em $\pm \sqrt{\frac{K_x}{m}}$.

3.4 - Análise dos momentos

3.4.1 - Momento mecânico

A tendência do disco não será se manter paralelo ao eletroímã com deslocamentos apenas na vertical. Qualquer pequeno desvio angular θ , sugerido na figura 3.1, fará com que o equilíbrio seja destruído, tendo em vista que a força é inversamente proporcional ao deslocamento. Esta situação, na presente proposta, será compensada por um momento mecânico que pode ser visto na figura 3.2 e é dado por:

$$\text{Momento mecânico} = PL \sin \theta. \quad (3-17)$$

A montagem deve ser tal que o momento mecânico seja superior ao momento produzido pelas forças eletromagnéticas.

3.4.2 - Momento eletromagnético

Este cálculo será simplificado desprezando-se a região onde se encontram os condutores de cobre. Como a calota adicionada ao disco foi projetada para que deslocamentos angulares não afetassem a medida do sensor de posição e por sua vez a corrente circulante no eletroímã, para um pequeno deslocamento angular, a equação que mostra a variação da força por área é:

$$\frac{\Delta f}{A} = \frac{K_x \Delta x}{A}. \quad (3-18)$$

O momento eletromagnético, para um pequeno deslocamento angular θ , resulta da integral de superfície do elemento de momento eletromagnético (dp) visto na equação (3-19). Na Figura 3.4, pode-se ver o elemento de área utilizado na integração.

$$\text{Elemento de Momento binário} = dp = \underbrace{\left(2 \cdot \frac{K_x \Delta x}{A}\right)}_{\text{Eq.(3.18)}} \underbrace{\left(dr 2\sqrt{R^2 - r^2}\right)}_{\text{Área}} \underbrace{r}_{\text{Braço de alavanca}} \quad (3-19)$$

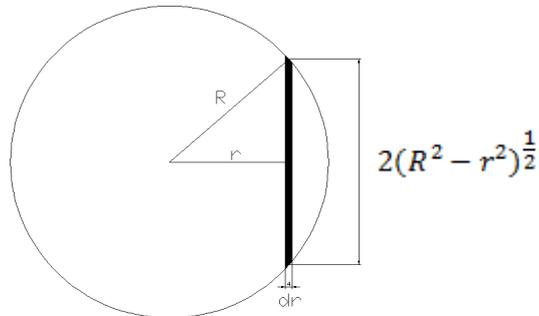


Figura 3.4 - Determinação do momento produzido pelas forças eletromagnéticas.

Para pequenos deslocamentos angulares:

$$\Delta x = r\theta, \quad (3-20)$$

e integrando a equação (3-19), tem-se:

$$\text{Momento eletromagnético} = \int_{r=0}^R dp = \frac{K_x \theta \pi R^4}{4A}. \quad (3-21)$$

A resolução passa a passo da equação (3-21) consta no apêndice I.

3.4.3 - Dinâmica do deslocamento angular

Para que o Momento Mecânico seja maior que o Momento Eletromagnético é necessário que a equação (3-17) seja maior que a equação (3-21), portanto:

$$PL\theta > \frac{K_x \theta \pi R^4}{4A}. \quad (3-22)$$

Substituindo a equação (3-8) na equação (3-10), tem se:

$$K_x = \frac{2P}{x_0} \quad (3-23)$$

e substituindo a equação (3-23) na equação (3-22):

$$PL\theta > \frac{\frac{2P}{x_0} \theta \pi R^4}{4\pi R^2}, \quad (3-24)$$

simplificando:

$$L > \frac{R^2}{2x_0}, \quad (3-25)$$

esta condição garante que o disco manterá sua face paralela à face do eletroímã. Na tabela 1, encontram-se os parâmetros construtivos do disco.

Tabela 1 - Dados do disco.

R ± 0,05 (cm)	3,50
L ± 0,05 (cm)	14,00

Para que o momento mecânico seja maior que o momento magnético, x_0 tem que ser maior que 0,4 cm.

3.5 - Sensores

3.5.1 - Sensor de posição

A medida da posição do disco é feita através de um sensor de posição ultrassônico situado abaixo do disco.

O sensor possui uma saída analógica de tensão proporcional a distância entre este e o objeto. O sinal é transmitido ao computador através da placa de aquisição de dados (conversor A/D) PCI-1711 da Advantech [13], utilizando uma porta de entrada analógica. Na figura 3.5, tem-se uma fotografia do sensor de posição.



Figura 3.5 - Sensor de posição.

3.5.2 - Determinação do ganho do sensor de posição

Para se determinar a relação entre a tensão na saída e a distância existente entre o sensor e o objeto (K_{pos}), foram feitas medidas do valor de tensão na saída para diferentes distâncias. A tabela 2 mostra os valores medidos.

Tabela 2 - Dados para determinação da constante K_{pos} .

Distância entre o objeto e o sensor $\pm 0,01$ (cm)	Sinal de saída $\pm 0,01$ (V)
2,00	0,01
2,50	0,01
3,00	0,01
3,50	0,01
4,00	1,10
4,50	2,46
5,00	3,75
5,50	5,10
6,00	5,77
6,50	7,64
7,00	8,55
7,50	9,95
8,00	9,95
8,50	9,95
9,00	9,95

A partir dos dados da tabela 2, ajustou-se um polinômio de 13° ordem, usando a função *polyfit* do Matlab. Visando-se à determinação da região linear de operação do sensor, analisou-se a derivada deste polinômio em relação à x [14]. Na figura 3.6, são mostrados os pontos correspondentes às medidas realizadas e a curva do polinômio ajustado. Na figura 3.7, pode-se observar o gráfico da 1° derivada do polinômio ajustado. A região linear de operação foi determinada por inspeção.

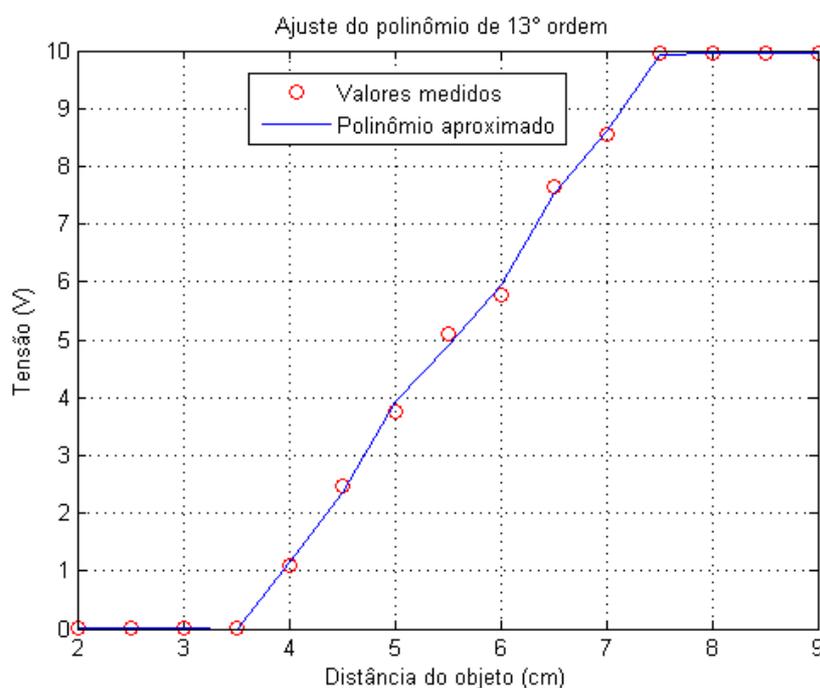


Figura 3.6 - Sinal do sensor de posição e polinômio ajustado.

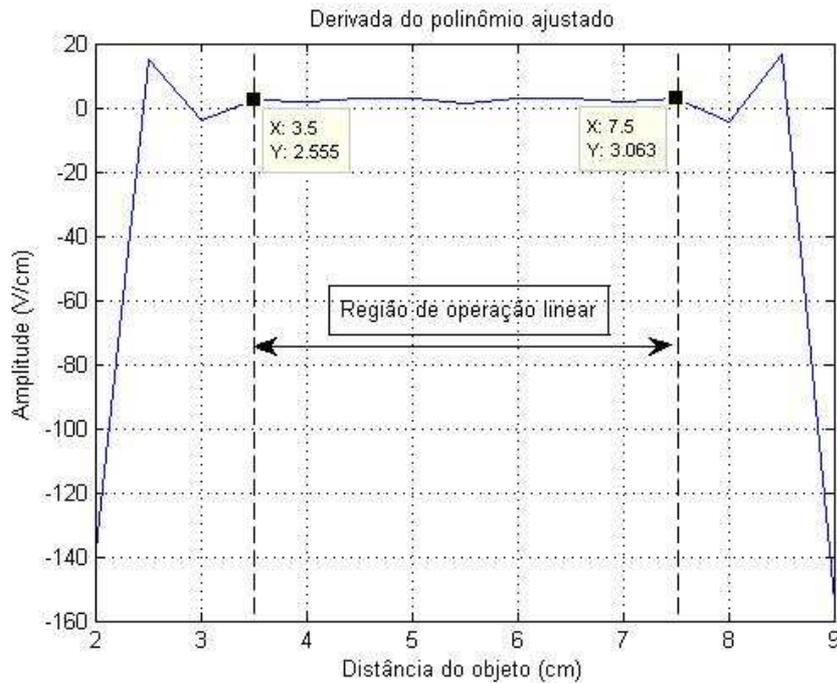


Figura 3.7 - Derivada do polinômio ajustado.

De acordo com a Figura 3.7, a região de operação linear encontra-se entre 3,5 e 7,5 cm de distância do sensor.

O ganho do sensor de posição foi determinado através do coeficiente angular do polinômio de 1° ordem ajustado utilizando-se apenas os dados pertencentes à região linear de operação.

$$K_{pos} = 248,36 \frac{V}{m} \quad (3-26)$$

3.5.3 - Sensor de corrente

A corrente que circula no eletroímã é medida através de um sensor de corrente por efeito Hall. A saída do sensor é um sinal de tensão proporcional a corrente que passa por ele.

Assim, como é feito para o sensor de posição, o sinal do sensor de corrente é transmitido ao computador através da placa de aquisição, utilizando uma entrada analógica. O sensor de corrente pode ser visto na figura 3.8.

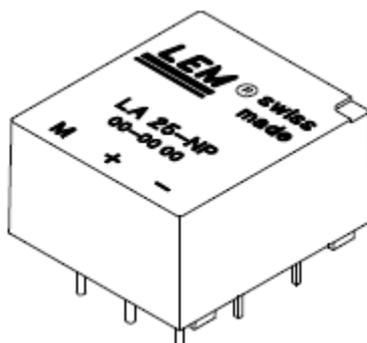


Figura 3.8 - Sensor de corrente.

3.5.4 - Determinação do ganho do sensor de corrente

Para se determinar a relação entre a tensão na saída e a corrente passando pelo sensor (K_c), foram feitas medidas do valor de tensão na saída para diferentes correntes. A tabela 3 mostra os valores medidos.

Tabela 3 - Dados para determinação da constante K_c .

Corrente circulante $\pm 0,01$ (A)	Tensão de saída $\pm 0,01$ (V)
0,18	0,10
0,35	0,19
0,55	0,29
0,69	0,39
0,92	0,49
1,10	0,58
1,28	0,68
1,50	0,78
1,68	0,88
1,88	0,97
2,09	1,07
2,26	1,17

A partir dos dados da tabela 3, ajustou um polinômio de 1° ordem, onde o ganho do sensor de corrente (K_c) é dado pelo coeficiente angular desse polinômio. Na figura 3.9, têm-se as medidas realizadas e o polinômio ajustado.

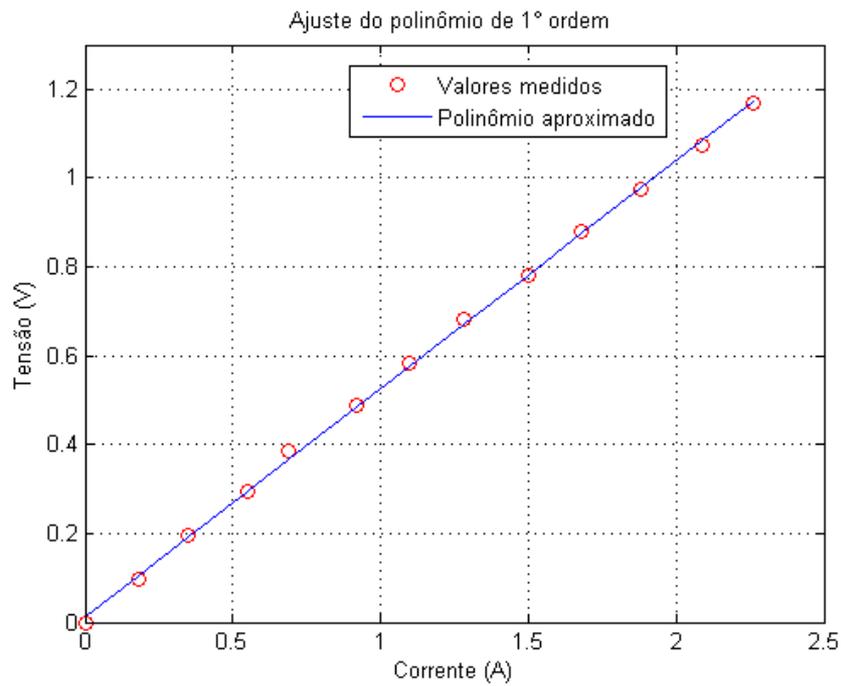


Figura 3.9 - Sinal do sensor de corrente e polinômio ajustado.

$$K_c = 0,51 \frac{V}{A} \quad (3-27)$$

Capítulo 4 - Projeto do sistema de controle

Neste capítulo, será feito o projeto do controlador, visando à melhora da resposta transitória e de regime permanente do sistema.

4.1 - Determinação da planta no ponto de operação

Considera-se o modelo da planta dado pela equação (4-1):

$$\frac{\Delta X(s)}{\Delta I(s)} = \frac{\frac{K_i}{m}}{s^2 - \frac{K_x}{m}}. \quad (4-1)$$

Para determinar os parâmetros da planta, foi necessário encontrar as taxas de variação da força com a posição e a taxa de variação da força com a corrente, K_x e K_i , respectivamente. Como o cálculo destas taxas depende da constante K , vista na equação (3-7), realizou-se um procedimento experimental para determinação desta constante.

Este procedimento consistiu em colocar o disco em cima de uma balança e medir a força eletromagnética para diferentes valores de corrente elétrica. Conforme se aumentava a corrente no eletroímã, a balança acusava uma redução no peso registrado. A diferença entre o valor registrado na balança sem corrente no eletroímã e o valor registrado para uma dada corrente é a força eletromagnética.

Desta forma, foram medidas a força, a posição e a corrente e com estes determinou-se o valor da constante K pela média dos valores encontrados em cada medida. Os dados para determinação da constante K constam na tabela 4.

Tabela 4 - Dados para determinação de K.

Força ± 0,001 (N)	x ± 0,5 (mm)	i ± 0,01 (A)	$K = F \frac{x^2}{i^2} \left(\frac{Nm^2}{A^2} \right)$
0,067	6,9	0,25	51,0
0,085	6,9	0,29	48,1
0,102	6,9	0,30	54,1
0,180	6,9	0,45	42,3
0,211	6,9	0,48	43,6
0,249	6,9	0,51	45,6
0,363	6,9	0,63	43,5
0,407	6,9	0,67	43,2
0,473	6,9	0,70	46,0
0,681	6,9	0,83	47,1

$$K = 4,64 \cdot 10^{-5} \frac{Nm^2}{A^2} \quad (4-2)$$

Para o ponto de operação $x_0 = 1$ cm e $i_0 = 2,15$ A, as taxas de variação da força foram encontradas, a fim de se determinar a planta do sistema neste ponto.

$$K_x = 2K \frac{i_0^2}{x_0^3} = 429,29 \frac{N}{m} \quad (4-3)$$

$$K_i = 2K \frac{i_0}{x_0^2} = 1,97 \frac{N}{A} \quad (4-4)$$

Portanto, de acordo com a equação (4-1), a planta do sistema no ponto (x_0, i_0) é:

$$\frac{\Delta X(s)}{\Delta I(s)} = \frac{14}{s^2 - 3034} \quad (4-5)$$

4.2 - Projeto do controlador

Uma vez que já se possui a planta do sistema, segue a etapa de projetar o controlador.

O projeto do controlador visa proporcionar estabilidade, rastreamento de um sinal de referência, pouca sensibilidade a variações dos parâmetros da função de transferência da planta e um bom desempenho transitório.

Para estabilizar o sistema foi escolhido um controlador por avanço de fase [15].

$$C(s) = K_p \frac{(s - Z)}{(s - P)} \quad (4-6)$$

O projeto do controlador por avanço de fase visou que o sistema realimentado tivesse o desempenho transitório próximo do pólo estável da planta em malha aberta. Como os pólos da planta em malha aberta se encontra em $\pm 55,08$, o zero do controlador foi posicionado em -56 e o pólo foi posto a uma distância 5 vezes maior, em -280 , a fim de não interferir significativamente no desempenho transitório do sistema. Na figura 4.1, pode-se visualizar o lugar das raízes do sistema compensado e realimentado e tem-se a resposta para uma entrada em degrau na figura 4.2. Na tabela 5, estão descritos os parâmetros do controlador.

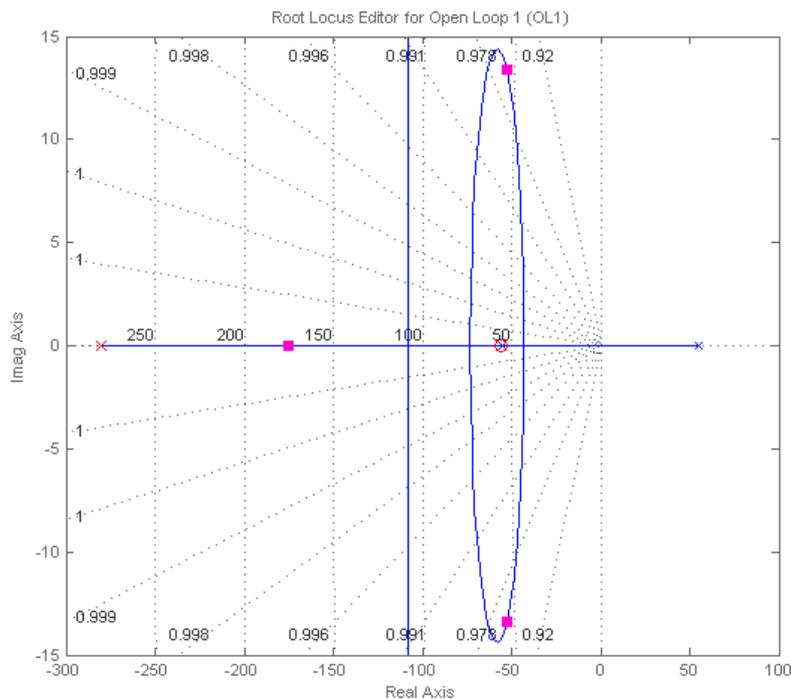


Figura 4.1 - Lugar das raízes da planta do sistema compensado e realimentado.

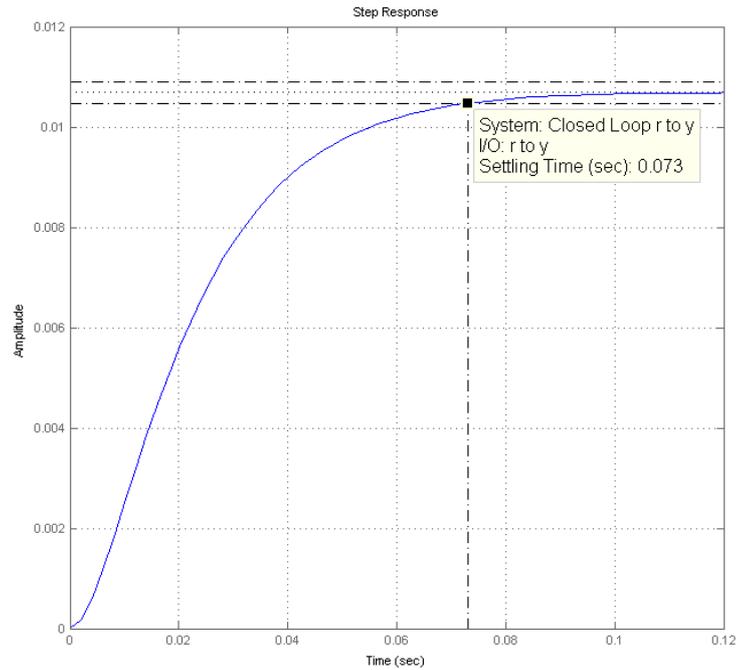


Figura 4.2 - Resposta do sistema realimentado a uma entrada em degrau.

Tabela 5 - Parâmetros do controlador por avanço de fase.

Parâmetros	Valor
Z	-56 (s ⁻¹)
P	-280 (s ⁻¹)
K_p	6,94

$$C(s) = 6,94 \frac{(s + 56)}{(s + 280)} \quad (4-7)$$

Com o sistema estabilizado pela ação do controlador Por avanço de fase, o erro de regime permanente foi levado à zero adicionando um integrador ao controlador.

Capítulo 5 - Circuitos de controle e de potência

Este capítulo descreverá como é feito o controle do sistema e o acionamento do circuito de potência.

5.1 - Controle do sistema

O controle do sistema foi implementado no real time toolbox do Simulink, uma ferramenta de simulações em tempo real do software Matlab [16]. Os sinais dos sensores são transmitidos ao computador, processados e geram o sinal de comando do circuito de potência. A figura 5.1 representa o experimento em estudo, onde X_0 é a referência de posição em relação ao sensor ultra-sônico

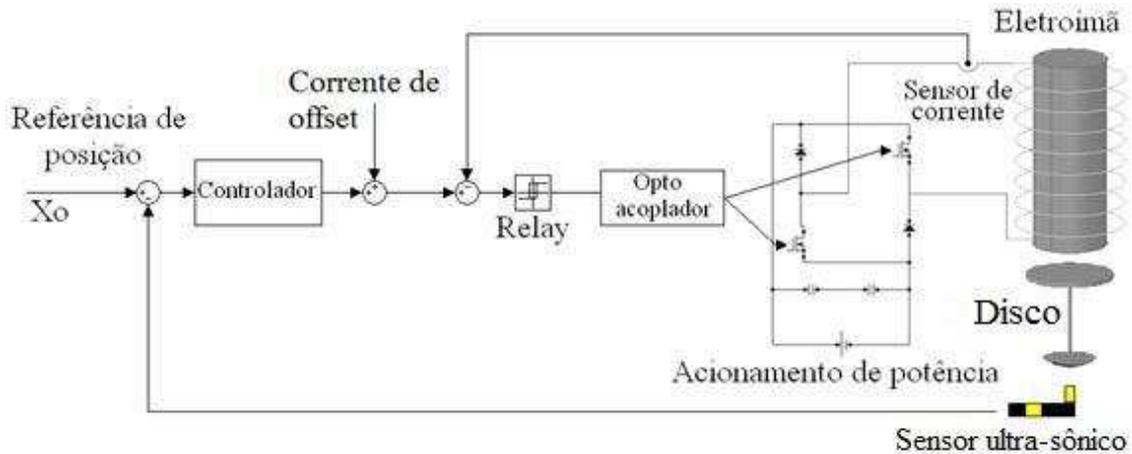


Figura 5.1 - Representação do experimento.

5.2 - Circuito opto acoplador

O circuito opto acoplador é responsável por blindar a placa de aquisição de dados da área de potência, com o intuito de proteger a primeira, uma vez que esta é um circuito eletrônico de baixa potência.

Foram necessários dois opto acopladores para, como visto na figura 5.2, comandar os dois mosfets. Uma observação pertinente é a necessidade dos opto acopladores possuírem fontes de alimentação com referência de terra diferente, no intuito de não curto circuitar o eletroímã.

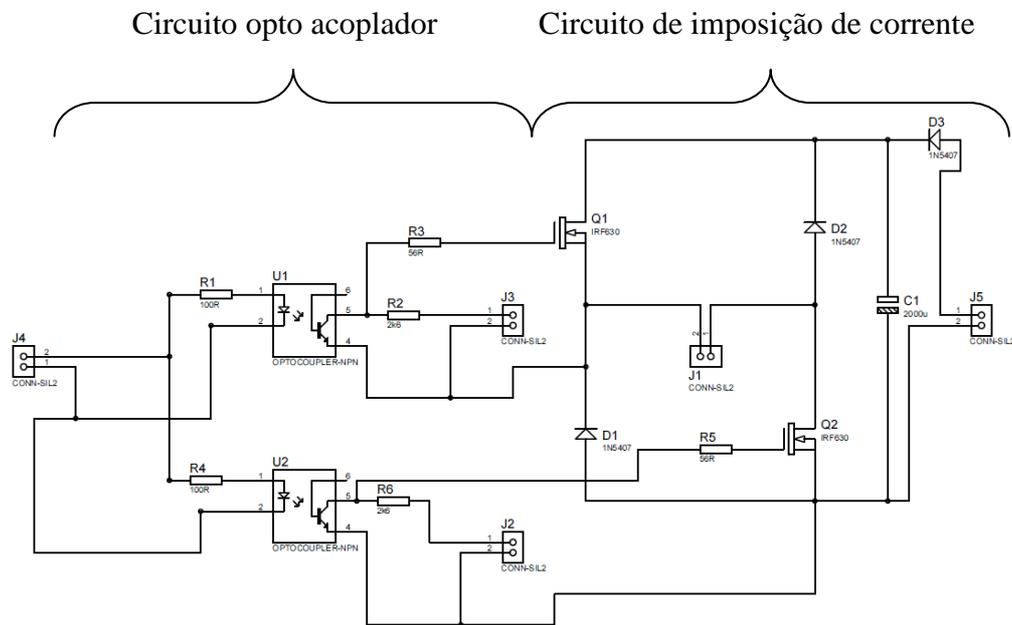


Figura 5.2 - Esquema de conexão do circuito opto acoplador com o circuito de imposição de corrente.

5.3 - Circuito de imposição de corrente

Esta parte do sistema é responsável por gerar a corrente que passa pelo eletroímã, de forma que o disco se mantenha na posição de equilíbrio. O eletroímã é o atuador da malha de controle. O circuito de potência é composto por dois mosfets e dois diodos formando uma ponte [17].

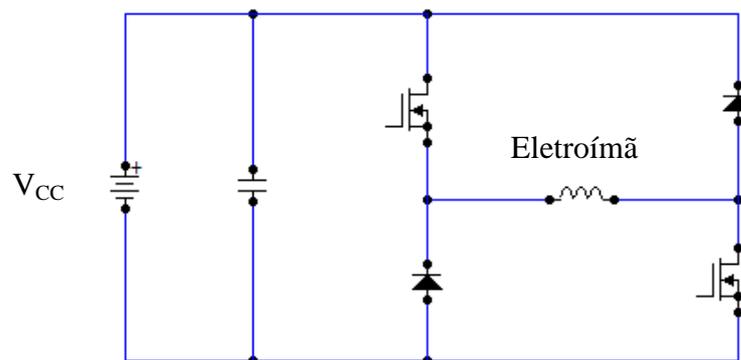


Figura 5.3 - Esquema do circuito de imposição de corrente.

Quando o sinal de controle é positivo, os dois mosfets são acionados e é aplicada uma tensão positiva no eletroímã ($+V_{CC}$), ou seja, a corrente que passa no eletroímã aumenta e atrai a esfera. Quando o sinal de controle é negativo, os mosfets são bloqueados e é aplicada uma tensão negativa no eletroímã ($-V_{CC}$), ou seja, a corrente que passa nele decresce e a esfera tende a cair.

Portanto, os mosfets irão chavear numa frequência elevada e a corrente média ficará igual à corrente de referência i_0 quando a esfera estiver na posição de equilíbrio x_0 .

5.3.1 - Funcionamento do circuito de imposição de corrente

Para ilustrar o funcionamento do circuito de imposição de corrente, foram feitos dois testes. Primeiramente, foi imposta uma referência de corrente senoidal com 5 Hz de frequência e, depois, uma referência de corrente constante. Para ambos os casos, foi medida a corrente que circulava no eletroímã através de um sensor Hall. Neste

experimento, foi confeccionado o esquema da figura 5.4 no Simulink do Matlab. Na figura 5.5, tem-se o teste com referência de corrente senoidal e, na figura 5.6, pode-se ver o teste com referência de corrente constante. Nestes testes, para que a corrente medida chegue ao valor da referência, é necessário uma voltagem mínima na fonte CC. Os dois testes executados foram realizados com tensão CC de 15V.

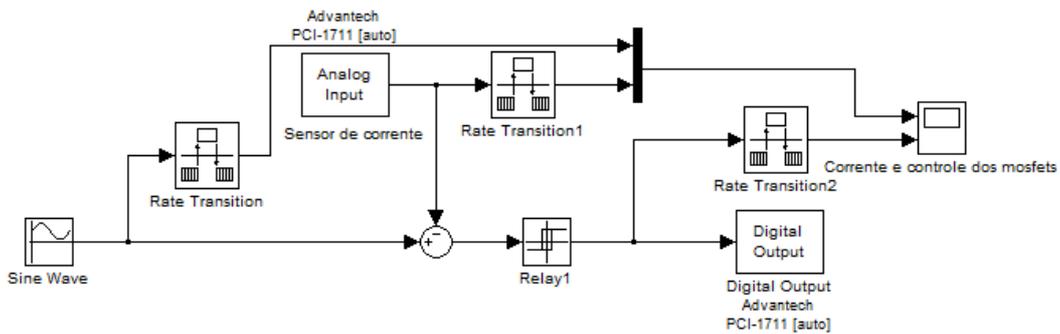


Figura 5.4 - Esquema de controle do circuito de imposição de corrente.

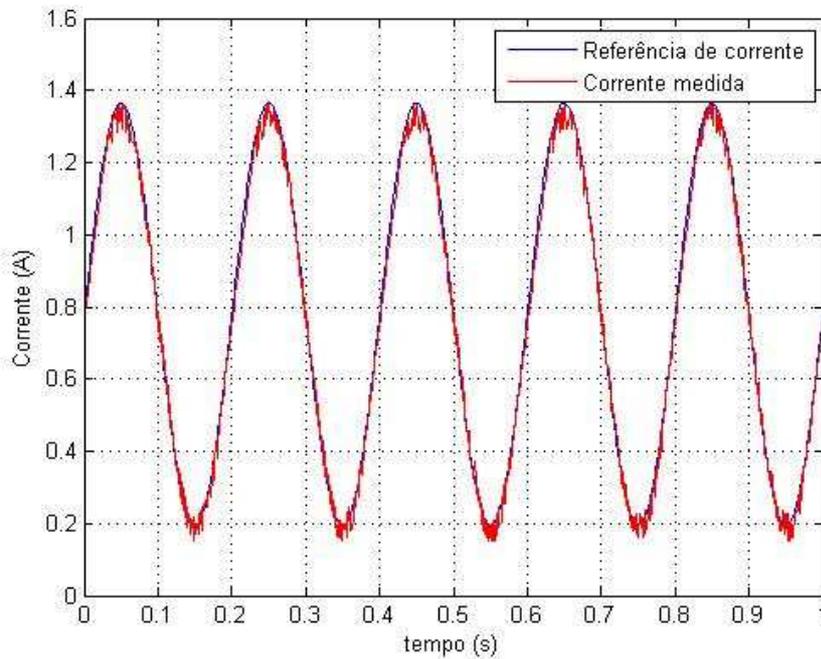


Figura 5.5 - Referência de corrente senoidal de 5 Hz e corrente medida.

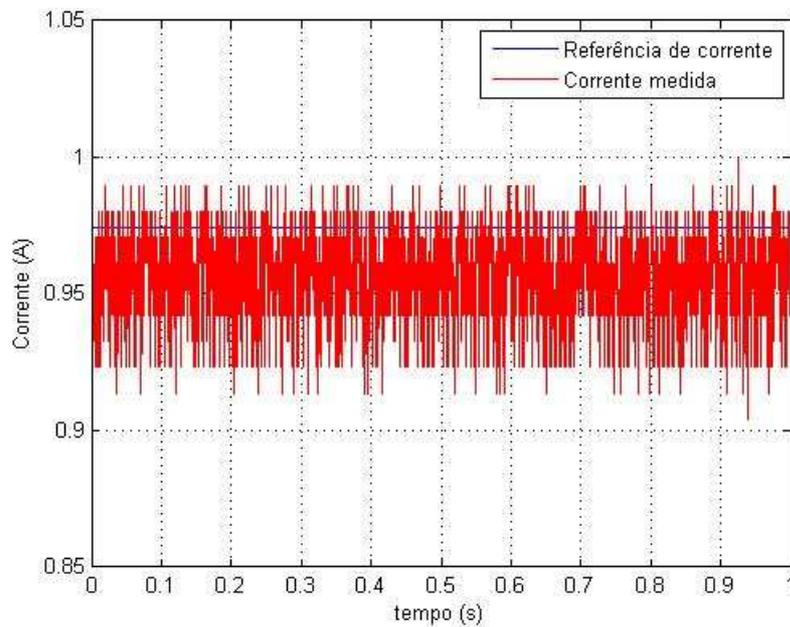


Figura 5.6 - Referência de corrente constante e corrente medida.

Em relação às referências de corrente senoidais, o circuito conseguiu seguir referências com frequências de até 60 Hz estando a fonte CC em seu valor máximo (30 V). Para que referências com frequências mais elevadas possam ser utilizadas, é necessário aumentar a tensão da fonte CC ou diminuir a amplitude da referência. Na figura 5.7, pode-se visualizar que a corrente medida começa a não acompanhar perfeitamente o sinal de referência.

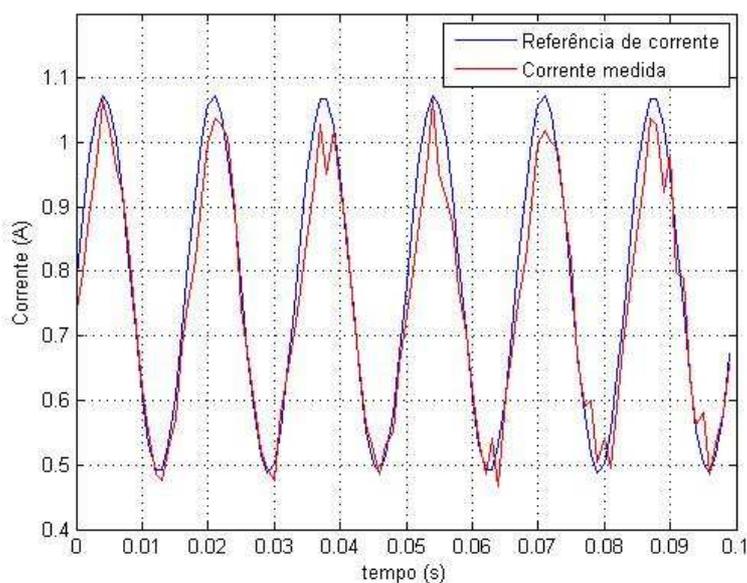


Figura 5.7 - Referência de corrente senoidal de 60Hz e corrente medida.

Capítulo 6 - Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram feitos para diferentes possibilidades de referências de posição. Primeiramente, foi escolhida uma posição constante, em seguida foram adicionadas variações em degrau na referência e, por último, impôs-se variações senoidais de baixa frequência sobre a referência. Para a execução destes procedimentos, foi montado o esquema da figura 6.1 no Simulink do Matlab.

Diferentemente do valor projetado para o ganho proporcional do Controlador por avanço de fase (6,94), na execução experimental foi utilizado o valor 5,25, pois com este a resposta do sistema ficou menos oscilatório.

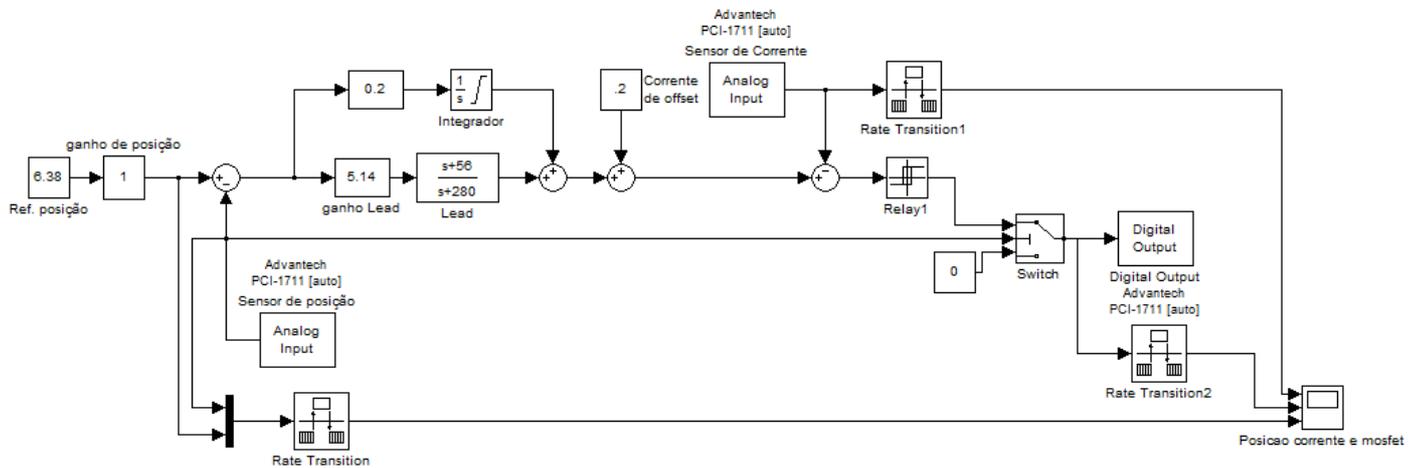


Figura 6.1 - Esquema de controle da experiência de levitação.

6.1 - Controle de posição do disco com referência de posição constante

Foi imposta ao sistema uma referência de posição constante, a fim de saber se o controlador seria capaz de seguir a referência com erro de regime zero. Na figura 6.2, tem-se o sinal do sensor de posição e sua referência e o sinal do sensor de corrente pode ser visto na figura 6.3. Ambos os sinais já se encontram convertidos para as grandezas físicas relacionadas.

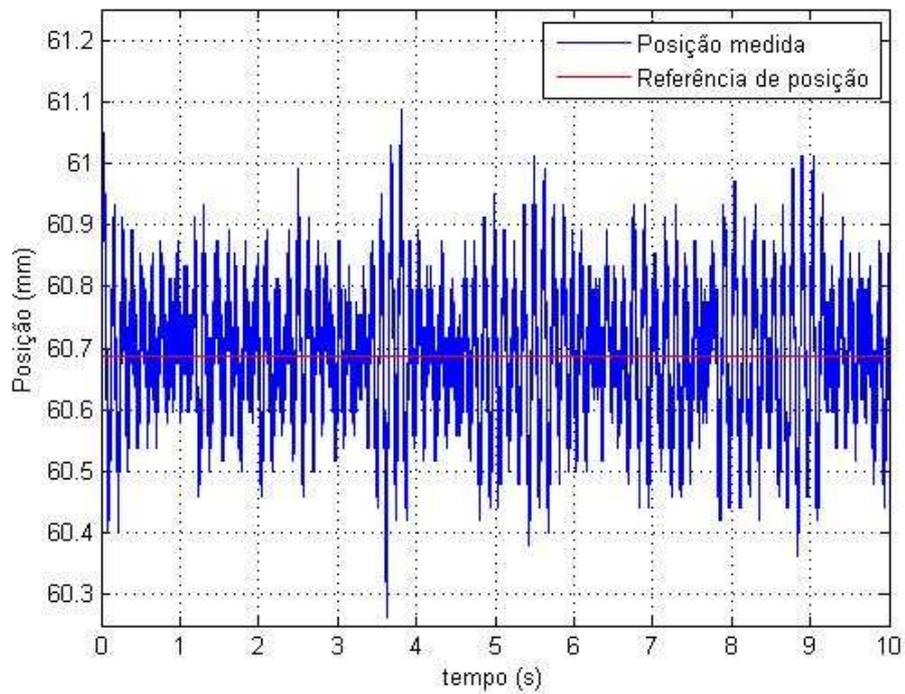


Figura 6.2 - Posição medida e referência de posição.

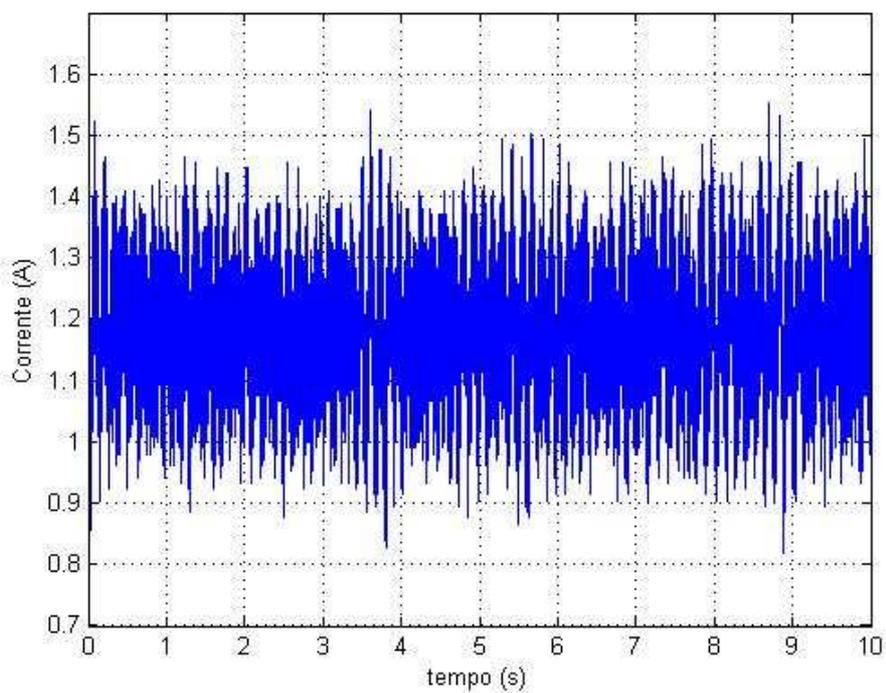


Figura 6.3 - Corrente passando pelo eletroímã medida.

A posição de equilíbrio é conseguida através do controle da força necessária para levitá-lo no espaço. Isto é feito coordenando os momentos que a corrente no eletroímã deve subir com os momentos que a mesma deve descer, como explicado no

item 4.3. Para ilustrar o funcionamento deste mecanismo, a figura 6.4 mostra o comando de abertura e fechamento dos dois mosfets do circuito de potência onde o valor de tensão igual a 1 V significa uma ordem de fechamento da chave e valor de tensão igual a zero é a ordem de abertura da mesma.

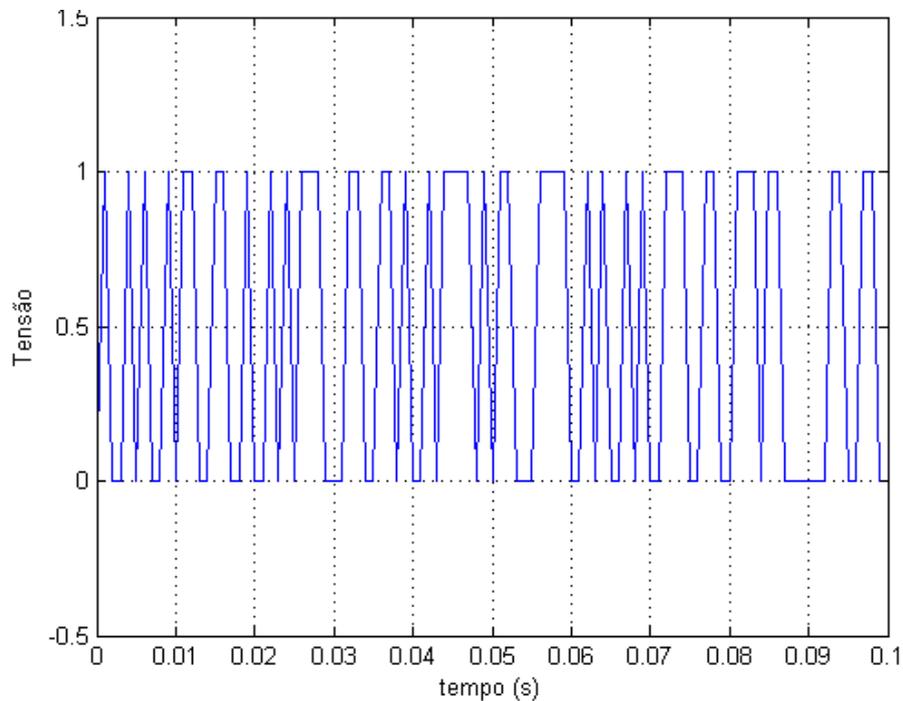


Figura 6.4 - Sinal de controle dos mosfets.

6.2 - Controle de posição do disco com variações em degrau na referência

Partindo da posição de equilíbrio, foram dadas duas variações em degrau na referência. A figura 6.5 mostra a resposta do sistema. Na figura 6.6, pode-se observar o comportamento da corrente durante as variações em degrau.

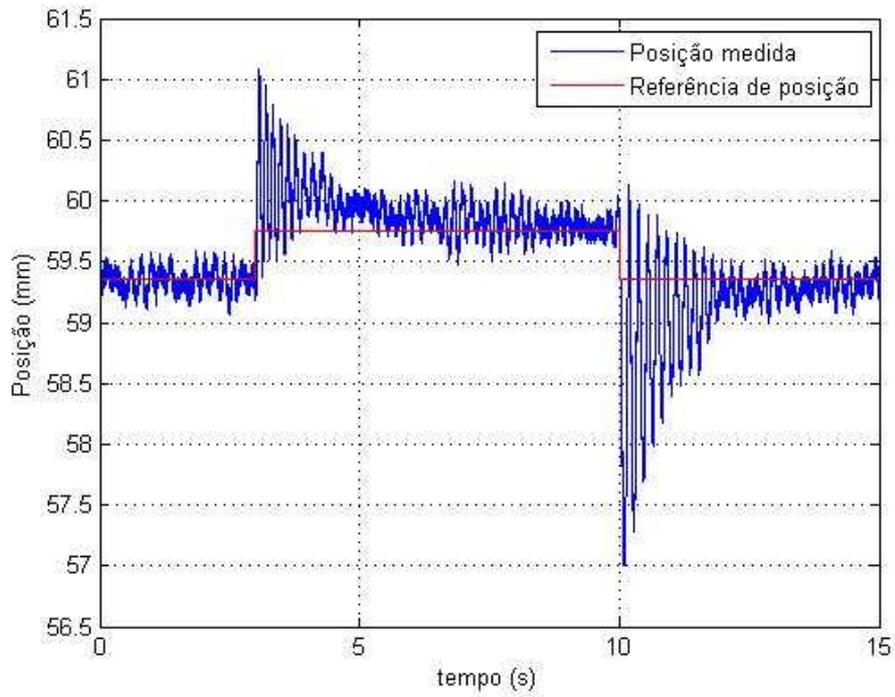


Figura 6.5 - Posição medida e referência de posição para variações em degrau.

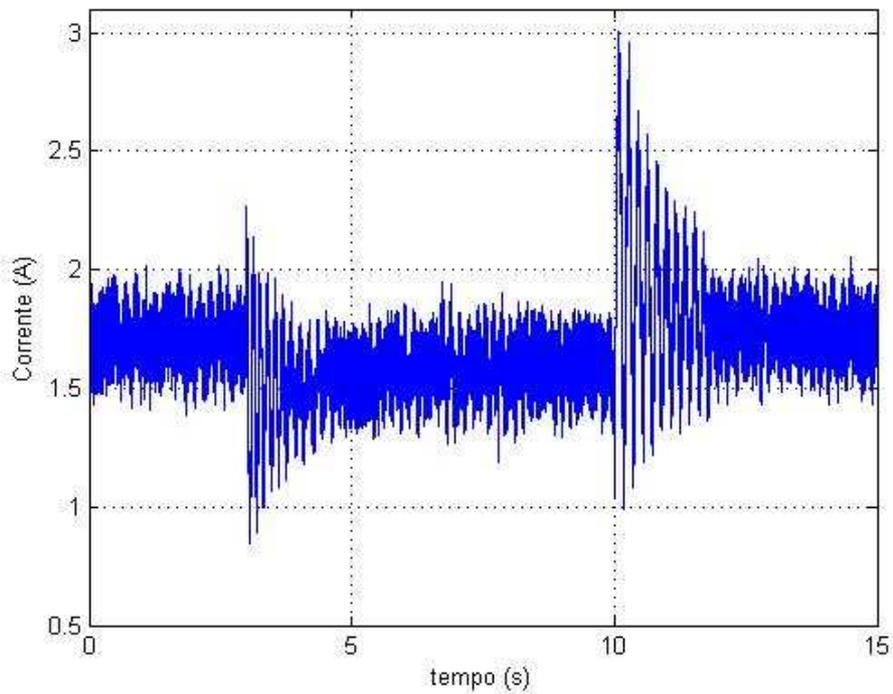


Figura 6.6 - Corrente passando pelo eletroímã para variações em degrau.

6.3 - Simulação e comparação com a resposta do sistema

A fim de validar a modelagem do sistema, foi desenvolvido um esquema de simulação que possibilitasse a comparação com a resposta medida durante as variações em degrau na referência. Na figura 6.7, tem-se o esquema de simulação e comparação.

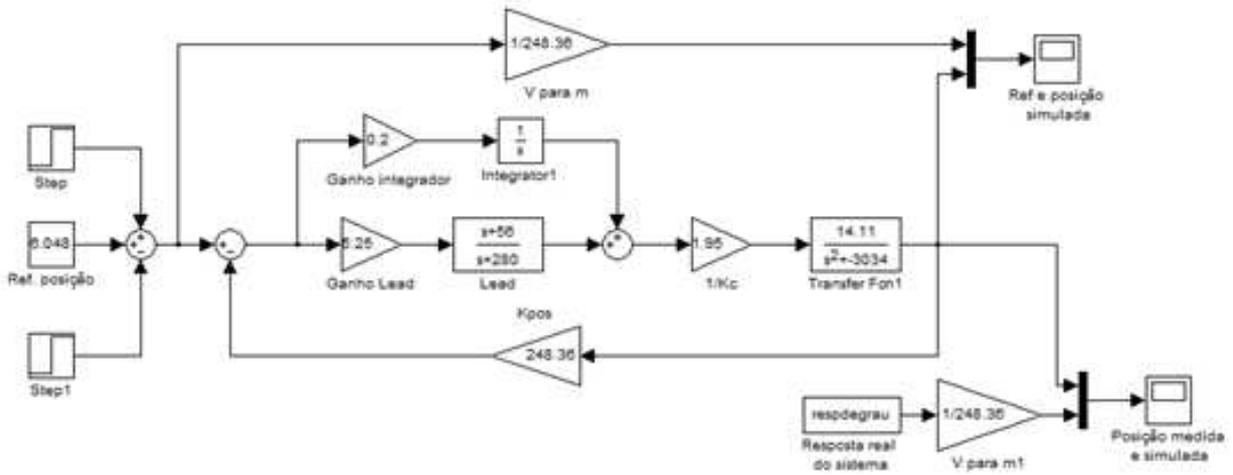


Figura 6.7 - Esquema de simulação e comparação.

A partir desta simulação, foi possível gerar a figura 6.8 onde constam a resposta do sistema a variações em degrau na referência, a resposta simulada e as referências de posição medida e simulada.

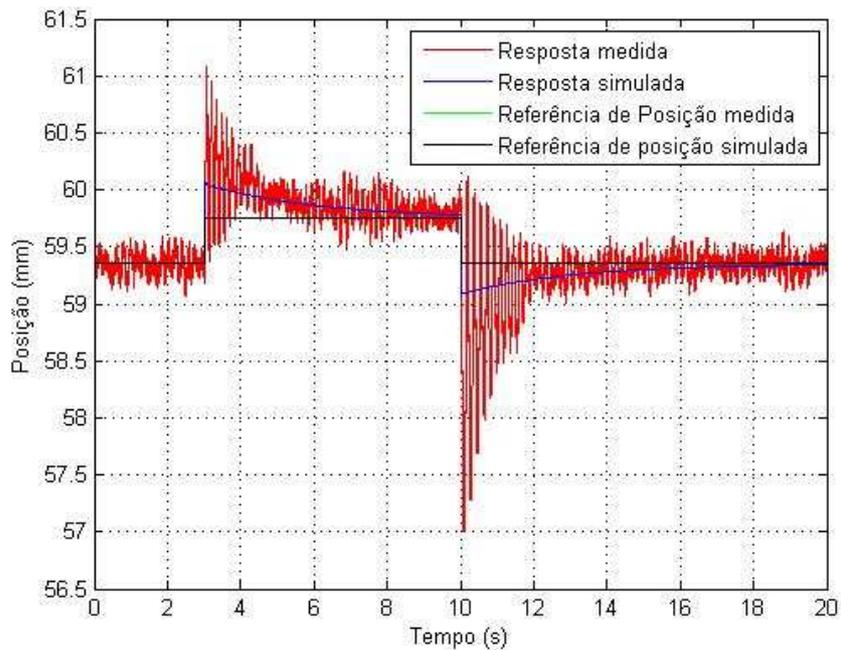


Figura 6.8 - Comparação entre resposta simulada e resposta medida.

Como, na simulação, não foi inserido o efeito do chaveamento dos mosfets, a resposta simulada não apresenta o comportamento idêntico ao da resposta medida, porém possui o mesmo tempo de assentamento e encontra-se aproximadamente na média da resposta medida. Outra observação é que a resposta simulada possui o mesmo comportamento tanto para o degrau positivo quanto para o degrau negativo, diferentemente da resposta medida, isto aconteceu porque na simulação tem-se um sistema linear e no experimento tem-se um sistema não linear.

6.4 - Controle de posição do disco com variação senoidal na referência

Como último procedimento, impôs-se uma variação senoidal na referência. Este procedimento foi realizado para se obter a resposta em frequência do sistema. As frequências das variações senoidais utilizadas foram 0,1 Hz, 0,5 Hz, 1 Hz, 10 Hz, 15 Hz, 20 Hz e 50 Hz. Para os quatro últimos valores, as amplitudes das entradas foram reduzidas.

Primeiramente, foi imposta a variação senoidal com frequência de 0,1 Hz. Na figura 6.9, tem-se o sinal do sensor de posição e, na figura 6.10, pode-se ver o sinal do sensor de corrente.

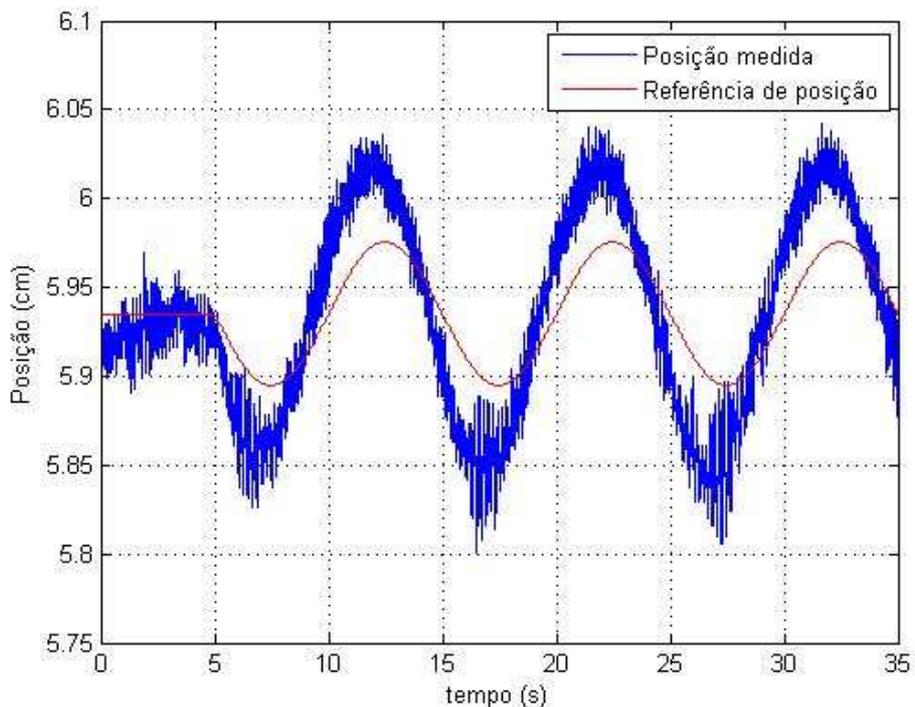


Figura 6.9 - Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 0,1 Hz.

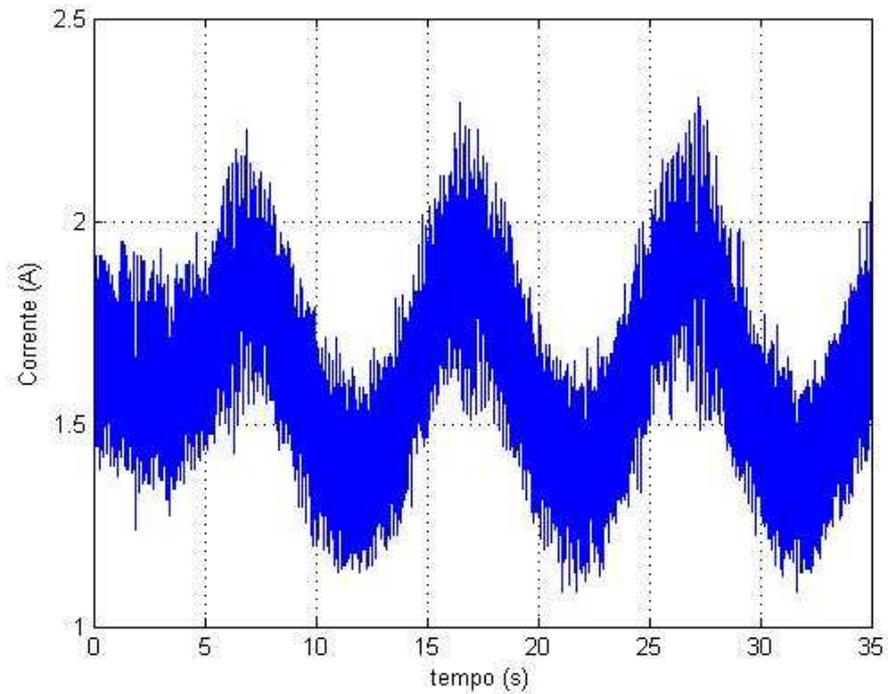


Figura 6.10 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 0,1 Hz.

Em seguida, mudou-se a frequência da variação senoidal para 0,5 Hz. Na figura 6.11, tem-se o sinal do sensor de posição e, na figura 6.12, pode-se ver o sinal do sensor de corrente.

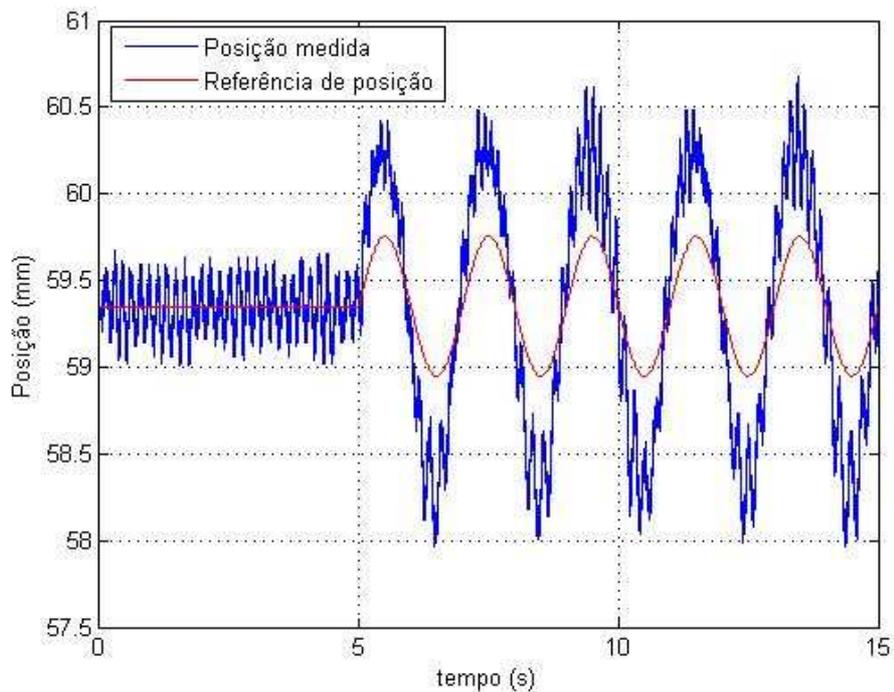


Figura 6.11 - Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 0,5Hz.

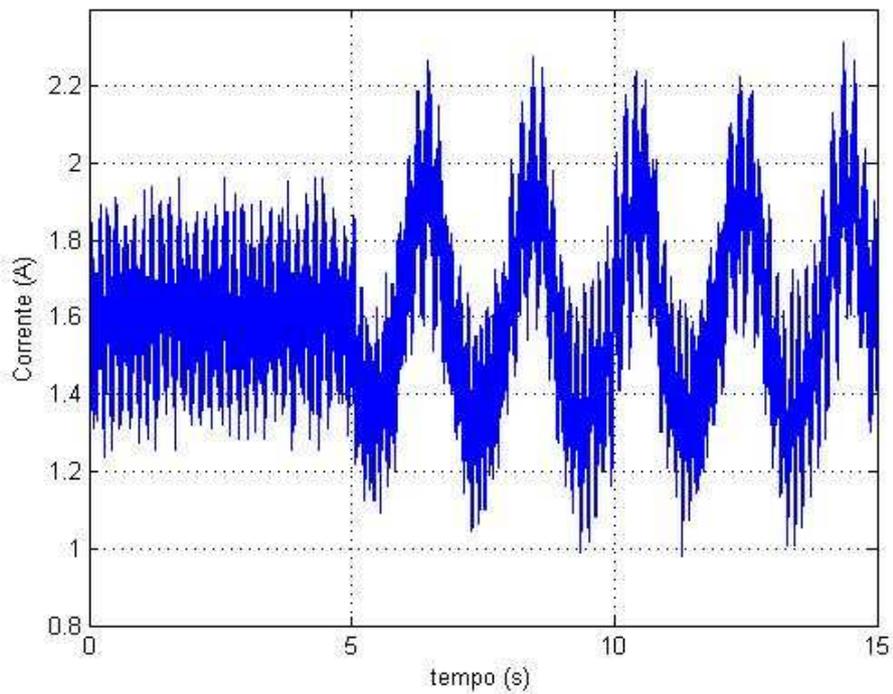


Figura 6.12 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 0,5 Hz.

Para a variação senoidal com 1 Hz, tem-se na figura 6.13 o sinal do sensor de posição e, na figura 6.14, pode-se ver o sinal do sensor de corrente

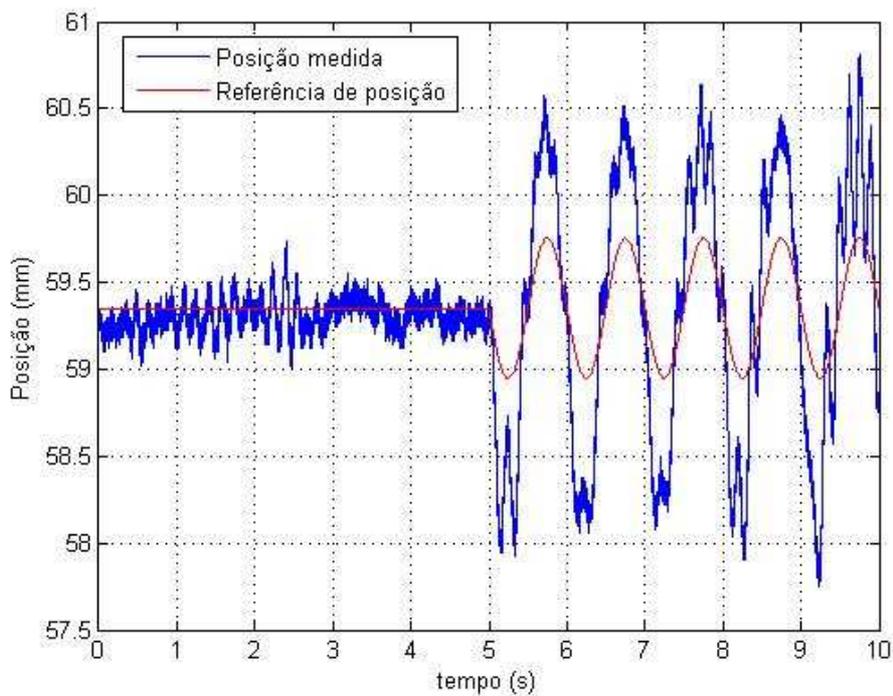


Figura 6.13- Posição medida e referência de posição para variação senoidal com 1 Hz.

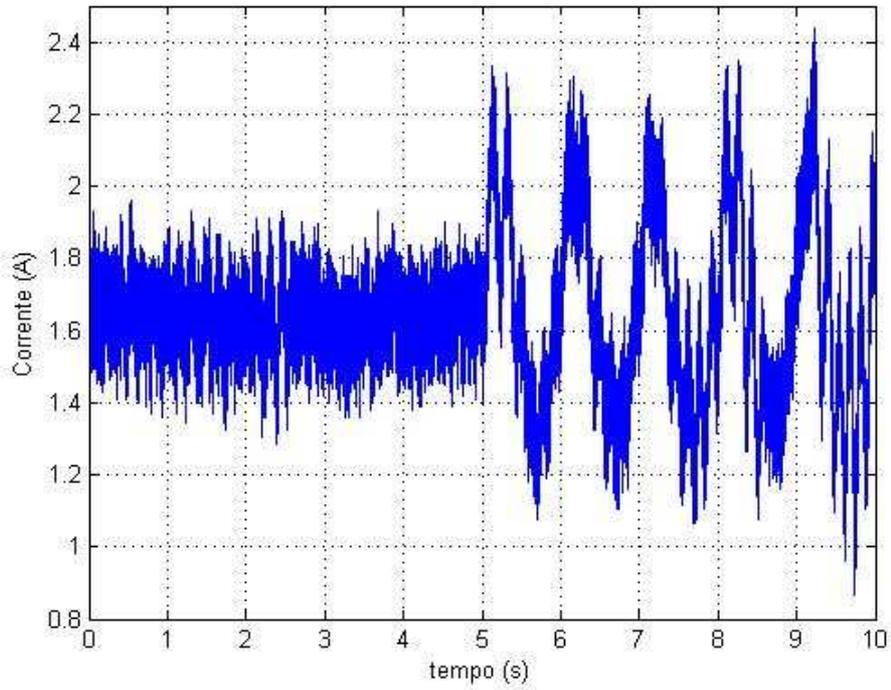


Figura 6.14 - Corrente passando pelo eletroímã para variação senoidal com 1 Hz.

A resposta do sistema para as frequências de 10 Hz, 15 Hz e 20 Hz contam nas figuras 6.15, 6.16 e 6.17 respectivamente.

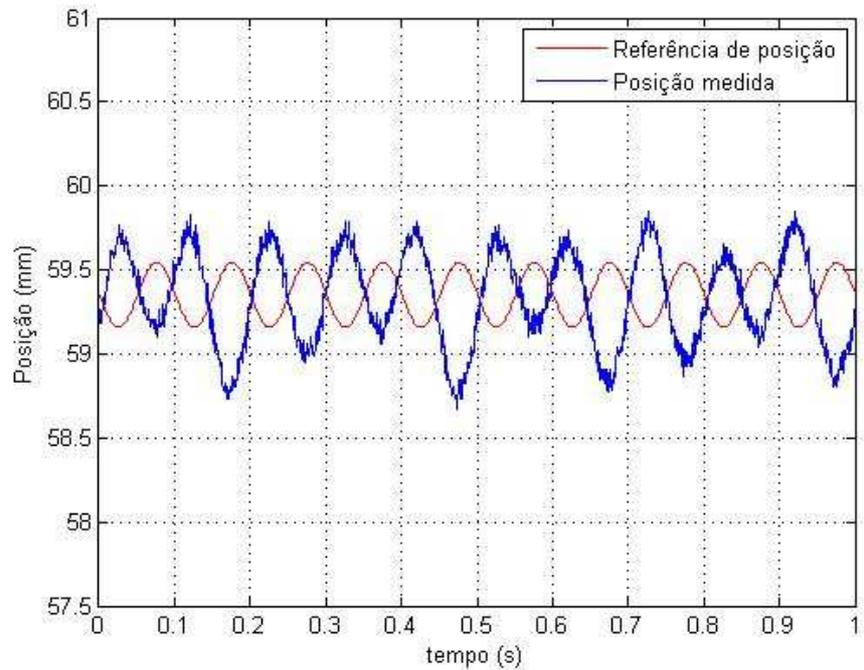


Figura 6.15 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 10 Hz.

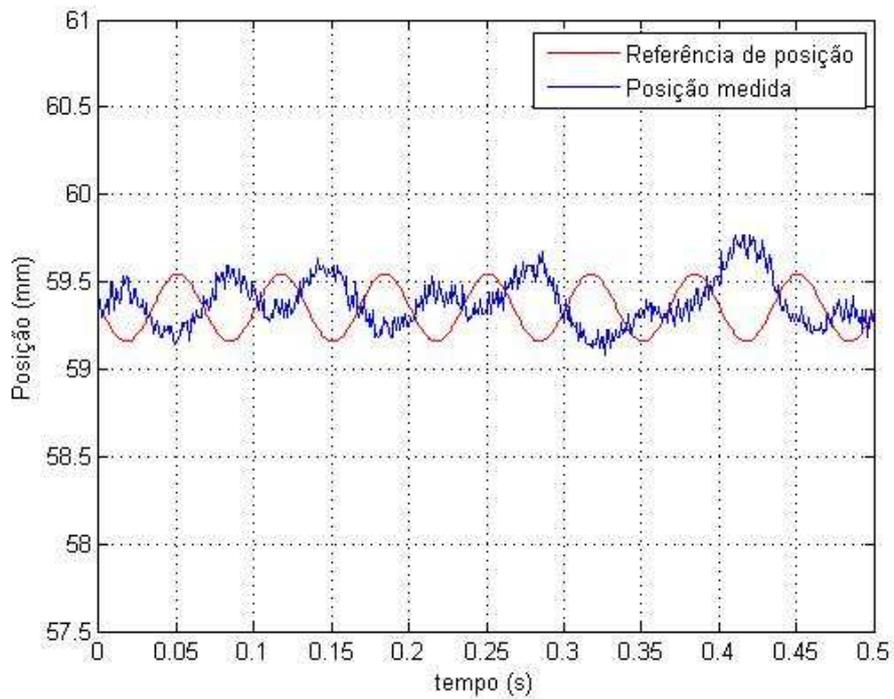


Figura 6.16 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 15 Hz.

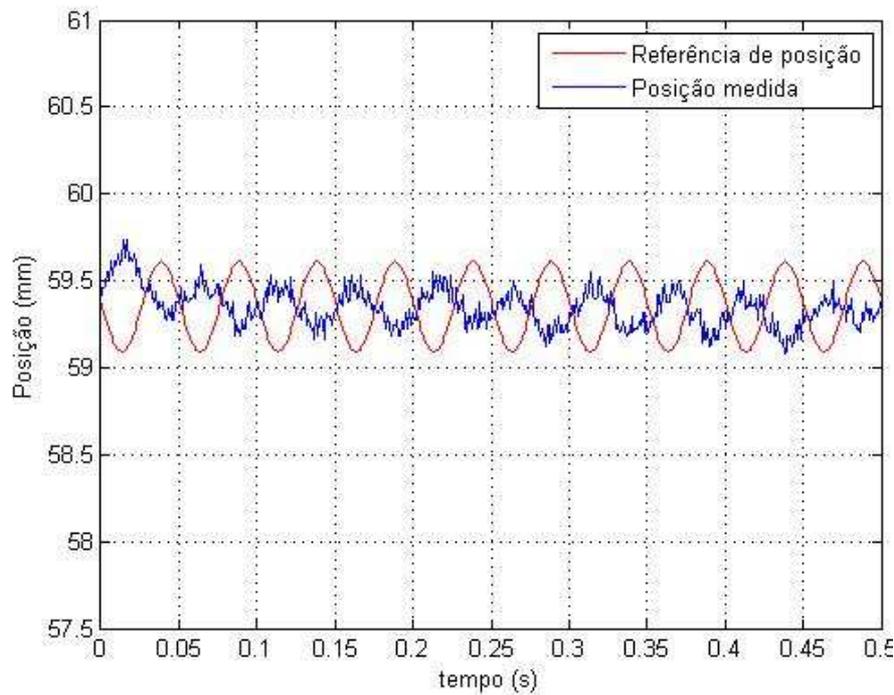


Figura 6.17 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 20 Hz.

Quando foi imposta a variação senoidal com 50 Hz, não foi mais possível analisar a resposta em frequência do sistema, uma vez que a saída não apresentava mais a mesma frequência da entrada. Isto pode ser observado na figura 6.18.

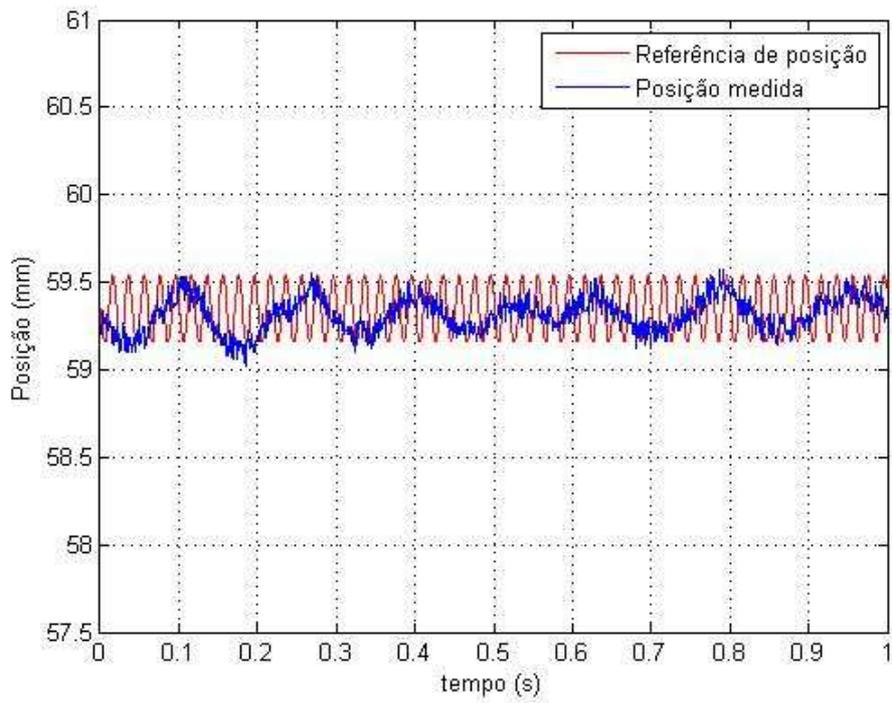


Figura 6.18 - Resposta do sistema para entrada com variação senoidal de 50 Hz.

Capítulo 7 - Conclusão

O objetivo de controlar o disco levitando no espaço foi concluído, comprovando a modelagem, o correto funcionamento dos circuitos de controle e de potência e também a eficiência do controlador projetado, que proporcionou estabilidade para o sistema realimentado com erro de regime zero para entradas em degrau.

A experiência, dessa forma, representa um exemplo concreto de atividade multidisciplinar, uma vez que reuniu conhecimentos das matérias de Física, Mecânica, Conversão Eletromecânica de Energia, Controle de Sistemas, Eletrônica e Eletrônica de Potência.

Os resultados obtidos com variações em degrau mostraram que o controlador conseguiu estabilizar o sistema com erro de regime zero. Porém houve uma assimetria em relação aos degraus positivo e negativo, evidenciando a não linearidade do sistema.

Para as variações senoidais na referência, o controlador não seguiu perfeitamente a referência, apresentando variação de amplitude e fase, como era de se esperar. Para as frequências de 0,1 Hz, 0,5 Hz e 1 HZ a amplitude da saída é maior que a amplitude da entrada, evidenciando que estas frequências estão abaixo da frequência natural do sistema. Para a frequência de 10 Hz a amplitude da saída começou a diminuir e a defasagem angular entre a saída e a entrada passou a ser aproximadamente 180° . Com 15 Hz a amplitude da saída já se apresenta aproximadamente igual à amplitude da entrada e para 20 Hz a amplitude da saída é menor que a amplitude da entrada, com defasagem angular de 180° , indicando que esta frequência é menor que a frequência natural do sistema. Com variação senoidal na referência de 50 Hz, a saída não possuía mais a mesma frequência da entrada, impossibilitando a análise de mudança de amplitude e fase.

Como sugestões de trabalhos futuros, têm-se a melhoria dos circuitos de potência, trocando os diodos de retificação utilizados por diodos de comutação e trocando a fonte CC de 30 V por uma com maior tensão nominal, possibilitando uma variação mais rápida da corrente no eletroímã.

Outra sugestão seria a substituição do sensor de posição ultra-sônico por um sensor de campo magnético. Neste caso, a posição do disco seria estimada através das medidas de campo magnético e corrente. Esta configuração seria significativamente mais barata, em virtude dos sensores de grandezas elétricas serem mais baratos que os

sensores de grandezas mecânicas. Cabe dizer que esta sugestão é aplicável para o caso em que o campo magnético no entreferro é tido como constante. Isto acontece no caso da levitação do disco e não era possível na levitação da esfera.

Seria interessante a construção de um suporte que possibilitasse a partida automática do sistema, mantendo o objeto a ser levantado próximo de sua posição de equilíbrio e assim não solicitando uma corrente muito alta na partida.

Por último, poder-se-ia excitar a planta com ruído branco aleatório para levantamento da resposta em frequência do sistema.

Referências

- [1] Mota, D. J. P. S. Controle da Posição de uma Esfera em um Sistema de Levitação Eletromagnética. Projeto Final DEE/UFRJ, 2008, Rio de Janeiro;
- [2] Sotelo, G. G., Stephan, R. M., Gomes, R. R. Desenvolvimento de um sistema didático para levitação eletromagnética com o auxílio do método de elementos finitos. In: Congresso Brasileiro de Automática, volume 1, 2004, Gramado;
- [3] Sotelo, G. G., Stephan, R. M., Gomes, R. R. Comparação de configurações para um levitador eletromagnético pelo método dos elementos finitos. In: Congresso Brasileiro de Magnetismo, volume 1, 2004, São Paulo;
- [4] Gomes, R. R. Um Experimento para Ilustrar o Sistema de Levitação Eletromagnética Utilizado em Trens Maglev. Projeto Final DEE/ UFRJ, 2004, Rio de Janeiro;
- [5] Stephan, R. M., Gomes, R. R. Um experimento para ilustrar o sistema de levitação eletromagnética utilizado em trens Maglev. In: Semana da Eletrônica 2003/ UFRJ, volume 1, 2003, Rio de Janeiro;
- [6] Stephan, R. M., Machado, O. J., Forain, I., Andrade Jr, R. Experiências de Levitação Magnética. In: Congresso Brasileiro de Automática, volume 1. p. 309-312. 2002, Natal;
- [7] Fascinations. Disponível em: <<http://www.fascinations.com/unique-toys-gifts/levitron-ag.htm>>. Acesso em 06 de agosto de 2010;
- [8] 1 - World Globe. Disponível em:<http://www.1worldglobes.com/Specialty/floating_globe.htm>. Acesso em 11 de agosto de 2010;
- [9] Ostermann, F., Pureur, P. Supercondutividade. Ed. Livraria da Física 1ª edição, 2005, São Paulo;

- [10] Halliday, D., Resnick, R., Krane, K. S. Fundamentos de Física 3 Eletromagnetismo. Ed. LTC 6ª Edição, 2003, Rio de Janeiro;
- [11] WIKIPEDIA. JR-Maglev. Wikipédia, a enciclopédia livre, 2010. Disponível em: <<http://pt.wikipedia.org/wiki/JR-Maglev>>. Acesso em 06 de agosto de 2010;
- [12] Fitzgerald, A. E., Kingsley Jr, C., Umans, S. D. Máquinas Elétricas. Ed. Bookman 6ª Edição, 2006, Porto Alegre;
- [13] Advantech. User's Manual. PCI-1711 Series 1, 2001;
- [14] Basilio, J. C., Moreira, M. V. B. Experimentos para estimação dos parâmetros de motores de corrente contínua. In: XXIX Congresso Brasileiro de Ensino de Engenharia, vol TEM. p. 298–307. 2001, Porto Alegre;
- [15] Franklin, G. F., Powell, J. D., Naeini, A. E. Feedback Control of Dynamic Systems. Ed. Prentice Hall 4º edição, 2002, New Jersey;
- [16] Mathworks, Matlab, The Language of Thechnical Computing, The Mathworks Inc., 2006, Natick, Massachusetts;
- [17] Mohan, N., Underland, T. M., Robbins, W. P. Power Eletronics. Ed. John Wiley and Sons, 1995.

Apêndice I - Resolução da equação (3-21)

$$\int_{r=0}^R dp = \int_{r=0}^R \frac{K_x \Delta x 4r \sqrt{R^2 - r^2} dr}{A} \quad (1)$$

Fazendo $\Delta x = r\theta$ e retirando as constantes da integral:

$$\frac{4K_x \theta}{A} \int_{r=0}^R r^2 \sqrt{R^2 - r^2} dr = \frac{4K_x \theta}{A} \int_{r=0}^R Rr^2 \sqrt{1 - \left(\frac{r}{R}\right)^2} dr. \quad (2)$$

Fazendo a substituição de variáveis $\frac{r}{R} = \cos(\alpha)$:

$$r = R \cos(\alpha) \quad (3)$$

e

$$dr = -R \operatorname{sen}(\alpha) d\alpha \quad (4)$$

Atualizando os limites da integral:

$$r = 0 \rightarrow \cos(\alpha) = 0 \rightarrow \alpha = \frac{\pi}{2} \quad (5)$$

e

$$r = R \rightarrow \cos(\alpha) = 1 \rightarrow \alpha = 0. \quad (6)$$

Substituindo as equações (3), (4), (5) e (6) na equação (2):

$$-\frac{4K_x \theta}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 R^2 \operatorname{sen}(\alpha) r^2 \sqrt{1 - \cos(\alpha)^2} d\alpha, \quad (7)$$

e multiplicando e dividindo por R^4 :

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \frac{R^2 \operatorname{sen}(\alpha) r^2 \operatorname{sen}(\alpha) d\alpha}{R^4} = -\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \frac{r^2 \operatorname{sen}(\alpha)^2 d\alpha}{R^2}, \quad (8)$$

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \cos(\alpha)^2 \operatorname{sen}(\alpha)^2 d\alpha = -\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \cos(\alpha)^2 (1 - \cos(\alpha)^2) d\alpha, \quad (9)$$

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 (-\cos(\alpha)^4 + \cos(\alpha)^2) d\alpha. \quad (10)$$

Sabendo que:

$$\cos(\alpha)^2 = \frac{\cos(2\alpha) + 1}{2} \quad (11)$$

e

$$\cos(\alpha)^4 = \left(\frac{\cos(2\alpha) + 1}{2} \right)^2 = \frac{\cos^2(2\alpha) + 2\cos(2\alpha) + 1}{4} = \frac{\cos(4\alpha) + 1}{8} + \frac{\cos(2\alpha)}{2} + \frac{1}{4}. \quad (12)$$

Substituindo as equações (11) e (12) na equação (10):

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \left[-\frac{\cos(4\alpha) + 1}{8} - \frac{\cos(2\alpha)}{2} - \frac{1}{4} + \frac{\cos(2\alpha) + 1}{2} \right] d\alpha, \quad (13)$$

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \left[-\frac{\cos(4\alpha) + 1}{8} + \frac{1}{4} \right] d\alpha = -\frac{4K_x \theta R^4}{A} \int_{\alpha=\frac{\pi}{2}}^0 \left[-\frac{\cos(4\alpha)}{8} + \frac{1}{8} \right] d\alpha, \quad (14)$$

$$-\frac{4K_x \theta R^4}{A} \left[-\left[\frac{\sin(4\alpha)}{32} \right]_{\frac{\pi}{2}}^0 + \left[\frac{1}{8} \alpha \right]_{\frac{\pi}{2}}^0 \right] = -\frac{4K_x \theta R^4}{A} \left[-[0 - 0] + \left(0 - \frac{\pi}{16} \right) \right], \quad (15)$$

$$\frac{K_x \theta \pi R^4}{4A}. \quad (16)$$

Anexo I - Permissão para utilização da figura 2.4.

Tetsuo UZUKA

Dear Mr. Rodrigo Luiz de Souza Valle,

Welcome to the website of RTRI. And thank you for your polite mail about permission to use the image of Maglev.

I am Tetsuo UZUKA, manager of international affairs section RTRI.

Unfortunately, our PR section decided that RTRI will not permit the official use of the image for you. There is some political movement in Japan about MAGLEV, then official permit is very rare nowadays, actually.

I hope you will write a excellent graduation report. So that, I will inform you that there are some free usage images about MAGLEV. For example:

<http://pt.wikipedia.org/wiki/JR-Maglev>

Best regards,

--

Tetsuo UZUKA

Manager, International Affairs Section

Railway Technical Research Institute, Japan

uzuka@rtri.or.jp

Tel +81-42-573-7258

Fax +81-42-573-7356

Anexo II - Folha de dados do sensor de posição

 <p>BANNER more sensors, more solutions</p>	<h3>U-GAGE™ S18U Series Sensors with Analog Output</h3> <p><i>18 mm Ultrasonic Sensors with TEACH-mode programming</i></p>
---	--

Features

- Fast, easy-to-use TEACH-Mode programming; no potentiometer adjustments
- Short dead zone
- Scalable output automatically distributes the output signal over the width of the programmed sensing window
- Two bi-colored status LEDs
- Rugged encapsulated design for harsh environments
- Choose 2 meter or 9 meter unterminated cable, or 5-pin Euro-style QD connector
- Wide operating range of -20° to +60°C (-4° to +140°F)
- Choose either straight or right-angle housing
- Temperature compensation
- Selectable response times of 2.5 or 30 ms
- Select analog models with either 0-10V dc or 4-20 mA output



Models

Model Number	Sensing Range	Cable*	Supply Voltage	Output	Housing Configuration
S18UUA	30 to 300 mm (1.2' to 11.8')	5-wire, 2 m (6.5') cable	10 to 30V dc	0 to 10V dc	Straight
S18UUAQ		5-pin Euro style QD			
S18UIA		5-wire, 2 m (6.5') cable		4 to 20 mA	
S18UIAQ		5-pin Euro style QD			
S18UUAR		5-wire, 2 m (6.5') cable		0 to 10V dc	Right-Angle
S18UUARQ		5-pin Euro style QD			
S18UIAR		5-wire, 2 m (6.5') cable		4 to 20 mA	
S18UIARQ		5-pin Euro style QD			

* 9 m cables are available by adding suffix "W/30" to the model number of any cabled sensor (e.g., S18UUA W/30).
A model with a QD connector requires a mating cable; see page 10.

Information about discrete models is available on Banner's website: www.bannerengineering.com



WARNING . . . Not To Be Used for Personnel Protection

Never use these products as sensing devices for personnel protection. Doing so could lead to serious injury or death. These sensors do NOT include the self-checking redundant circuitry necessary to allow their use in personnel safety applications. A sensor failure or malfunction can cause either an energized or de-energized sensor output condition. Consult your current Banner Safety Products catalog for safety products which meet OSHA, ANSI and IEC standards for personnel protection.

Clearwater Tech - Phone: 800.894.0412 - Fax: 208.368.0415 - Web: www.clwtr.com - Email: info@clwtr.com

Principles of Operation

Ultrasonic sensors emit one or multiple pulses of ultrasonic energy, which travel through the air at the speed of sound. A portion of this energy reflects off the target and travels back to the sensor. The sensor measures the total time required for the energy to reach the target and return to the sensor. The distance to the object is then calculated using the following formula:

$$D = \frac{ct}{2}$$

D = distance from the sensor to the target

c = speed of sound in air

t = transit time for the ultrasonic pulse

To improve accuracy, an ultrasonic sensor may average the results of several pulses before outputting a new value.

Temperature Effects

The speed of sound is dependent upon the composition, pressure and temperature of the gas in which it is traveling. For most ultrasonic applications, the composition and pressure of the gas are relatively fixed, while the temperature may fluctuate.

In air, the speed of sound varies with temperature according to the following approximation:

$$C_{m/s} = 20 \sqrt{273 + T_C}$$

Or, in English units:

$$C_{ft/s} = 49 \sqrt{460 + T_F}$$

C_{m/s} = speed of sound in meters per second

T_C = temperature in °C

C_{ft/s} = speed of sound in feet per second

T_F = temperature in °F

Temperature Compensation

Changes in air temperature affect the speed of sound, which in turn affects the distance reading measured by the sensor. An increase in air temperature shifts both sensing window limits closer to the sensor. Conversely, a decrease in air temperature shifts both limits farther away from the sensor. This shift is approximately 3.5% of the limit distance for a 20° C change in temperature.

The S18U series ultrasonic sensors are temperature compensated. This reduces the error due to temperature by about 90%. The sensor will maintain its window limits to within 1.8% over the -20° to +60° C range.

NOTES:

- Exposure to direct sunlight can affect the sensor's ability to accurately compensate for changes in temperature.
- If the sensor is measuring across a temperature gradient, the compensation will be less effective.
- The temperature warmup drift upon power-up is less than 1.7% of the sensing distance. After 10 minutes, the apparent distance will be within 0.3% of the actual position. After 25 minutes, the sensing distance will be stable.

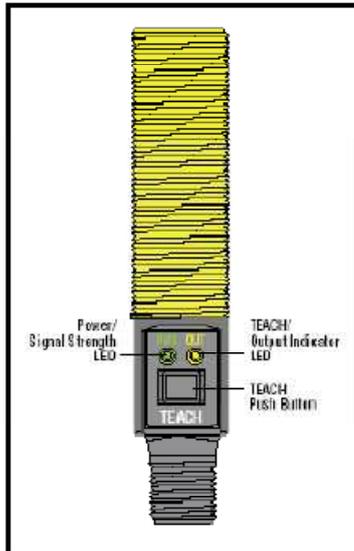


Figure 1. Sensor features

Sensor Programming

Two TEACH methods may be used to program the sensor:

- Teach individual minimum and maximum limits, or
- Use Auto-Window feature to center a sensing window around the taught position.

The sensor may be programmed either via its push button, or via a remote switch. Remote programming also may be used to disable the push button, preventing unauthorized personnel from adjusting the programming settings. To access this feature, connect the gray wire of the sensor to 0 - 2V dc, with a remote programming switch between the sensor and the voltage.

NOTE: The impedance of the Remote Teach input is 12 k Ω .

Programming is accomplished by following the sequence of input pulses (see programming procedures starting on page 4). The duration of each pulse (corresponding to a push button "click"), and the period between multiple pulses, are defined as "T":

$$0.04 \text{ seconds} < T < 0.8 \text{ seconds}$$

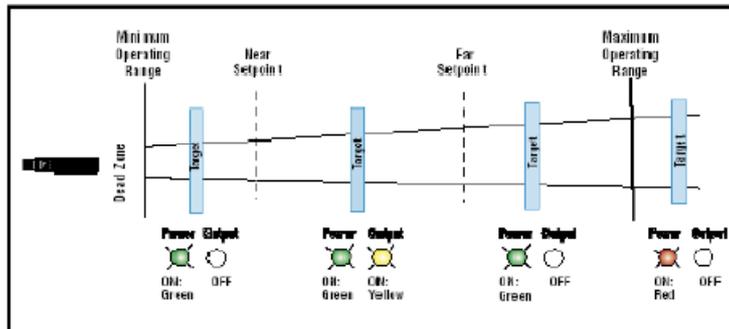


Figure 2. TEACH Interface

Status Indicators

Power ON/OFF LED	Indicates
OFF	Power is OFF.
ON Red	Target is weak or outside sensing range.
ON Green	Sensor is operating normally, good target.

Output/Teach LED	Indicates
OFF	Target is outside window limits.
Yellow	Target is within window limits.
ON Red (solid)	In Teach Mode, waiting for first limit.
ON Red (flashing)	In Teach Mode, waiting for second limit.

Teaching Minimum and Maximum Limits

General Notes on Programming

- The sensor will return to Run mode if the first Teach condition is not registered within 120 seconds.
- After the first limit is taught, the sensor will remain in Program mode until the Teach sequence is finished.
- To exit Program mode without saving any changes, press and hold the programming push button > 2 seconds (before teaching the second limit). The sensor will revert to the last saved limits.

Analog Output Slope:

The U-GAGE S18U sensor may be programmed for either a positive or a negative output slope, based on which limit is taught first (see Figure 3). If the Near limit is taught first, the slope will be positive. If the Far limit is taught first, the slope will be negative. Banner's scalable output automatically distributes the output signal over the width of the programmed sensing window.

In the event of signal loss, the analog output goes to 3.6 mA or 0V dc, which may be used to trigger an alarm.

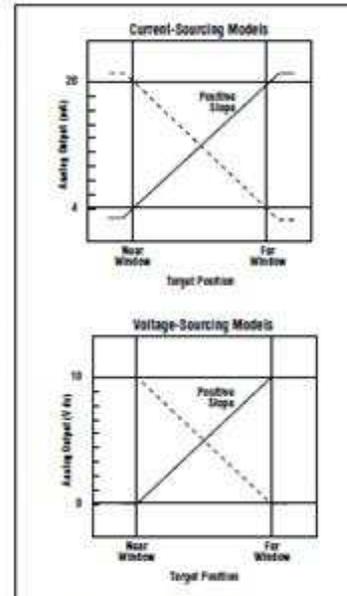
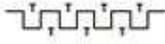


Figure 3. Analog output slope

	Procedure		Result
	Push Button 0.04 < "click" < 0.8 sec.	Remote Wire 0.04 sec. < T < 0.8 sec.	
Programming Mode	<ul style="list-style-type: none"> • Push and hold the push button 	<ul style="list-style-type: none"> • No action required; sensor is ready for 1st limit teach 	Output LED: ON Red Power LED: ON Green (good signal) or ON Red (no signal)
Teach First Limit	<ul style="list-style-type: none"> • Position the target for the first limit 	<ul style="list-style-type: none"> • Position the target for the first limit 	Power LED: Must be ON Green
	<ul style="list-style-type: none"> • "Click" the push button 	<ul style="list-style-type: none"> • Single-pulse the remote line 	Teach Accepted (Sensor learns the 0V dc or 4 mA limit) Output LED: Flashing Red Teach Unacceptable Output LED: ON Red
Teach Second Limit	<ul style="list-style-type: none"> • Position the target for the second limit 	<ul style="list-style-type: none"> • Position the target for the second limit 	Power LED: Must be ON Green
	<ul style="list-style-type: none"> • "Click" the push button 	<ul style="list-style-type: none"> • Single-pulse the remote line 	Teach Accepted (Sensor learns the 10V dc or 20 mA limit) Output LED: Yellow or OFF Teach Unacceptable Output LED: flashing Red

Push Button Lockout

Enables or disables the push button to prevent unauthorized adjustment of the program settings.

	Procedure		Result
	Push Button	Remote Wire 0.04 sec. < T < 0.8 sec.	
Enable/Disable Push Button	<ul style="list-style-type: none"> Not available via push button 	<ul style="list-style-type: none"> Four-pulse the remote line 	<ul style="list-style-type: none"> Push buttons are either enabled or disabled, depending on previous condition.

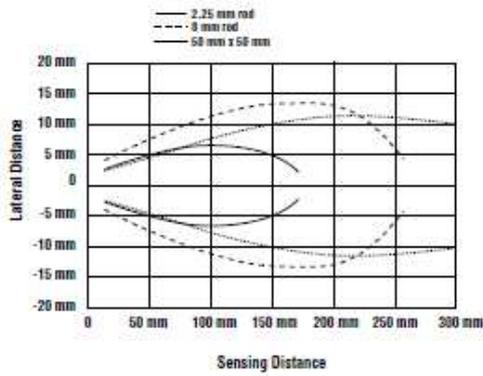
Specifications

Sensing Range	30 to 300 mm (1.2" to 11.8")	
Supply Voltage	10 to 30V dc (10% maximum ripple); 65 mA max. (exclusive of load), 40 mA typical @ 25V input	
Ultrasonic Frequency	300 kHz, rep. rate 2.5 ms	
Supply Protection Circuitry	Protected against reverse polarity and transient voltages	
Output Configuration	Analog Output: 0 to 10V dc or 4 to 20 mA, depending on model	
Output Protection	Protected against short circuit conditions	
Output Ratings	Analog Voltage Output: 2.5 k Ω minimum load resistance Minimum supply for a full 10V output is 12V dc (for supply voltages between 10 and 12, V out max is at least V supply -2) Analog Current Output: 1 k Ω max @ 24V input Max load resistance = (Vcc-4)/0.02 ohms For current output (4-20 mA) models, ideal results are achieved when the total load resistance $R = [(V_{in} - 3)/0.020]\Omega$. Example, at $V_{in} = 24V$ dc, $R = 1\text{ k}\Omega$ (1 watt). A worst-case shift of 1% of sensing distance is caused by operating the sensor at $V_{in} = 30V$ dc and $R = 0\ \Omega$.	
Output Response Time (for a 95% step change)	2.5 milliseconds: Black wire at 5-30V dc 30 milliseconds: Black wire at 0-2V dc (or open) Consult factory for other response speed options	
Delay at Power-Up	300 milliseconds	
Temperature Effect	0.02% of distance/ °C	
Linearity*	2.5 ms response: ± 1 mm	30 ms response: ± 0.5 mm
Resolution*	2.5 ms response: 1 mm	30 ms response: 0.5 mm
Minimum Window Size	5 mm	
Adjustments	Sensing window limits: TEACH-Mode programming of near and far window limits may be set using the push button or remotely via TEACH input (see page 3).	
Indicators	Range Indicator (Red/Green)	Green — Target is within sensing range Red — Target is outside sensing range OFF — Sensing power is OFF
	Teach/Output Indicator (Yellow/Red)	Yellow — Target is within taught limits OFF — Target is outside taught window limits Red — Sensor is in TEACH mode
Remote TEACH Input	Impedance: 12 k Ω	
Construction	Threaded Barrel: Thermoplastic polyester Push Button: Santoprene	Push Button Housing: ABS/PC Lightpipes: Acrylic
Operating Conditions	Temperature: -20° to +60° C (-4° to +140° F) Maximum relative humidity: 100%	
Connections	2 m (6.5') or 9 m (30') shielded 5-conductor (with drain) PVC jacketed attached cable or 5-pin Euro-style quick-disconnect (see page 10 for quick-disconnect cable options)	
Environmental Rating	Leakproof design is rated IEC IP67; NEMA 6P	
Vibration and Mechanical Shock	All models meet Mil. Std. 202F requirements method 201A (vibration: 10 to 60 Hz max., double amplitude 0.06", maximum acceleration 10G). Also meets IEC 947-5-2 requirements: 30G 11 ms duration, half sine wave.	
Temperature Warmup Drift	Less than 1.7% of sensing distance upon power-up (see Temperature Compensation, page 2)	
Application Notes	Objects passing inside the specified near limit may produce a false response.	
Certifications		

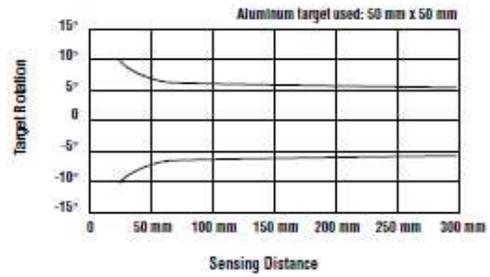
* Linearity and resolution are specified using a 50 mm x 50 mm (2" x 2") aluminum plate at 22°C under fixed sensing conditions.

Sensor Response Curves

Effective Beam Pattern (Typical)

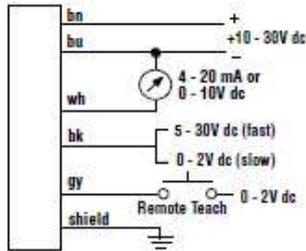


Maximum Target Rotation Angle

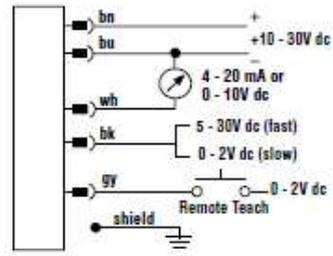


Hookups

Cabled Models



QD Models



NOTE: It is recommended that the shield wire be connected to earth ground or DC common.

Anexo III - Folha de dados do sensor de corrente

Current Transducer LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

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



Electrical data				
I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	25	At	
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 36	At	
R_M	Measuring resistance with $\pm 15 \text{ V}$		R_{Mmin}	R_{Mmax}
		@ $\pm 25 \text{ At}_{max}$	100	320 Ω
		@ $\pm 36 \text{ At}_{max}$	100	190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA	
K_N	Conversion ratio	1-2-3-4-5	: 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	± 15	V	
I_C	Current consumption	$10 + I_s$	mA	
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV	
V_b	R.m.s. rated voltage ¹⁾ , safe separation basic isolation	800	V	
		1700	V	

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

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

Applications

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

Accuracy - Dynamic performance data			
X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
E_L	Linearity	< 0.2	%
I_0	Offset current ²⁾ @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_0	0°C .. +25°C	± 0.08 ± 0.25 mA
		+25°C .. +70°C	± 0.10 ± 0.35 mA
t_r	Response time ⁴⁾ @ 80 % of I_{pmax}	< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 150	kHz

General data			
T_A	Ambient operating temperature	0 .. +70	$^\circ\text{C}$
T_s	Ambient storage temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$
R_p	Primary resistance per turn @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< 1.25	m Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
R_{is}	Isolation resistance @ 500 V $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	M Ω
m	Mass	22	g
	Standards ⁵⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Pollution class 2
²⁾ Measurement carried out after 15 mn functioning
³⁾ The result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ With a di/dt of 100 A/ μs
⁵⁾ A list of corresponding tests is available

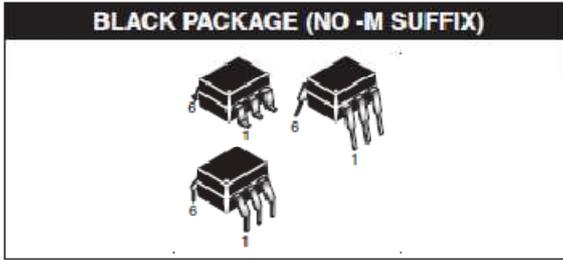
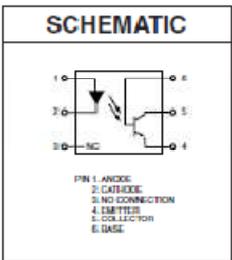
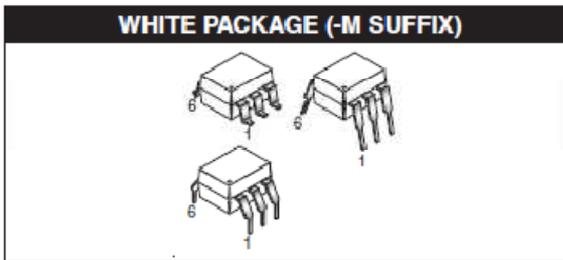
980909/8

Anexo IV - Folha de dados do opto acoplador 4N35



GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

4N25 4N37	4N26 H11A1	4N27 H11A2	4N28 H11A3	4N35 H11A4	4N36 H11A5
--------------	---------------	---------------	---------------	---------------	---------------



DESCRIPTION

The general purpose optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

FEATURES

- Also available in white package by specifying -M suffix, eg. 4N25-M
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766)
 - Add option V for white package (e.g., 4N25V-M)
 - Add option 300 for black package (e.g., 4N25.300)

APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T _A = 25°C unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Value	Units
TOTAL DEVICE			
Storage Temperature	T _{STG}	-55 to +150	°C
Operating Temperature	T _{OPR}	-55 to +100	°C
Lead Solder Temperature	T _{SOL}	260 for 10 sec	°C
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250 3.3 (non-M), 2.94 (-M)	mW
EMITTER			
DC/Average Forward Input Current	I _F	100 (non-M), 00 (-M)	mA
Reverse Input Voltage	V _R	0	V
Forward Current - Peak (300µs, 2% Duty Cycle)	I _{F(pk)}	3	A
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	150 (non-M), 120 (-M) 2.0 (non-M), 1.41 (-M)	mW mW/°C
DETECTOR			
Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	V
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	70	V
Emitter-Collector Voltage	V _{ECO}	7	V
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	150 2.0 (non-M), 1.76 (-M)	mW mW/°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25°C unless otherwise specified)						
INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS						
Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ*	Max	Unit
EMITTER						
Input Forward Voltage	(I _F = 10 mA)	V _F		1.18	1.50	V
Reverse Leakage Current	(V _R = 6.0 V)	I _R		0.001	10	µA
DETECTOR						
Collector-Emitter Breakdown Voltage	(I _C = 1.0 mA, I _F = 0)	BV _{CEO}	30	100		V
Collector-Base Breakdown Voltage	(I _C = 100 µA, I _F = 0)	BV _{CBO}	70	120		V
Emitter-Collector Breakdown Voltage	(I _E = 100 µA, I _F = 0)	BV _{ECO}	7	10		V
Collector-Emitter Dark Current	(V _{CE} = 10 V, I _F = 0)	I _{CEO}		1	50	nA
Collector-Base Dark Current	(V _{CB} = 10 V)	I _{CBO}			20	nA
Capacitance	(V _{CE} = 0V, f = 1 MHz)	C _{CE}		8		pF

ISOLATION CHARACTERISTICS						
Characteristic	Test Conditions	Symbol	Min	Typ*	Max	Units
Input-Output Isolation Voltage	(Non '-M', Black Package) (f = 60 Hz, t = 1 min)	V _{ISO}	5300			Vac(rms)
	(''-M', White Package) (f = 60 Hz, t = 1 sec)		7500			Vac(pk)
Isolation Resistance	(V _{I-O} = 500 VDC)	R _{ISO}	10 ¹¹			Ω
Isolation Capacitance	(V _{I-O} = 5, f = 1 MHz)	C _{ISO}		0.5		pF
	(''-M' White Package)			0.2	2	pF

Note
* Typical values at T_A = 25°C

TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)							
DC Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ*	Max	Unit
Current Transfer Ratio, Collector to Emitter	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V})$	CTR	4N35 4N36 4N37	100			%
			H11A1	50			
			H11A5	30			
	4N25 4N26 H11A2 H11A3		20				
	4N27 4N28 H11A4		10				
	4N35 4N36 4N37		40				
	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, T_A = -55^\circ\text{C})$		4N35 4N36 4N37	40			
	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}, T_A = +100^\circ\text{C})$		4N35 4N36 4N37	40			
Collector-Emitter Saturation Voltage	$(I_C = 2 \text{ mA}, I_F = 50 \text{ mA})$	$V_{CE(SAT)}$	4N25 4N26 4N27 4N28			0.5	V
	$(I_C = 0.5 \text{ mA}, I_F = 10 \text{ mA})$		4N35 4N36 4N37			0.3	
			H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5			0.4	
AC Characteristic							
Non-Saturated Turn-on Time	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}, R_L = 100\Omega)$ (Fig.20)	T_{ON}	4N25 4N26 4N27 4N28 H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5		2		μs
Non Saturated Turn-on Time	$(I_C = 2 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}, R_L = 100\Omega)$ (Fig.20)	T_{ON}	4N35 4N36 4N37		2	10	μs

TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.) (Continued)							
AC Characteristic	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ*	Max	Unit
Turn-off Time	$(I_F = 10 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}, R_L = 100\Omega)$ (Fig.20)	T_{OFF}	4N25 4N26 4N27 4N28 H11A1 H11A2 H11A3 H11A4 H11A5		2		μs
	$(I_C = 2 \text{ mA}, V_{CC} = 10 \text{ V}, R_L = 100\Omega)$ (Fig.20)		4N35 4N36 4N37		2	10	

* Typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Anexo V - Folha de dados do Mosfet IRF640N



FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR*

January 2002

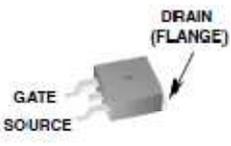
IRF640N/IRF640NS/IRF640NL

N-Channel Power MOSFETs

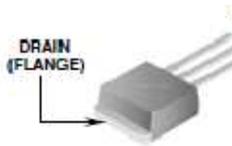
200V, 18A, 0.15Ω

Features

- Ultra Low On-Resistance
 - $r_{DS(on)} = 0.102\Omega$ (Typ), $V_{GS} = 10V$
- Simulation Models
 - Temperature Compensated PSpice® and SABER® Electrical Models
 - Spice and SABER® Thermal Impedance Models
- Peak Current vs Pulse Width Curve
- UIS Rating Curve



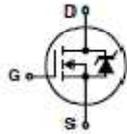
TO-263



TO-262



TO-220



MOSFET Maximum Ratings $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Ratings	Units
V_{DS}	Drain to Source Voltage	200	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	±20	V
I_D	Drain Current		
	Continuous ($T_C = 25^\circ C$, $V_{GS} = 10V$)	18	A
	Continuous ($T_C = 100^\circ C$, $V_{GS} = 10V$)	13	A
	Pulsed	Figure 4	A
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Note 1)	247	mJ
P_D	Power dissipation	150	W
	Derate above $25^\circ C$	1.0	W/ $^\circ C$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature	-55 to 175	$^\circ C$

Thermal Characteristics

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction to Case TO-220, TO-262, TO-263	1.0	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient TO-220, TO-262, TO-263	62	$^\circ C/W$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient TO-263, 1in ² copper pad area	40	$^\circ C/W$

Package Marking and Ordering Information

Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity
640N	IRF640NS	TO-263AB	330mm	24mm	800 units
640N	IRF640NL	TO-262AA	Tube	N/A	50
640N	IRF640N	TO-220AB	Tube	N/A	50

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
B_{VDSS}	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	200	-	-	V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 200\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ $V_{DS} = 160\text{V}$, $T_C = 150^\circ$	-	-	25 250	μA
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA

On Characteristics

$V_{GS(TH)}$	Gate to Source Threshold Voltage	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V
$r_{DS(ON)}$	Drain to Source On Resistance	$I_D = 11\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$	-	0.102	0.15	Ω
g_{fs}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{V}$, $I_D = 11\text{A}$ (Note 2)	6.8	-	-	S

Dynamic Characteristics

C_{ISS}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	2200	-	pF
C_{OSS}	Output Capacitance		-	400	-	pF
C_{RSS}	Reverse Transfer Capacitance		-	120	-	pF
$Q_g(TOT)$	Total Gate Charge at 20V	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 20V	$V_{DD} = 100\text{V}$ $I_D = 22\text{A}$ $I_g = 1.0\text{mA}$	117	152	nC
$Q_g(10)$	Total Gate Charge at 10V	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 10V		64	83	nC
$Q_g(TH)$	Threshold Gate Charge	$V_{GS} = 0\text{V}$ to 2V		5	7	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge			9	-	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge			24	-	nC

Switching Characteristics ($V_{GS} = 10\text{V}$)

t_{ON}	Turn-On Time	$V_{DD} = 100\text{V}$, $I_D = 11\text{A}$ $V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 2.5\Omega$	-	-	44	ns
$t_{d(ON)}$	Turn-On Delay Time		-	10	-	ns
t_r	Rise Time		-	19	-	ns
$t_{d(OFF)}$	Turn-Off Delay Time		-	23	-	ns
t_f	Fall Time		-	5.5	-	ns
t_{OFF}	Turn-Off Time		-	-	46	ns

Drain-Source Diode Characteristics

V_{SD}	Source to Drain Diode Voltage	$I_{SD} = 11\text{A}$	-	-	1.3	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 11\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	251	ns
Q_{RR}	Reverse Recovered Charge	$I_{SD} = 11\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	1394	nC

Notes:

- 1: Starting $T_{jD} = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.2\text{mH}$, $I_{AS} = 11\text{A}$.
- 2: Pulse width $< 400\mu\text{s}$; duty cycle $< 2\%$.