



DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA DE LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Alan Dantas de Medeiros Endalecio

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

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira
Richard Magdalena Stephan

Rio de Janeiro
Setembro de 2018

DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA DE LEVITAÇÃO
ELETROMAGNÉTICA

Alan Dantas de Medeiros Endalecio

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

Examinada por:

Prof. Richard Magdalena Stephan, Dr.-Ing.

Prof. João Carlos dos Santos Basílio, Ph.D.

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

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
SETEMBRO DE 2018

Endalecio, Alan Dantas de Medeiros

Desenvolvimento de Uma Plataforma de Levitação Eletromagnética/Alan Dantas de Medeiros Endalecio. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2018.

XIV, 114 p.: il.; 29, 7cm.

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira

Richard Magdalena Stephan

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

Referências Bibliográficas: p. 75 – 78.

1. Levitação Eletromagnética. 2. Maglev. 3. Microprocessadores. I. Ferreira, Antonio Carlos *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Os homens tornaram-se
cientistas porque esperavam
encontrar leis na natureza, e
esperavam encontrar leis na
natureza porque criam em um
Legislador. (C. S. Lewis)*

Agradecimentos

A aquele que "dá a sabedoria, e da sua boca vem o conhecimento e o entendimento", que me ajudou e me guiou em cada uma das fases desta dissertação, a Deus todas as honras por este trabalho.

Aos meus colegas do LASUP e do LABMAQ que, sempre solícitos e dedicados, contribuem para que o trabalho de pesquisa se torne algo leve e prazeroso. Agradeço aos colegas Hugo Pelle Ferreira e Paulo Henrique, que me acompanharam nas etapas de desenvolvimento deste projeto. Em especial gostaria de agradecer aos meus orientadores professor Antonio Carlos Ferreira e Richard Magdalena Stephan por todo apoio e confiança em cada fase desta dissertação.

Aos meus pais e irmã, Jorge Luiz, Jacinta e Aline, por todo suporte oferecido em nossa casa, essencial para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos meus sogros, Naiola e Francisco de Miranda, por abrirem sua casa e me receberem com tanto carinho e afeto. E em especial, gostaria de agradecer minha noiva, Quezia Paiva de Miranda, cujo amor e carinho me fortaleceram e se fizeram presentes, ainda que a quase 3000 km de distância.

Ao CNPq e a FAPERJ por todo o apoio financeiro concedido a este projeto.

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

DESENVOLVIMENTO DE UMA PLATAFORMA DE LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Alan Dantas de Medeiros Endalecio

Setembro/2018

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira
Richard Magdalena Stephan

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma plataforma de levitação eletromagnética, construída no Laboratório de Aplicação de Supercondutores da COPPE, para fins educacionais. A levitação eletromagnética é a principal técnica de levitação empregada atualmente em veículos de levitação, com outras aplicações que vão desde brinquedos a equipamentos industriais.

A estrutura da plataforma é similar ao sistema de levitação encontrado em trens de levitação eletromagnética, sendo sustentada por quatro circuitos magnéticos, cujo controle é feito de forma independente. Cada circuito magnético é conectado a uma ponte-H completa feita com IGBT's, responsáveis por chavear a corrente que circula pelos eletroímãs, utilizando sinais de controle fornecidos por um *Digital Signal Processor* (DSP). O controle é implementado de forma digital, utilizando controladores clássicos para controle da posição e da corrente.

A modelagem do sistema e o projeto dos controladores são apresentados, bem como simulações para analisar o comportamento do sistema a variações na referência e na presença de certos distúrbios.

Resultados experimentais são apresentados com o objetivo de se validar o modelo proposto e as técnicas de controle utilizadas.

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

DEVELOPMENT OF AN ELECTROMAGNETIC LEVITATION PLATFORM

Alan Dantas de Medeiros Endalecio

September/2018

Advisors: Antonio Carlos Ferreira
Richard Magdalena Stephan

Department: Electrical Engineering

This work presents the development of an electromagnetic levitation platform, built at the Laboratory of Applied Superconductivity (LASUP), at COPPE, for educational purposes. Electromagnetic levitation is the main levitation technique currently employed in levitation vehicles, with other applications ranging from toys to industrial equipments.

The structure of the platform is similar to the levitation system found in electromagnetic levitation trains, being supported by four magnetic circuits, whose control is done independently. Each magnetic circuit is connected to a complete H-bridge made with IGBT's, responsible for switching the current that is going through the electromagnets, using control signals provided by a Digital Signal Processor (DSP). The control is digitally implemented, using classic controllers for position and current control.

The system modeling and controller design are presented as well as simulations to analyze system behavior to variations in reference and presence of certain disturbances.

Experimental results are presented with the objective of validating the proposed model and the control techniques used.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivo	2
1.3 Metodologia	2
1.4 Trabalhos Anteriores	3
1.5 Revisão Bibliográfica	4
1.6 Organização do Trabalho	5
2 A Levitação Magnética	6
2.1 Introdução	6
2.2 Breve histórico da Levitação Magnética	6
2.3 Técnicas de Levitação Magnética	8
2.3.1 Levitação Eletromagnética	8
2.3.2 Levitação Supercondutora	9
2.3.3 Levitação Eletrodinâmica	12
2.4 Comparativo entre técnicas de levitação	13
2.5 Conclusão do Capítulo	14
3 Análise do Sistema e Modelagem	15
3.1 Introdução	15
3.2 A plataforma de levitação	16
3.3 O circuito Magnético	17
3.4 Modelagem do Sistema	18
3.5 Linearização do Sistema	20
3.6 Estabilidade, Controlabilidade e Observabilidade do Sistema	22
3.7 Características dos Sistemas de Sustentação	23
3.8 Projeto de Controladores	24
3.8.1 Projeto dos Controladores de Posição	24

3.9	Sistema de Simulação	37
3.10	Ensaio Simulado	40
3.10.1	Resposta a um degrau com controle PD	40
3.10.2	Resposta ao degrau utilizando um controlador PID	41
3.10.3	Resposta a um degrau filtrado	42
3.10.4	Resposta a uma referência senoidal	43
3.10.5	Resposta do sistema a diferentes distúrbios	44
3.11	Discretização dos Controladores	45
3.12	Conclusão do Capítulo	49
4	Sistema Experimental	50
4.1	Introdução	50
4.2	O Microprocessador utilizado	51
4.3	Os sensores de posição	52
4.4	Os sensores de corrente	54
4.5	Implementação do Algoritmo de Controle	54
4.5.1	Inicialização	55
4.5.2	Execução	55
4.6	Conclusão do Capítulo	56
5	Testes Experimentais	57
5.1	Introdução	57
5.2	Testes com a plataforma	59
5.2.1	Testes com SM_1	60
5.2.2	Testes com SM_2	65
5.2.3	Testes com plataforma completa	69
5.3	Conclusão do Capítulo	71
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	72
6.1	Conclusão	72
6.2	Trabalhos Futuros	73
	Referências Bibliográficas	75
	Apêndice	79
A	Cálculo de Parâmetros dos Eletroímãs	79
A.1	Cálculo de K_{mag}	79
A.2	Medida da resistência e indutância dos eletroímãs	81
	Anexos	83

I	Projeto dos Circuitos Magnéticos	83
II	Esquemáticos da Unidade de Eletrônica de Potência	95
II.1	Esquemático da Placa do DSP	95
II.2	Esquemático dos circuitos dos <i>Drivers</i>	97
II.3	Esquemático dos circuitos de Eletrônica de Potência	101
III	<i>Datasheet</i> do Sensor de Corrente	102
IV	<i>Datasheet</i> do Sensor de Posição	106

Lista de Figuras

2.1	Modelo de Veículo Eletromagnético	10
2.2	Efeito Meissner-Ochsenfeld em supercondutores	10
2.3	Comportamento de supercondutores do tipo II na presença de um campo magnético.	11
2.4	Modelo de trem de Levitação Supercondutora.	12
2.5	Modelo de trem de Levitação Eletrodinâmica.	13
3.1	Levitação Eletromagnética de uma esfera	15
3.2	Vistas Frontal e Lateral do projeto da Plataforma de Levitação	16
3.3	Layout de Circuito Magnético com núcleo de material ferromagnético	17
3.4	Circuito Magnético	17
3.5	Sistema de Sustentação Simplificado	19
3.6	Representação em espaço de estados de um sistema	21
3.7	Diagrama de blocos do sistema linearizado	21
3.8	Diagrama de blocos do Sistema	24
3.9	Lugar das Raizes do sistema para $C(s)$ como um ganho proporcional	25
3.10	Diagrama de Bode com controle Proporcional ($C(s) = 1$)	26
3.11	Lugar das Raizes do sistema ao incluir um zero no sistema em malha aberta	26
3.12	Diagrama de Blocos com controle PD	27
3.13	Diagrama de Bode com controle PD, para $\zeta = 0, 2, 0, 4, 0, 6$ e $0, 8$	29
3.14	Resposta a um distúrbio na forma de um degrau unitário, para $\zeta = 0, 2, 0, 4, 0, 6$ e $0, 8$	29
3.15	Diagrama de Bode utilizando controlador Lead	30
3.16	Resposta ao degrau unitário utilizando Lead	31
3.17	Controle Proporcional-Integral-Derivativo	32
3.18	Controle PID com <i>Anti-reset Wind-Up</i>	32
3.19	Malha de controle de corrente	33
3.20	Corrente no eletroímã com e sem controle de corrente	35
3.21	Malha de Controle de corrente com <i>Anti-Reset Wind-Up</i>	35
3.22	Circuito de Chaveamento do Sistema de Levitação	36

3.23	Funcionamento da modulação PWM	36
3.24	Diagrama de Blocos para Simulação	38
3.25	Controlador PID de posição	38
3.26	Controlador PI de corrente	38
3.27	Circuito de Chaveamento com bloco gerador PWM	39
3.28	Resposta a uma referência degrau com controle PD	40
3.29	Resposta a uma referência degrau com controlador PD com $K_p =$ 0,0256 A	41
3.30	Resposta a uma referência degrau variando T_d	41
3.31	Resposta a uma referência degrau variando a parcela integrativa K_i	42
3.32	Resposta a um degrau filtrado	43
3.33	Resposta a um sinal senoidal de amplitude 0,02 mm, com frequência variando entre 10 e 200 Hz	44
3.34	Resposta a um sinal senoidal de amplitude 0,2 mm, com frequência variando entre 10 e 200 Hz	44
3.35	Resposta a um degrau de força de 100 N	45
3.36	Resposta a um distúrbio de força senoidal com amplitude de 100 N, com frequência variando entre 10 e 200 Hz	46
3.37	Sistema realimentado com controladores digitais	46
3.38	Comparativo entre controladores digitais e contínuos	48
3.39	Atraso entre respostas com controladores contínuos e discretos	49
4.1	Sistema de controle da plataforma de levitação	50
4.2	<i>Digital Signal Processor</i> utilizado	51
4.3	Sensor de Posição Ultrassônico S18UUAR	52
4.4	Circuito de Condicionamento de Sinais	53
4.5	Calibração de sensores ultrassônicos utilizados: (a) Sensores de SM_1 (b) Sensores de SM_2	53
5.1	Plataforma de Levitação: (a) Vista Frontal (b) Vista Superior	59
5.2	Resposta a um distúrbio impulsivo: (a) Circuito Magnético da Direita (b) Circuito Magnético da Esquerda	60
5.3	Resposta a um distúrbio impulsivo para SM_1 : (a) Resposta ao Im- pulso no Centro (b) Resposta ao Impulso no Direita (c) Resposta ao Impulso na Esquerda	61
5.4	Resposta a uma referência degrau no lado direito	62
5.5	Resposta a uma referência degrau no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente	62
5.6	Resposta a uma sobrecarga no lado direito: (a) Transitório (b) Re- gime permanente	63

5.7	Resposta a uma sobrecarga no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente	63
5.8	Resposta de SM_1 a uma sobrecarga: (a) sobrecarga no centro (b) sobrecarga a direita a 20 cm do centro (c) sobrecarga a esquerda a 20 cm do centro	64
5.9	Resposta a um distúrbio impulsivo: (a) Circuito Magnético da Direita (b) Circuito Magnético da Esquerda	65
5.10	Resposta a um distúrbio impulsivo para SM_2 : (a) Resposta ao Impulso no Centro (b) Resposta ao Impulso no Direita (c) Resposta ao Impulso na Esquerda	66
5.11	Resposta a uma referência degrau no lado direito: (a) Transitório (b) Regime permanente	67
5.12	Resposta a uma referência degrau no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente	67
5.13	Resposta a uma sobrecarga no lado direito: (a) Transitório (b) Regime permanente	68
5.14	Resposta a uma sobrecarga no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente	68
5.15	Resposta de SM_2 a uma sobrecarga: (a) sobrecarga no centro (b) sobrecarga a direita a 10 cm do centro (c) sobrecarga a esquerda a 10 cm do centro	69
5.16	Resposta com plataforma completa: (a) Sem sobrecarga (b) Com sobrecarga de massa 1,044 kg	70
5.17	Plataforma de levitação em funcionamento	71
A.1	Cálculo de constante magnética para SM_1	81
A.2	Cálculo de constante magnética para SM_1	81
A.3	Carregamento de corrente em eletroímãs de SM_1	82
A.4	Carregamento de corrente em eletroímãs de SM_2	82

Lista de Tabelas

2.1	Veículos de levitação Magnética ao redor do mundo	9
3.1	Características dos sistemas de sustentação	23
4.1	Ganhos da calibração dos sensores de posição usados	54
5.1	Controladores projetados para circuitos magnéticos	58
5.2	Controladores ajustados experimentalmente para circuitos magnéticos	58
5.3	Ganhos do Controlador PI para cada um dos Sistemas de Sustentação	58
A.1	Características físicas dos suportes de sustentação	79
A.2	Cálculo de K_{mag} para os circuitos magnéticos de SM_1	80
A.3	Cálculo de K_{mag} para os circuitos magnéticos de SM_2	80

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Estima-se que, até 2050, dois terços da população global estará vivendo em centros urbanos [1]. No Brasil, a população urbana já representa mais de 84% de sua população total, de acordo com o Censo Demográfico de 2010 [2]. Devido ao crescimento populacional nas cidades, a mobilidade urbana tem se mostrado um grande desafio para muitas metrópoles [3], o que só deve se acentuar nas próximas décadas.

Portanto, é clara a necessidade de se desenvolver novas formas de transporte, que sejam flexíveis quanto aos espaços disponíveis, energeticamente eficientes, rápidos ao transportar pessoas dentro da cidade, ou mesmo conectando diferentes centros urbanos, e que não funcionem à base de combustíveis fósseis, reduzindo assim as emissões de gases causadores do efeito estufa.

De brinquedos a equipamentos industriais e sistemas de transporte, diversas são as aplicações para a levitação eletromagnética encontradas atualmente [4], se destacando o desenvolvimento de trens de levitação, para baixas e altas velocidades, como alternativas aos trens convencionais.

No presente cenário, os veículos de levitação magnética ganham espaço e despontam como uma das principais alternativas aos modais de transporte convencionais. Algumas de suas vantagens são:

1. Emissões de gases causadores do efeito estufa inferiores às do transporte rodoviário ou trens movidos a diesel [5];
2. Menor desgaste de peças devido ao atrito inexistente;
3. Possibilidade de se atingir velocidades mais elevadas do que sistemas rodutrilho convencionais [6];

4. Menor ruído sonoro e menos gastos com manutenção (devido à ausência de atrito);

As três técnicas de levitação magnética estudadas atualmente para aplicações em transporte são: Levitação Eletromagnética, Levitação Supercondutora e Levitação Eletrodinâmica. Esta dissertação se ocupará apenas do estudo da Levitação Eletromagnética, sendo esta a única técnica empregada em todos os veículos de levitação que operam comercialmente, tanto para veículos de baixa quanto de alta velocidade [6, 7].

1.2 Objetivo

Esta dissertação tem por objetivo apresentar o desenvolvimento de uma plataforma de levitação eletromagnética com estrutura similar àquela presente em veículos que utilizam esta técnica de levitação, para demonstrações educacionais sobre levitação magnética, e contribuir assim para um maior entendimento sobre a construção de sistemas de levitação eletromagnética, suas características e desafios, ampliando os estudos realizados sobre o tema na Universidade Federal do Rio de Janeiro.

1.3 Metodologia

Os seguintes passos foram dados, visando o desenvolvimento do tema desta dissertação:

- Estudo das principais técnicas de levitação magnética;
- Análise matemática do sistema a ser desenvolvido;
- Levantamento dos parâmetros do sistema de levitação;
- Modelagem do sistema de levitação;
- Estudo de controle e proposta do controlador a ser utilizado;
- Simulações com o sistema modelado;
- Teste das partes constituintes do sistema (microcontrolador, eletroímãs, sensores de posição e de corrente);
- Teste dos controladores projetados;
- Montagem da plataforma de levitação;

- Testes utilizando a plataforma;
- Análise dos resultados obtidos;

As etapas mencionadas serão expostas em mais detalhes nos capítulos que se seguem nesta dissertação.

1.4 Trabalhos Anteriores

A levitação eletromagnética tem sido tema recorrente de pesquisas desenvolvidas na UFRJ, cujos resultados têm sido apresentados na forma de artigos científicos, monografias, dissertações e teses.

Entre as dissertações e teses já publicadas podem ser mencionadas os trabalhos de GOMES [8], KAUSS [9], FRANCO [10] e GARCIA [11].

GOMES [8] apresenta, em sua dissertação, o controle digital de um motor mancal magnético utilizando um *Digital Signal Processor* (DSP). Foi utilizado um controle PID para controle da posição do rotor, e um controle PI com *anti-reset windup* para controle da corrente dos eletroímãs do motor mancal. Os testes com o controlador PID contaram com uma versão adaptativa, cujos parâmetros das partes proporcional e derivativa eram modificados de acordo com a velocidade de rotação do eixo.

KAUSS [9] aplicou em seu trabalho um controle ótimo a um motor mancal magnético, utilizando um regulador linear quadrático (LQR).

FRANCO [10] também trabalhou com o controle de um motor mancal magnético, aplicando um controle H_∞ para posicionamento do eixo do motor mancal.

GARCIA [11] analisa o desempenho de controladores PID e LQR aplicados a motores mancais magnéticos, utilizando os critérios de mínima variância e de mínimo afastamento.

Dentre as monografias apresentadas podem ser citadas as de GOMES [12], MOTA [13], VALLE [14], NEVES [15], ENDALÉCIO [16], XAVIER [17] e FERREIRA [4].

GOMES [12] apresenta, em seu trabalho, a levitação de uma esfera ferromagnética utilizando para isso sensores óticos do tipo LED para medidas de posição.

MOTA [13] continua os estudos ligados à levitação de uma esfera, utilizando agora um sensor ultrassônico para se medir a posição.

VALLE [14] descreve em seu trabalho o controle vertical da levitação de um disco ferromagnético, utilizando uma estrutura pendular para compensar variações quanto à inclinação do disco.

NEVES [15] dá prosseguimento ao trabalho de Valle, aplicando um controle do tipo adaptativo para o sistema de levitação do disco, de forma a melhorar a resposta transitória do sistema, bem como a rejeição a distúrbios constantes e senoidais.

ENDALÉCIO [16] descreve em seu trabalho o desenvolvimento de um sistema de levitação de baixo custo, utilizando uma combinação composta de um ímã permanente e um sensor de efeito Hall para se estimar a posição do objeto levitado, implementando o controle de forma digital, através de um microcontrolador.

XAVIER [17] apresenta em seu trabalho a modelagem e estabilização da levitação eletromagnética de uma barra, apresentando os resultados simulados ao utilizar técnicas de controle por realimentação no Espaço de Estados e controle LQR.

FERREIRA [4] faz em seu trabalho uma vasta retrospectiva do desenvolvimento das diversas técnicas de levitação existentes, bem como a apresentação do estágio atual das tecnologias relacionadas à levitação magnética e suas aplicações.

Neste contexto, esta dissertação se insere como um desdobramento dos trabalhos realizados em Levitação Eletromagnética, até o presente momento, nos Laboratórios de Aplicação de Supercondutores (LASUP) e de Máquinas Elétricas (LABMAQ).

1.5 Revisão Bibliográfica

Além dos trabalhos citados na seção anterior, apresentam-se algumas referências bibliográficas que contribuirão para o desenvolvimento desta dissertação cujas leituras podem ajudar o leitor a se aprofundar ainda mais nos temas aqui apresentados.

BRANDT [18] apresenta diferentes técnicas de levitação já estudadas, incluindo técnicas de levitação magnética.

SCHWEITZER *et al.* [19], STEPHAN *et al.* [20], CHIBA *et al.* [21] apresentam os conceitos fundamentais em mancais magnéticos para seu desenvolvimento e entendimento, bem como suas vantagens e desvantagens em relação aos mancais convencionais.

Os livros de SINHA [22], LIU *et al.* [23] e HAN e KIM [6] apresentam o desenvolvimento de veículos de levitação magnética, incluindo os principais projetos já realizados, os detalhes de suas construções, informações sobre sensores a serem utilizados, modelagem e técnicas de controle empregadas e sistemas de guiamento e propulsão.

O artigo de BITTAR e SALES [24] apresenta o controle de uma plataforma de levitação, similar à desenvolvida neste trabalho, utilizando para isso controle H_2 e H_∞ .

Quanto à supercondutividade - tema este recorrente em sistemas de levitação - podemos citar as obras de ROSE-INNES e RHODERICK [25] e de MOON [26] para um aprofundamento maior nos conhecimentos teóricos sobre o assunto, bem como em suas aplicações em mancais magnéticos e em sistemas de transporte.

1.6 Organização do Trabalho

O desenvolvimento do tema desta dissertação será apresentado da seguinte forma:

No capítulo 2, serão apresentadas as principais técnicas de levitação magnética, bem como algumas de suas aplicações, além de um panorama histórico sobre o desenvolvimento deste tema.

No capítulo 3, as análises e modelagem do sistema a ser desenvolvido serão apresentadas, bem como os métodos de controle propostos, incluindo o projeto dos controladores e algumas simulações para analisar o desempenho destes.

No capítulo 4, a implementação do sistema será apresentada, incluindo detalhes quanto ao hardware e software empregados.

O capítulo 5 apresentará os testes e resultados obtidos com o sistema projetado.

Conclusões e possíveis trabalhos futuros serão apresentados no capítulo 6.

Capítulo 2

A Levitação Magnética

2.1 Introdução

De acordo com a Enciclopédia Britânica, levitação é "a elevação do corpo humano sobre o solo, aparentemente desafiando as leis da gravidade" [27]. A levitação de objetos e do próprio ser humano sempre despertou (e ainda desperta) grande interesse e curiosidade por parte da população em geral. Contudo, durante o século XX, o investimento em pesquisas ligadas a esta temática contribuíram para que a levitação deixasse de estar presente apenas no imaginário humano e em shows de ilusionismo e se tornasse parte integrante de diversas tecnologias encontradas atualmente.

Ainda que diferentes caminhos já tenham sido descobertos para se observar o fenômeno da levitação [18], a utilização de campos magnéticos para levitação de um determinado objeto se destaca, cujas aplicações permitem distâncias de levitação na ordem de centímetros.

Neste capítulo, serão apresentadas as principais técnicas de levitação magnética utilizadas atualmente, bem como um breve histórico do desenvolvimento da levitação deste tipo ao longo do tempo.

2.2 Breve histórico da Levitação Magnética

A utilização da levitação magnética abriu caminho para diferentes tipos de máquinas e meios de transporte, totalmente novos, até então presentes apenas em obras de ficção científica.

O início dos estudos em levitação magnética podem ser datados no início do século XX. Perto de 1900, Emile Bachelet e Robert Goddard apresentam o conceito de um trem sem atrito, utilizando forças magnéticas para tal [28]. Em 1912, Bachelet conquista uma patente referente a um sistema de levitação de transporte [29].

Um ano antes, em 1911, Kamerlingh Onnes observou pela primeira vez o

fenômeno da Supercondutividade, ao perceber que a resistência do mercúrio se anulava completamente quando resfriado a uma temperatura inferior a 4 K [25, 26]. Duas décadas mais tarde, em 1933, Meissner e Ochsenfeld observaram que materiais supercondutores apresentavam diamagnetismo perfeito, estando abaixo de sua temperatura crítica, mesmo que resfriados na presença de um campo magnético. Este fenômeno passou a ser conhecido como Efeito Meissner-Ochsenfeld, ou simplesmente Efeito Meissner [25, 26]. Esta descoberta demonstrou que supercondutores seriam mais do que apenas condutores perfeitos, expandindo assim os conhecimentos disponíveis sobre estes materiais até o presente momento. Nas décadas seguintes, o desenvolvimento de supercondutores de alta temperatura crítica ampliou as aplicações utilizando supercondutores, inclusive o desenvolvimento de novos sistemas de levitação.

Em 1938 na Alemanha, Hermann Kemper tem aprovada uma patente de um sistema de levitação eletromagnética, sendo um dos predecessores dos veículos de levitação que seriam projetados no futuro [19]. Ainda na década de 40, mancais magnéticos são utilizados para o enriquecimento de urânio no projeto Manhattan [30].

Durante a década de 60, as condições sociais e econômicas vigentes impulsionavam a busca por novos modais de transporte. A economia global crescia, e a necessidade de se percorrer grandes distâncias em pouco tempo também. O transporte aéreo apresentava preços elevados e problemas com ruído ambiente e vibrações pareciam limitar as viagens de trem a uma velocidade em torno de 200 km/h. Neste contexto, o desenvolvimento de veículos de levitação se torna algo atraente, sendo vistos como uma nova alternativa aos sistemas roda-trilho convencionais. A partir de então, países como Inglaterra, Alemanha e Japão passam a investir no desenvolvimento de veículos de levitação magnética [19].

Em 1971 na Alemanha, a empresa alemã Messerschmitt-Bölkow-Blohm apresenta o Magnetmobil, o primeiro veículo de levitação magnética, com capacidade para dez pessoas [22]. Ainda na mesma década, Japão, Estados Unidos, Inglaterra e Alemanha apresentariam outros veículos de levitação eletromagnética [22]. Em 1977, acontece em Boston nos Estados Unidos a primeira Conferência Internacional Maglev e, onze anos depois, o primeiro Simpósio Internacional de Mancais Magnéticos, em Zurique na Suíça.

Em 1984, começa a operar em Birmingham, no Reino Unido, o primeiro veículo Maglev em escala comercial, conectando o Aeroporto de Birmingham a sua estação Ferroviária Internacional. Desenvolvido para baixa velocidade, o sistema utilizava levitação eletromagnética para sua suspensão. O trem tinha capacidade para transportar doze pessoas, operando entre os anos de 1984 e 1995 [31].

Em 2004, foi lançado o *Transrapid*, o primeiro trem de levitação magnética em

operação comercial para alta velocidade. Projetado pela Alemanha e instalado em Shanghai, na China, o *Transrapid* opera em velocidades superiores a 430 km/h, utilizando a técnica de levitação eletromagnética para suspender o veículo. Um ano depois, é lançado no Japão, na cidade de Nagoya, o *Linimo*: um trem de levitação eletromagnética para baixas velocidades que, desde sua inauguração, tem transportado cerca de vinte mil passageiros diariamente, demonstrando que veículos de levitação também podem ser considerados como alternativas de baixa-velocidade para transporte urbano.

Além dos já citados, existem outros sistemas de transporte sendo desenvolvidos e em fase de testes ao redor do mundo. Alguns deles são apresentados na Tabela 2.1 [7]. Na tabela, são destacados em negrito os projetos que já se encontram em operação comercial, todos eles no continente asiático [7].

No Brasil, podem-se mencionar os trabalhos em levitação magnética realizados pela Universidade Federal do Rio de Janeiro, Universidade Federal Fluminense, Universidade de São Paulo, Universidade Federal do Rio Grande do Norte e Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo [20].

Dentre os projetos mais proeminentes em levitação magnética desenvolvidos no Brasil, se destaca o *Maglev-Cobra* - um trem de levitação magnética para baixas velocidades, utilizando a levitação supercondutora como princípio de suspensão do veículo, desenvolvido pelo Laboratório de Aplicação de Supercondutores, na UFRJ. Em 2014, foi inaugurada a primeira linha de testes do Maglev-Cobra com aproximadamente duzentos metros, na ilha do Fundão (Rio de Janeiro), se tornando assim o primeiro veículo de levitação supercondutora em operação em todo mundo [32].

Deve-se destacar que o desenvolvimento da levitação ao longo das últimas décadas é diretamente relacionado ao desenvolvimento das áreas de eletrônica de potência, sensoriamento, técnicas de controle mais avançadas, novos materiais magnéticos e processadores de sinais digitais mais robustos [6, 19]. O contínuo desenvolvimento destas áreas de pesquisa pode contribuir para que, no futuro, se tornem cada vez mais comuns as aplicações da levitação magnética no desenvolvimento de sistemas de transporte ou mancais, por exemplo, tanto quanto as tecnologias já consolidadas utilizadas nestes tipos de aplicações.

2.3 Técnicas de Levitação Magnética

2.3.1 Levitação Eletromagnética

A levitação eletromagnética se baseia na suspensão de um corpo, utilizando forças eletromagnéticas para compensar a força peso associada ao objeto. A força eletromagnética é obtida utilizando-se eletroímãs, cuja intensidade dependerá tanto da

Tabela 2.1: Veículos de levitação Magnética ao redor do mundo

Projeto	País	Técnica	Categoria	Informações
Transrapid	Alemanha	EML	Alta Velocidade	Linha de teste desativada
Transrapid	China	EML	Alta Velocidade	Uso comercial em Shanghai
JR-MagLev	Japão	EDL	Alta Velocidade	Linha de teste em Yamanashi
AMT	EUA	EML	Baixa Velocidade	Atlanta (1 km)
GA	EUA	EDL / PM	Baixa Velocidade	Califórnia (500 m) dasativada
M3 MagneMotion	EUA	EML / PM	Baixa Velocidade	Massachusetts (30 m) movida para Shanghai
HSST Linimo	Japão	EML	Baixa Velocidade	Nagoya (9 km)
Projeto Estatal	China	EML	Baixa Velocidade	Changsha (18,5 km)
Projeto Estatal	China	EML	Baixa Velocidade	Shanghai (1,7 km)
Projeto Estatal	China	EML	Baixa Velocidade	Tangshan (1,5 km)
Projeto Estatal	China	EML	Baixa Velocidade	Zhuzhou (1,5 km)
Jiaotong Uni	China	SML	Baixa Velocidade	Chengdu (7 m)
KIMM ECOBEE	Coréia do Sul	EML	Baixa Velocidade	Aeroporto Incheon (6,1 km)
IFW	Alemanha	SML	Baixa Velocidade	Dresden (30 m)
UFRJ/COPPE	Brasil	SML	Baixa Velocidade	Rio de Janeiro (200 m)
S1-LINE	China	EML	Baixa Velocidade	Mentougou (10,2 km)

corrente que circula pelos eletroímãs, quanto da distância entre estes e o objeto levitado.

Sistemas de levitação eletromagnética necessitam de uma malha de controle associada para compensar a instabilidade natural do sistema.

Algumas de suas mais importantes aplicações são o desenvolvimento dos já mencionados mancais magnéticos e trens para alta ou baixa velocidade.

A figura 2.1 apresenta um modelo de um veículo de levitação eletromagnética. Nela estão representados os circuitos magnéticos com os eletroímãs, bem como sensores de posição utilizados no controle do veículo. Os sensores de posição medem a distância de levitação e esta é garantida ao se controlar a corrente que circula pelos eletroímãs, por meio de uma malha de controle. Além de sensores de posição, acelerômetros e sensores de corrente também podem estar presentes neste tipo de sistema, usados também pela malha de controle.

2.3.2 Levitação Supercondutora

A levitação supercondutora se baseia no Efeito Meissner-Ochsenfeld observado em supercondutores, quando estes são resfriados na presença de um campo magnético, produzido por ímãs permanentes de forma geral. A figura 2.2 representa este efeito: Se a temperatura dos supercondutores estiver abaixo de sua temperatura



Figura 2.1: Modelo de Veículo Eletromagnético

crítica (T_c), o campo magnético no interior dos supercondutores (em verde) deve ser igual a zero.

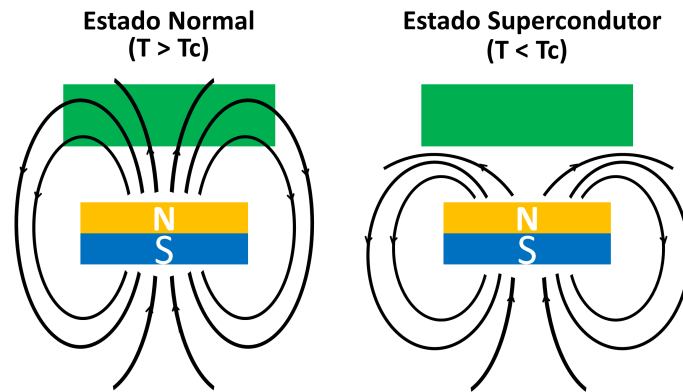


Figura 2.2: Efeito Meissner-Ochsenfeld em supercondutores

Supercondutores podem ser classificados como supercondutores **Tipo I** ou **Tipo II**. Supercondutores do Tipo I apresentam campos magnéticos críticos mais baixos e geralmente fazem parte deste grupo metais puros que apresentam caráter supercondutor. Os supercondutores do Tipo II apresentam campos magnéticos críticos mais elevados que os supercondutores do Tipo I e geralmente são representados por ligas formadas por outros materiais, como o conhecido supercondutor de alta temperatura YBCO [26]. As diferenças entre estes dois tipos não se restringem apenas à magnitude do campo magnético crítico, mas como eles se comportam na presença de campos magnéticos.

Materiais do tipo I apresentam apenas duas fases, separadas pela magnitude do campo magnético crítico para uma dada temperatura. Se submetidos a um campo magnético inferior ao campo magnético crítico, estes supercondutores se comportam como diamagnetos perfeitos, excluindo completamente as linhas de campo magnético de seu interior. Se submetidos a um campo magnético superior ao campo magnético crítico, o material sai de seu estado supercondutor.

A figura 2.3 representa o comportamento de supercondutores do tipo II na presença de um campo magnético. Estes supercondutores apresentam dois valores para seu campo magnético crítico, sendo chamados de campo magnético crítico inferior e superior (H_{ci} e H_{cs} , respectivamente). Se o campo magnético ao qual estes supercondutores são submetidos for inferior a H_{ci} , ou superior a H_{cs} , o comportamento destes materiais é similar ao observado nos supercondutores do Tipo I.

A diferença entre estes tipos é notada quando o campo magnético aplicado se encontra entre os valores críticos inferior e superior. Nesta situação, é observado o surgimento de uma fase mista, em que estruturas na forma de vórtices surgem no material, funcionando como caminhos para parte das linhas de fluxo magnético. Estas estruturas são resistentes à movimentação e permanecem fixas no material supercondutor, sendo este fenômeno conhecido como *Efeito Pinning* [6, 25, 26].

A penetração do campo magnético nos supercondutores do tipo II aumenta à medida que a intensidade do campo magnético aplicado se aproxima do valor crítico superior.

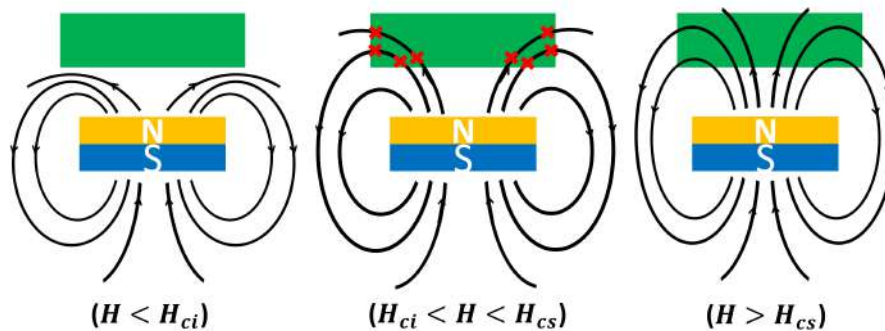


Figura 2.3: Comportamento de supercondutores do tipo II na presença de um campo magnético.

Embora os materiais do Tipo I apresentem uma força magnética mais elevada, sua utilização para aplicações como levitação se torna limitada devido à instabilidade causada pela exclusão total do campo magnético. O Efeito Pinning leva os supercondutores do tipo II a uma maior estabilidade, tanto vertical quanto lateral. Pode-se dizer então que o Efeito Meissner contribui para a levitação do supercondutor, enquanto que o Efeito Pinning contribui para sua estabilidade.

Exemplos de aplicação para transporte deste tipo de levitação estão sendo pesquisados em países como China, Alemanha e Brasil, sendo o Trem de Levitação Maglev - Cobra um exemplo já em fase de testes [32]. Outra aplicação é o desenvolvimento de mancais magnéticos passivos utilizando supercondutores [26].

A figura 2.4 representa um modelo de trem de Levitação Supercondutora. Em vermelho estão representados os trilhos da linha, feito com blocos de ímãs permanentes. Os supercondutores permanecem no interior dos criostatos (representados

em laranja), resfriados com nitrogênio líquido.

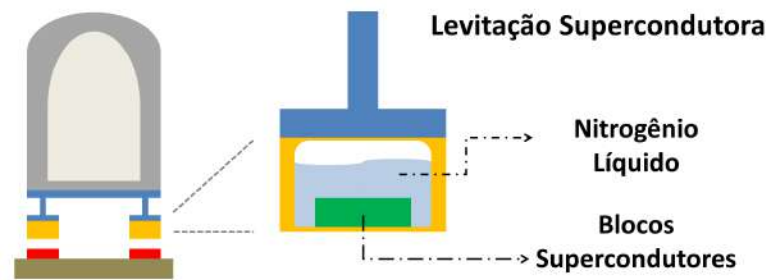


Figura 2.4: Modelo de trem de Levitação Supercondutora.

2.3.3 Levitação Eletrodinâmica

Segundo a Lei de Lenz, uma corrente induzida em determinado material por um campo magnético variante produzirá um campo magnético que se oponha a essa variação.

Tal fenômeno pode ser observado ao se movimentar um ímã permanente, ou uma bobina na qual circule uma corrente, nas proximidades de uma superfície condutora. A interação entre estes dois campos magnéticos produzirá dois tipos de força: uma força de repulsão e outra de arraste, cuja intensidade de ambas dependerá da velocidade relativa entre a parte condutora e a fonte do campo magnético original.

A força de arraste inicialmente cresce com o aumento da velocidade, mas se torna inversamente proporcional à velocidade à medida que esta atinge valores mais elevados, já a intensidade da força de repulsão crescerá à medida que se aumenta a velocidade do movimento, convergindo para um determinado valor máximo na medida em que a velocidade aumenta cada vez mais [6].

A intensidade da força de repulsão pode aumentar de tal forma que seja possível suspender a parte do sistema que se encontra em movimento. Este é o princípio por trás da técnica de Levitação Eletrodinâmica, cuja aplicação de maior destaque é o desenvolvimento de trens de alta velocidade. O trem japonês Shinkansen L0, que deve conectar Tóquio à Nagoya até 2027, utiliza esta técnica de levitação. Este trem quebrou o recorde de velocidade para trens em 2015, atingindo 603 km/h [6].

A utilização de bobinas supercondutoras no lugar de ímãs permanentes permitiu se obter campos magnéticos de mais alta intensidade, e assim forças de levitação mais elevadas por consequência [6].

A figura 2.5 apresenta a estrutura de um veículo de levitação eletrodinâmica, utilizada no veículo L0, desenvolvido no Japão [6]. A geometria utilizada neste veículo para os enrolamentos, faz com que a interação entre as bobinas supercondutoras e

as da via seja responsável tanto para levitação, quanto guiamento e propulsão.



Figura 2.5: Modelo de trem de Levitação Eletrodinâmica.

2.4 Comparativo entre técnicas de levitação

Pode-se fazer uma breve comparação das três técnicas de levitação apresentadas, aplicando-as a trens de levitação, partindo de alguns critérios específicos.

A técnica de levitação eletromagnética utiliza geralmente forças atrativas, enquanto que a levitação eletrodinâmica trabalha com forças repulsivas. Pode-se dizer que a levitação supercondutora apresenta tanto forças repulsivas (ao se considerar o Efeito Meissner) quanto atrativas (devidas ao Efeito Pinning).

Sobre estabilidade, pode-se dizer que a levitação supercondutora é a melhor das três por ser naturalmente estável, graças ao Efeito Pinning, sendo necessário apenas garantir que os supercondutores utilizados permaneçam abaixo de sua temperatura crítica. Já sistemas Eletrodinâmicos e Eletromagnéticos são ambos naturalmente instáveis. No caso eletrodinâmico, a estabilidade pode ser obtida de forma passiva (não necessitando de um sistema de controle) através de arranjos na construção do sistema, como é o caso do trem L0 no Japão [6]. A estabilidade na levitação eletromagnética se dá através de uma malha de controle responsável por isso.

Sobre sensoriamento e sistemas de controle, a levitação eletrodinâmica e supercondutora não os necessitam para manter a levitação, contudo são itens essenciais que devem ser escolhidos adequadamente para um bom funcionamento de sistemas de levitação eletromagnética. No entanto, a presença de um sistema de controle pode contribuir para uma maior manutenção da distância de levitação, bem como ajudar na eliminação de vibrações indesejadas.

Para aplicações em sistemas de transporte, a levitação eletrodinâmica tem sido aplicada no desenvolvimento de trens de alta velocidade; já a levitação supercondutora, em projetos de baixa velocidade. A levitação eletromagnética é utilizada tanto para baixa, quanto para alta velocidade.

2.5 Conclusão do Capítulo

O rápido desenvolvimento das técnicas de levitação magnética nos últimos setenta anos, motivado pelas suas vantagens em comparação a sistemas convencionais, evidencia o potencial que a levitação magnética apresenta para se desenvolver alternativas viáveis e competitivas em relação às tecnologias tradicionais.

As técnicas apresentadas demonstram a diversidade presente ao se tratar de levitação magnética, cada uma apresentando suas próprias características e nichos de aplicação.

No próximo capítulo, o sistema eletromagnético, objeto de estudo desta dissertação, será abordado de forma mais direta, apresentando suas principais partes constituintes, bem como sua modelagem matemática.

Capítulo 3

Análise do Sistema e Modelagem

3.1 Introdução

Por mais diferentes que sejam as aplicações para levitação eletromagnética, os elementos básicos de um sistema de levitação eletromagnética permanecem os mesmos. A figura 3.1 representa sistemas deste tipo, através da levitação de uma esfera magnética [19].

Deseja-se manter o objeto levitado a uma distância específica (y_0), produzindo uma força atrativa (\vec{F}_m) que se iguale em intensidade a força peso ($m\vec{g}$) do objeto. Para que isso ocorra, uma corrente (i_0) deve estar circulando pelas espiras do Eletroímã.

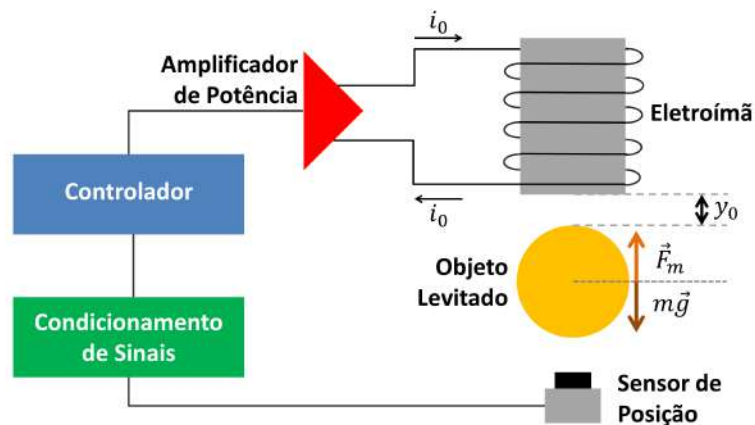


Figura 3.1: Levitação Eletromagnética de uma esfera

Devido a instabilidade presente em sistemas como este, uma malha de controle precisa ser projetada. A posição do objeto é medida pelo Sensor de Posição, cuja saída é processada pelos circuitos de Condicionamento de Sinais. Além dos sensores de posição, outros sensores - como sensores de corrente e acelerômetros - podem ser usados pela malha de controle, para melhorar o desempenho do sistema [6, 19, 21].

As saídas do bloco de condicionamento de sinais são enviadas a um controlador responsável por gerar os sinais de controle utilizados. Atualmente, o bloco Controlador geralmente é implementado de forma digital, utilizando-se para isso DSP's, microcontroladores ou placas FPGA [20].

Os sinais de controle são enviados ao Amplificador de Potência, responsável por controlar a corrente que circula no eletroímã, garantindo a levitação do objeto.

Neste capítulo, serão abordados os primeiros passos para o desenvolvimento da Plataforma de Levitação Eletromagnética proposta nesta dissertação. Nas próximas seções, serão apresentados detalhes da plataforma projetada, bem como seu modelo dinâmico e algumas análises quanto a sua Estabilidade, Controlabilidade e Observabilidade. Também será exposto o projeto dos controladores que serão utilizados nesta dissertação, incluindo algumas simulações do sistema de levitação.

3.2 A plataforma de levitação

A figura 3.2 apresenta o *layout* das vistas frontal e lateral da plataforma de levitação. Para a sustentação da plataforma dois sistemas de sustentação independentes são utilizados, cada um contando com 2 eletroímãs, cada um associado a um circuito magnético.

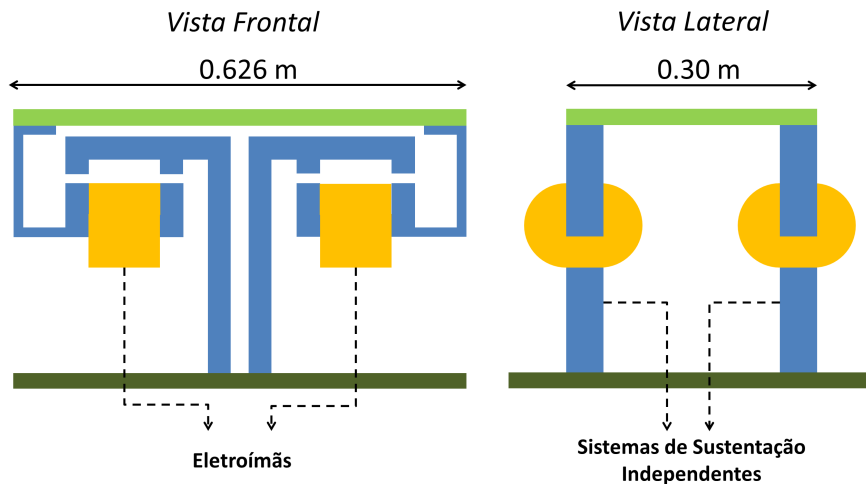


Figura 3.2: Vistas Frontal e Lateral do projeto da Plataforma de Levitação

A base da plataforma (em verde) é feita com material não magnético, enquanto que todas as partes em azul foram construídas com material ferromagnético.

3.3 O circuito Magnético

A força magnética para sustentação da plataforma é produzida através de circuitos magnéticos, similares ao representado na figura 3.3, cujas dimensões são: $w_1 = 32,2 \text{ mm}$, $w_2 = 98,4 \text{ mm}$, $h_1 = 51,75 \text{ mm}$, $h_2 = 31,7 \text{ mm}$ e $h_3 = 73,9 \text{ mm}$. A profundidade do circuito magnético é de $51,2 \text{ mm}$.

Se uma corrente elétrica circula pelo eletroímã do circuito magnético, um fluxo magnético se estabelece entre suas partes superior e inferior. Como resultado disso, uma força magnética de atração entre estas partes também será estabelecida.

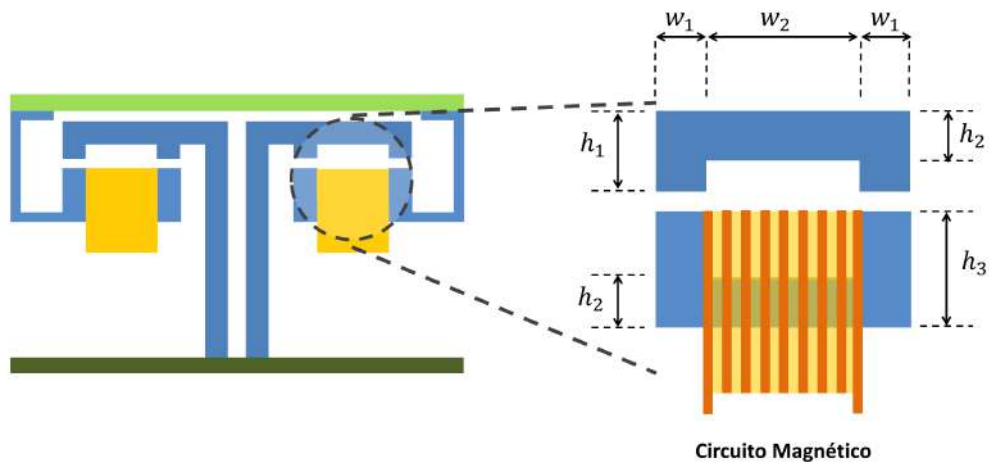


Figura 3.3: Layout de Circuito Magnético com núcleo de material ferromagnético

A força magnética entre as partes do circuito magnético, ilustrado pela figura 3.4, pode ser facilmente calculada aplicando-se as leis de Maxwell ao circuito magnético, como feito em STEPHAN *et al.* [20], e que é apresentada na equação (3.1):

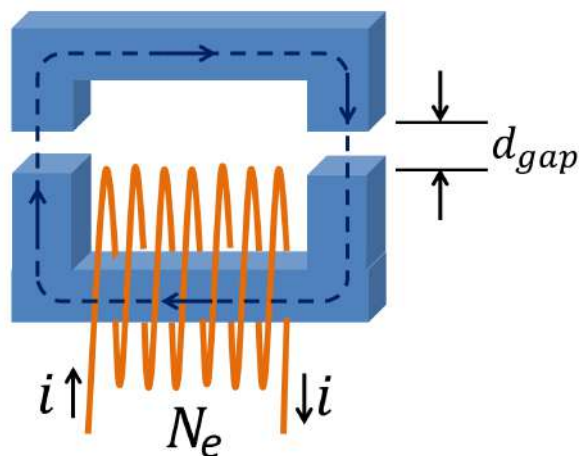


Figura 3.4: Circuito Magnético

$$F_{mag} = \frac{1}{4}\mu_0 N_e^2 A_c \left(\frac{i}{d_{gap}} \right)^2 = K_{mag} \left(\frac{i}{d_{gap}} \right)^2, \quad (3.1)$$

em que, μ_0 é a permeabilidade magnética do ar, N_e é o número das espiras do eletroímã utilizado no circuito magnético, A_c é a área da seção reta do circuito magnético, i é a corrente que circula pela eletroímã e d_{gap} é a distância do entreferro do circuito. K_{mag} pode ser chamada de constante de força magnética.

3.4 Modelagem do Sistema

O controle da posição da plataforma se dará, ao se controlar, de forma independente, a posição de cada um dos seus sistemas de sustentação. Desta forma a modelagem matemática pode ser feita para um dos sistemas, sendo também aplicável ao outro, devido a semelhança que existe entre eles.

Duas perspectivas distintas quanto a modelagem de sistemas como estes são apresentadas em XAVIER [17] e em BITTAR e SALES [24].

XAVIER [17] modela seu sistema de levitação a partir do gap central da plataforma e da inclinação da mesma, grandezas indicadas respectivamente por h e θ na figura 3.5. O sistema então é abordado de forma acoplada, com as forças magnéticas produzidas por cada circuito magnético agindo de forma conjunta para as dinâmicas relacionadas a altura e inclinação da plataforma.

Considerando uma perfeita simetria em torno do centro do Sistema de Sustentação, é possível escolher variáveis de controle de tal forma que as dinâmicas relacionadas a h e θ possam ser controladas de forma independente e desacopladas, abordando um sistema *MIMO* como dois sistemas *SISO*.

As abordagens acopladas e desacopladas podem ser comparadas a um sistema que se propõe a controlar tanto a temperatura quanto a vazão de água em um chuveiro. O Sistema *MIMO* é comparável ao controle feito utilizando duas torneiras, uma controlando a água quente e a outra controlando a água fria. A vazão e a temperatura desejadas serão obtidas como uma combinação dos efeitos produzidos por cada uma das torneiras. Já o sistema *SISO* é comparável ao se utilizar uma torneira monocomando, em que os movimentos horizontais com a torneira apenas afetariam a temperatura da água, sem alterar a vazão do chuveiro, enquanto que os movimentos verticais mudariam apenas a vazão, controlando assim as duas grandezas de forma separada. Este tipo de abordagem e projeto dos controladores necessários podem ser vistos em [33], apresentando alguns resultados obtidos por simulação.

Contudo, a simetria necessária para este tipo de modelagem nem sempre é vista em um sistema prático, por diferenças mecânicas, alterações causadas na construção e devidas ao uso, diferenças entre os parâmetros dos eletroímãs utilizados, etc.

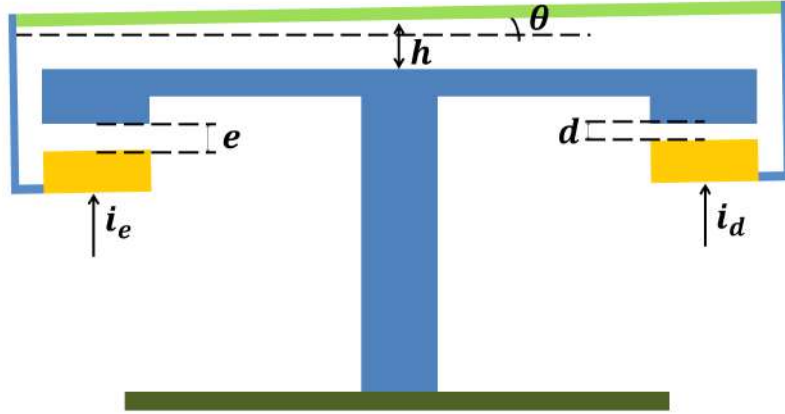


Figura 3.5: Sistema de Sustentação Simplificado

BITTAR e SALES [24] apresentam uma abordagem mais simplificada que XAVIER [17]. O sistema é modelado considerando que cada circuito magnético do sistema opere de forma totalmente independente, similar aos sistemas de levitação apresentados em [12], [13], [14], [15] e [16]. A massa do sistema seria distribuída igualmente entre cada circuito magnético. Esta abordagem não considera a interação entre os circuitos magnéticos e como eles interfeririam no controle da levitação um do outro, contudo, nesta modelagem, o controle do tamanho dos entreferrros dos circuitos magnéticos (d e e na figura 3.5), podem ser ajustados separadamente, levando em conta as diferenças que existam entre o sistema projetado e aquele que foi de fato construído.

Neste trabalho será seguida a modelagem como apresentada em [24], desenvolvida nas próximas páginas.

Sendo m a massa total da parte móvel do sistema de sustentação a ser levitado, pode-se descrever a dinâmica para cada circuito magnético de acordo com a equação (3.2):

$$\left(\frac{m}{2}\right) \ddot{y}(t) = F_{mag} - \left(\frac{m}{2}\right) g, \quad (3.2)$$

em que, $y(t)$ é a distância, em metros, do entreferro do circuito magnético e g é a aceleração da gravidade, medida em (m/s^2) ;

Aplicando a equação (3.1) à equação (3.2), pode-se reescrevê-la da seguinte forma:

$$\left(\frac{m}{2}\right) \ddot{y}(t) = K_{mag} \left(\frac{i(t)}{y(t)}\right)^2 - \left(\frac{m}{2}\right) g \quad (3.3)$$

Nota-se que o sistema se comportará de forma não linear. Contudo, como a distância de levitação sempre estará próxima de um valor específico, o sistema pode

ser linearizado em torno de um determinado ponto de equilíbrio.

3.5 Linearização do Sistema

Para linearizar o sistema pode-se primeiramente reescrever as grandezas de altura de levitação ($y(t)$) e a corrente que circula pelo eletroímã do circuito magnético ($i(t)$) como:

$$\begin{cases} y(t) = y_{eq} + \Delta y(t) \\ i(t) = i_{eq} + \Delta i(t) \end{cases} \quad (3.4)$$

em que, y_{eq} é a medida do *gap* no ponto de equilíbrio, $\Delta y(t)$ é a variação do *gap* em torno do ponto de equilíbrio, i_{eq} é a corrente que circula pelo eletroímã quando o sistema se encontra em seu ponto de equilíbrio e $\Delta i(t)$ representa a variação da corrente no eletroímã em relação ao seu valor no ponto de equilíbrio.

$i(t)$ para um *gap* igual a y_{eq} será:

$$i(t) = i_{eq} = |y_{eq}| \sqrt{\frac{mg}{2K_{mag}}} \quad (3.5)$$

A equação (3.3) pode ser linearizada e reescrita em função de $\Delta y(t)$ e $\Delta i(t)$ da seguinte forma:

$$\frac{m}{2} \Delta \ddot{y}(t) = k_{fy} \Delta y(t) + k_{fi} \Delta i(t), \quad (3.6)$$

em que,

$$\begin{cases} k_{fy} = \frac{mg}{|y_{eq}|} \\ k_{fi} = \frac{\sqrt{2K_{mag}mg}}{|y_{eq}|} \end{cases} \quad (3.7)$$

Para se analisar as características específicas de um sistema dinâmico, bem como projetar os controladores que serão utilizados, o sistema de levitação pode ser representado tanto pela sua Transformada de Laplace quanto no Espaço de Estados.

A representação do sistema utilizando a Transformada de Laplace é dada por

$$\Delta Y(s) = H(s) \Delta I(s) = \frac{2k_{fi}}{ms^2 - 2k_{fy}} \Delta I(s), \quad (3.8)$$

em que, $H(s)$ é chamada de função de transferência do sistema em questão.

Já a forma da representação geral de um sistema no Espaço de Estados pode ser vista na figura 3.6, bem como na equação (3.9), em que \mathbf{x} representa o vetor

de estados do sistema, \mathbf{u} representa o vetor de entradas do sistema e \mathbf{y} o vetor de saídas do sistema.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} \end{cases} \quad (3.9)$$

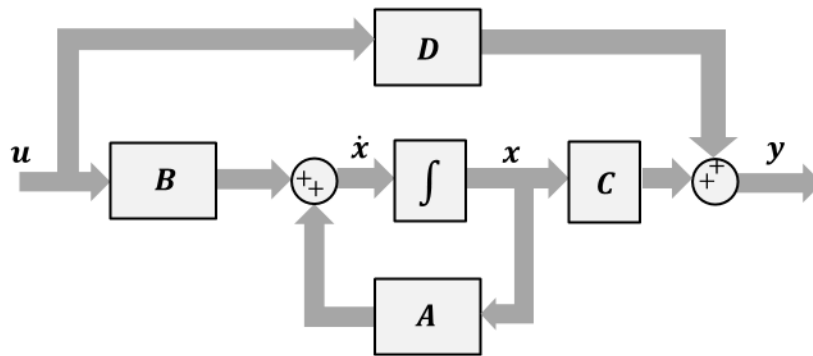


Figura 3.6: Representação em espaço de estados de um sistema

A dinâmica do sistema linearizado (equação (3.6)) é representada como diagrama de blocos na figura 3.7. Se comparadas as figuras 3.6 e 3.7, é natural a escolha de $\Delta y(t)$ como a saída da representação no espaço de estados (\mathbf{y}), bem como $\Delta i(t)$ como sua entrada (\mathbf{u}). Se $\Delta y(t)$ e sua derivada são escolhidos como os Estados do sistema (x_1 e x_2 , respectivamente), este pode ser representado como descrito na equação (3.10).

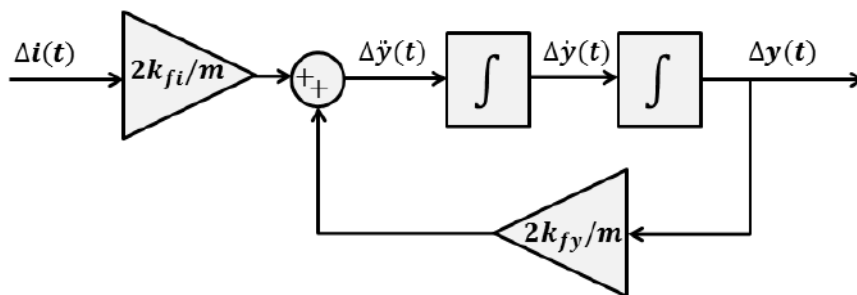


Figura 3.7: Diagrama de blocos do sistema linearizado

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2k_{fy}/m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2k_{fi}/m \end{bmatrix} u \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.10)$$

3.6 Estabilidade, Controlabilidade e Observabilidade do Sistema

Estabilidade, Controlabilidade e Observabilidade são características que devem ser consideradas ao analisar um sistema que precisa ser controlado. A descrição de um sistema linear através do Espaço de Estados pode ser utilizada para analisar tais características.

A *Estabilidade assintótica* de um sistema pode ser comprovada se as raízes de seu polinômio característico apresentam parte real negativa [34]. Tais raízes são representadas tanto pelos autovalores da matriz \mathbf{A} da representação no Espaço de Estados, quanto pelos pólos da função de transferência do sistema. Usando a representação no Espaço de Estados, os autovalores da matriz \mathbf{A} são indicados em (3.11) por λ :

$$\lambda = \left\{ -\sqrt{\frac{2k_{fy}}{m}}, \sqrt{\frac{2k_{fy}}{m}} \right\} \quad (3.11)$$

Nota-se que a matriz A possui um autovalor positivo, o que caracteriza um sistema naturalmente instável.

Uma das definições para a Controlabilidade de um sistema é a capacidade de, através de um sinal de controle $u(t)$ específico, levar os estados deste sistema de uma condição inicial qualquer \mathbf{x}_0 até uma condição final \mathbf{x}_f , em um período de tempo finito [35]. Já a Observabilidade de um sistema pode ser definida como a capacidade de se determinar as condições iniciais de um sistema, em um tempo finito τ , através dos sinais de entrada e saída ($\mathbf{u}(t)$ e $\mathbf{y}(t)$), para $0 < t < \tau$ [35].

A Controlabilidade e Observabilidade de um sistema podem ser verificadas, a partir de sua representação no Espaço de Estados, através de suas matrizes de Controlabilidade e Observabilidade, W_c e W_o respectivamente, obtidas a partir das matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} da seguinte forma [35]:

$$\begin{cases} W_c = \left[\mathbf{B} & \mathbf{AB} & \mathbf{A}^2\mathbf{B} & \dots & \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B} \right] \\ W_o = \left[\mathbf{C} & \mathbf{CA} & \mathbf{CA}^2 & \dots & \mathbf{CA}^{n-1} \right]^T \end{cases} \quad (3.12)$$

Se as matrizes W_c e W_o apresentarem posto completo o sistema é dito controlável e observável, respectivamente. A partir da equação (3.13), é possível verificar que tanto W_c quanto W_o apresentam posto completo, sendo assim o sistema apresenta essas duas características.

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2k_{fi}}{m} \\ \frac{2k_{fi}}{m} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{W}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.7 Características dos Sistemas de Sustentação

As características físicas dos dois sistemas de sustentação usados na plataforma, representados por SM_1 e SM_2 , são apresentadas na Tabela 3.1, em que R é a resistência dos enrolamentos, L é a indutância de cada eletroímã, m é a massa da parte móvel de cada sistema de sustentação, N_e é o número de espiras de cada eletroímã, K_{magD} e K_{magE} são as constantes de força magnética para os circuitos magnéticos da direita e da esquerda para cada sistema de sustentação, respectivamente. Os passos dados para obtenção destas características são apresentados no Apêndice A.

Tabela 3.1: Características dos sistemas de sustentação

	R (Ω)	L (mH)	m (kg)	K_{magD} (Nm^2/A^2)	K_{magE} (Nm^2/A^2)	N_e
SM_1	1,6	192	19,80	$3,255 \times 10^{-4}$	$2,769 \times 10^{-4}$	804
SM_2	3,2	320	18,25	$5,296 \times 10^{-4}$	$5,831 \times 10^{-4}$	1000

O Anexo I descreve o projeto dos circuitos magnéticos proposto para este projeto. Cada circuito magnético foi projetado para suportar uma carga de aproximadamente 50 kg com um *gap* de 1 cm. O enrolamento usado em cada um deles deveria ser feito com o fio AWG 13 (com seção reta de 2,63 mm²) com 1438 espiras. Este número de espiras foi calculado a partir da expressão para a densidade de fluxo magnético B_{gap} dada por [20]:

$$B_{gap} = \frac{\mu_0 J N_e a_f}{2d_{gap}} \quad (3.14)$$

Em que J é a densidade de corrente que circula pelo fio e a_f é a seção reta do fio, considerando $B_{gap} = 0,65 T$ e $J = 2,75 A/mm^2$.

Na prática foi usado o fio AWG 18 que possui uma seção reta menor que o projetado originalmente. Na confecção dos enrolamentos foram usados dois fios em paralelo, devendo ser considerado então uma seção reta de 1,64 mm², equivalente ao dobro da seção reta do fio AWG 18. Usar um fio mais fino representa uma diminuição na corrente máxima suportada pelos enrolamentos.

Além de um fio com seção reta menor, observa-se que o número de espiras usado para ambos os sistemas de sustentação é inferior ao projetado, de acordo com a Tabela 3.1. Uma estimativa da força magnética máxima produzida por cada circuito magnético pode ser calculada pela equação (3.1) considerando $i = Ja_f$ e o número de espiras de cada eletroímã. Para $d_{gap} = 1 cm$, tal qual projetado, a força magnética

estimada máxima para os circuitos magnéticos de SM_1 e SM_2 é de aproximadamente 68 e 105 N , respectivamente. Estes valores estão bem abaixo dos 504,3 N esperados para cada eletroímã (Anexo I).

Para usar a estrutura já confeccionada e ainda assim ser possível suportar uma carga mais elevada o *gap* de levitação foi reduzido para 7 mm , praticamente dobrando as forças magnéticas produzidas em SM_1 e SM_2 , sendo possível suportar uma carga em torno de 70 kg .

3.8 Projeto de Controladores

Pela similaridade entre os circuitos magnéticos de cada um dos sistemas de sustentação da plataforma, nesta seção serão apresentados os passos dados para o projeto dos controladores de posição e corrente para apenas um dos circuitos magnéticos. Os controladores serão implementados de forma digital, mas seu projeto será realizado no domínio contínuo, sendo posteriormente discretizados.

3.8.1 Projeto dos Controladores de Posição

A figura 3.8 representa o diagrama de blocos do sistema realimentado. $R(s)$ é a referência de posição para o *gap*, $C(s)$ é o controlador usado, o bloco em cinza *Planta do Sistema* representa a função de transferência do sistema linearizado e k_{sensor} é o ganho associado ao sensor. $D(s)$ representa distúrbios de força que a planta possa estar sujeita e que o controle deve ser capaz de rejeitar, minimizar ou, pelo menos, seja robusto o suficiente para manter o sistema estável.

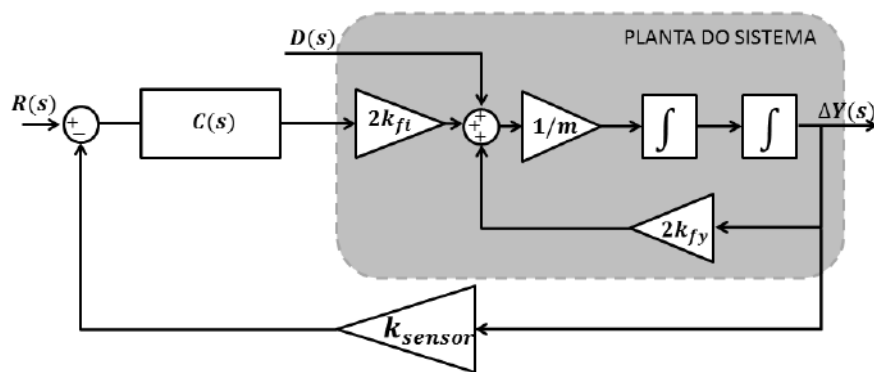


Figura 3.8: Diagrama de blocos do Sistema

A partir dos dados apresentados na Tabela 3.1 e, considerando $y_{eq} = -7$ mm , é possível calcular as constantes k_{fi} e k_{fy} da função de transferência, utilizando a equação (3.7), e assim projetar controladores específicos para cada circuito magnético.

Será considerado para o projeto dos controladores de posição e de corrente que se segue os dados referentes ao circuito magnético da direita de SM_2 , tendo em vista que o mesmo procedimento poderia ser tomado para os controladores dos demais circuitos magnéticos.

Função de Transferência, Lugar das Raízes e Margem de Fase

A função de transferência do sistema linearizado, já apresentada na equação (3.8), é agora escrita com seus valores obtidos:

$$H(s) = \frac{\Delta Y(s)}{\Delta I(s)} = \frac{2k_{fi}}{ms^2 - 2k_{fy}} = \frac{124,36}{18,25s^2 - 5,110 \times 10^4} \quad (3.15)$$

A figura 3.9 representa o Lugar das Raízes para o sistema realimentado da figura 3.8, considerando $C(s)$ como um controlador puramente proporcional, k_{sensor} sendo unitário e sem a presença de distúrbios. Nota-se que um controle meramente proporcional não é capaz de tornar o sistema assintoticamente estável, o que é demonstrado também pela análise da margem de fase do sistema, observada pelo Diagrama de Bode do sistema na figura 3.10.

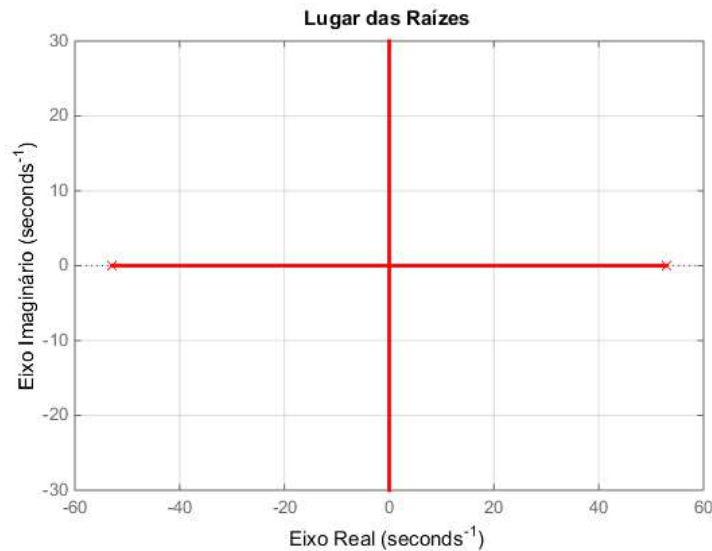


Figura 3.9: Lugar das Raízes do sistema para $C(s)$ como um ganho proporcional

A devida inclusão de um zero no sistema em malha aberta pode levar o sistema a estabilidade para uma determinada faixa de valores do ganho proporcional, como pode ser visto na figura 3.11.

A inclusão de um zero como este pode ser realizada através da ação de um controlador proporcional-derivativo, também chamado simplesmente de controlador PD. $C(s)$ precisa ter a seguinte forma:

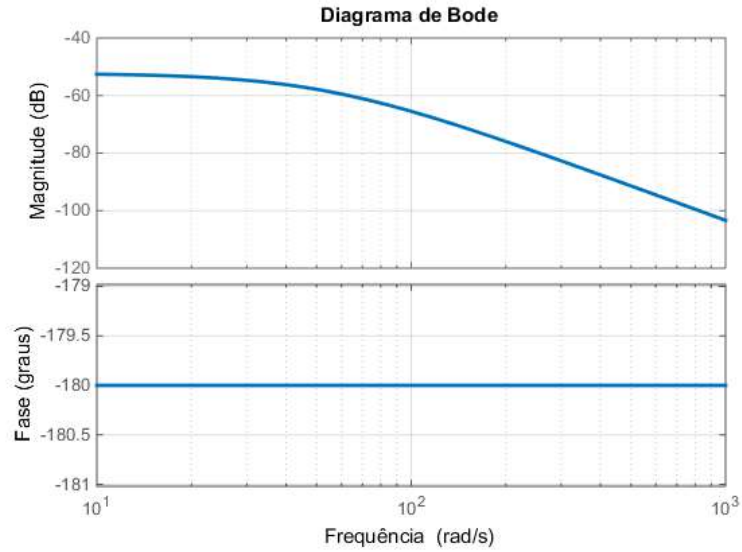


Figura 3.10: Diagrama de Bode com controle Proporcional ($C(s) = 1$)

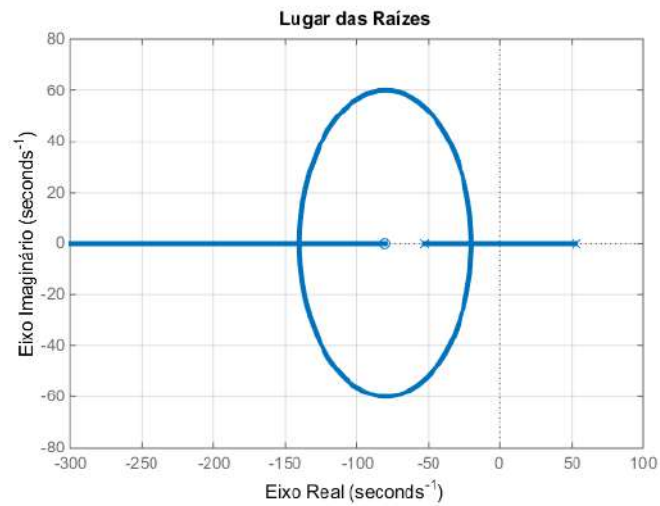


Figura 3.11: Lugar das Raízes do sistema ao incluir um zero no sistema em malha aberta

$$C(s) = K_p + T_d s \quad (3.16)$$

em que K_p e T_d representam o ganho proporcional e derivativo do controlador PD. Basta agora determinar a faixa de valores para os ganhos do controlador.

A função de transferência de malha fechada é dada por (considerando distúrbios de força nulos):

$$H_{cl}(s) = \frac{C(s)H(s)}{1 + C(s)H(s)k_{sensor}} = \frac{2k_{fi}(K_p + T_d s)}{ms^2 + 2T_d k_{fi} k_{sensor} s + 2(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})} \quad (3.17)$$

Os polos da função de transferência se encontram em:

$$p = \frac{-T_d k_{fi} k_{sensor} \pm \sqrt{(T_d k_{fi} k_{sensor})^2 - 2m(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})}}{m} \quad (3.18)$$

Pode-se notar também que a função de transferência apresenta um zero em $-K_p/T_d$ e para que os pólos apresentem parte real negativa, garantindo assim a estabilidade assintótica, é necessário que $T_d > 0$ e que $K_p > (k_{fy}/(k_{fi} k_{sensor}))$. O ganho associado ao sensor de posição utilizado (k_{sensor}) é de aproximadamente 48610 m^{-1} e seu cálculo será apresentado mais adiante, no próximo capítulo.

Sistema Massa Mola e Cálculo de K_p e T_d

Deseja-se projetar um controlador PD que estabilize o sistema de levitação, mas que também apresente uma boa resposta frente aos distúrbios aos quais o sistema esteja submetido. Desta forma, o cálculo dos parâmetros K_p e T_d pode ser feito ao considerar o sinal de distúrbios $D(s)$ [21].

O diagrama de blocos do sistema pode ser redesenhado (figura 3.12), considerando que $D(s)$ é um distúrbio de força no sistema, o que pode representar um aumento de carga sobre um dos circuitos magnéticos ou uma variação de força em relação a carga nominal, por exemplo.

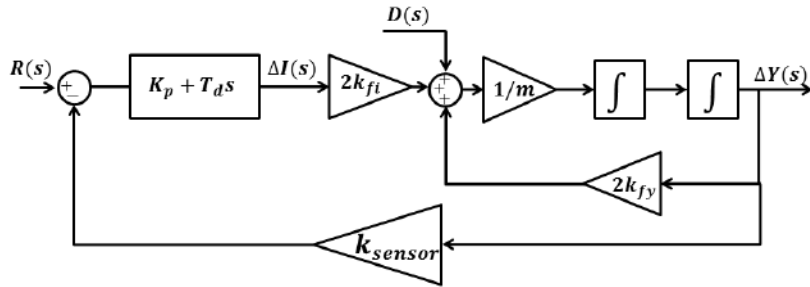


Figura 3.12: Diagrama de Blocos com controle PD

A função de transferência entre $D(s)$ e a saída $\Delta Y(s)$ é apresentada pela equação (3.19), considerando que $R(s) = 0$. Importante observar que os polos de (3.19) são os mesmos apresentados na equação (3.18), evidenciando que se a equação (3.19) representar um sistema estável, a equação (3.17) também representará.

$$\frac{\Delta Y(s)}{D(s)} = \frac{1}{ms^2 + 2T_d k_{fi} k_{sensor} s + 2(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})} \quad (3.19)$$

A equação (3.19) representa um sistema de segunda ordem tradicional, cuja forma padrão é dada por [21]:

$$G(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \quad (3.20)$$

Em que: ω_n é a frequência natural do sistema e ζ é o seu coeficiente de amortecimento. ω_n pode ser relacionada ao tempo de resposta do sistema: Por exemplo, quanto maior a frequência natural, menor será o tempo de subida da resposta do sistema [36]. Já ζ está ligada ao tipo de resposta transitória que o sistema apresentará: Considere um distúrbio na forma de um degrau unitário, se ζ for igual a zero a resposta do sistema será oscilatória, com amplitude constante. Se o valor de ζ estiver entre 0 e 1, o sistema também apresentará uma resposta transitória oscilatória, mas a amplitude das oscilações diminui com o tempo, sendo denominado um sistema *subamortecido*. Para $\zeta > 1$ a resposta transitória não apresenta oscilações, sendo chamado de sistema *superamortecido* [36].

Se comparadas as equações (3.19) e (3.20), é possível escrever estas duas características do sistema em função dos parâmetros da planta e do controlador PD, como pode ser visto nas equações (3.21) e (3.22).

$$\omega_n = \sqrt{\frac{2(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})}{m}} \quad (3.21)$$

$$\zeta = \frac{T_d k_{fi} k_{sensor}}{\sqrt{2m(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})}} \quad (3.22)$$

Como dito por CHIBA *et al.* [21], a partir das equações (3.21) e (3.22) percebe-se que um aumento no valor da parcela derivativa do controlador produziria uma melhoria no amortecimento do sistema, bem como um aumento em K_p produziria uma resposta mais rápida do sistema.

Se for considerado um distúrbio na forma de um degrau unitário ($D(s) = 1/s$) é possível observar que o valor de $\Delta Y(s)$ em regime permanente, pelo Teorema do Valor Final, tenderá para:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta Y(s) = \frac{1}{2(K_p k_{fi} k_{sensor} - k_{fy})} \quad (3.23)$$

o que mostra que o erro em regime permanente não depende da parcela derivativa do controlador e que um aumento no valor de K_p não apenas contribui para uma resposta mais rápida, mas também para um menor erro em regime permanente.

Por mais que um ganho proporcional elevado seja vantajoso para melhorar a resposta do sistema, este aumento deve ser feito com cuidado, pois, em um sistema real, o sinal de controle oriundo do controlador será limitado dentro de uma faixa de valores. Foi considerado inicialmente um valor de $\omega_n = 50$ rad/s.

O diagrama de bode do sistema em malha aberta ($H_{ol} = C(s)H(s)k_{sensor}$) para $\zeta = 0, 2, 0, 4, 0, 6$ e $0, 8$ é apresentado na figura 3.13. A resposta do sistema ao sofrer com um distúrbio na forma de um degrau unitário é vista na figura 3.14 para os mesmos valores usados para ζ .

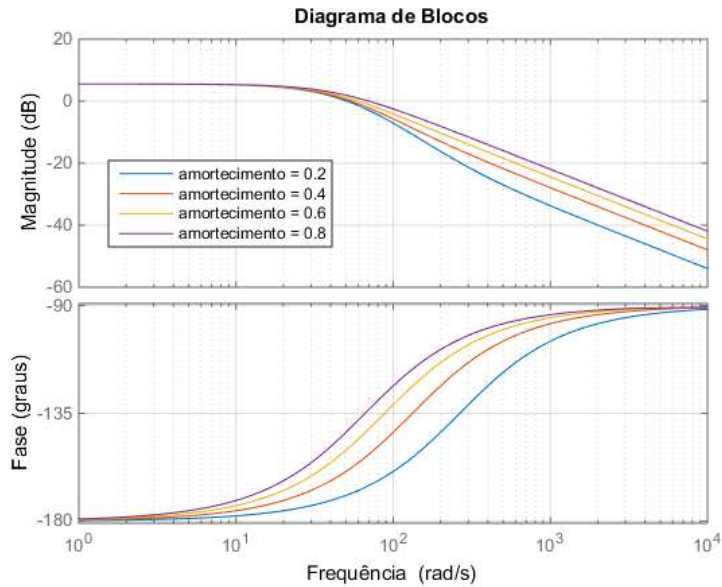


Figura 3.13: Diagrama de Bode com controle PD, para $\zeta = 0, 2, 0, 4, 0, 6$ e $0, 8$

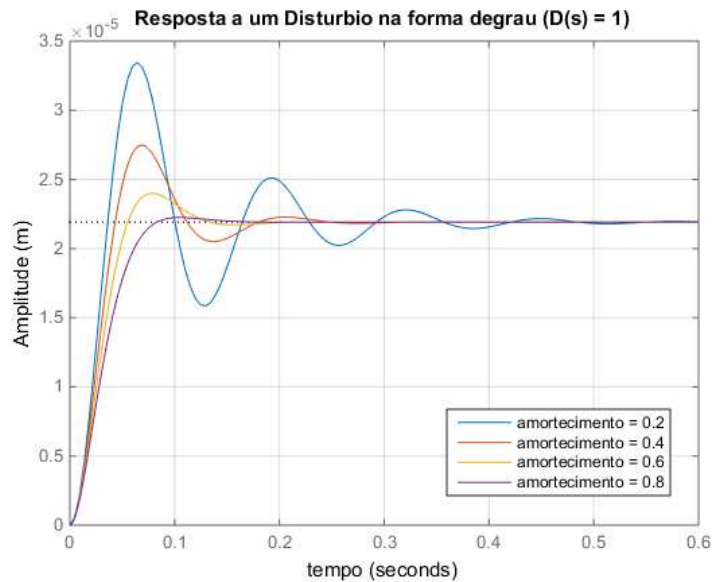


Figura 3.14: Resposta a um distúrbio na forma de um degrau unitário, para $\zeta = 0, 2, 0, 4, 0, 6$ e $0, 8$.

Percebe-se que ao aumentar o coeficiente de amortecimento aumenta-se também a margem de fase do sistema e para que o sistema seja estável é necessário que a margem de fase seja positiva [21, 36]. Utilizando um coeficiente de amortecimento

de 0,8 a margem de fase do sistema é de aproximadamente 45° e que a resposta do sistema praticamente não apresenta oscilações em regime transitório.

Considerando então $\zeta = 0,8$ e $\omega_n = 50 \text{ rad/s}$, calcula-se $K_p \approx 0,0160$ A e $T_d \approx 2,4 \times 10^{-4}$ s.

Controlador do tipo Lead

Normalmente, ao se implementar um controlador PD a sua parcela derivativa ($T_d s$) é implementada como um controlador do tipo *Lead*. Essa mudança é realizada pois um derivador puro não é possível de ser implementada analogicamente, e até mesmo sua implementação digital produziria ganhos extremamente altos para sinais em alta frequência [21]. O controlador *Lead* como um PD real, além de se poder implementar analogicamente, ainda limita os ganhos em alta frequência. A equação (3.24) apresenta a forma do PD real:

$$T_d s \implies \frac{T_d s + 1}{T_f s + 1} \quad (3.24)$$

com T_f controlando a posição do polo em alta frequência introduzido pelo controlador *Lead*.

Neste trabalho foi adotado uma versão modificada para este controlador, indicada pela equação (3.25).

$$T_d s \implies \frac{T_d s + (1/k_{sensor})}{T_f s + 1} \quad (3.25)$$

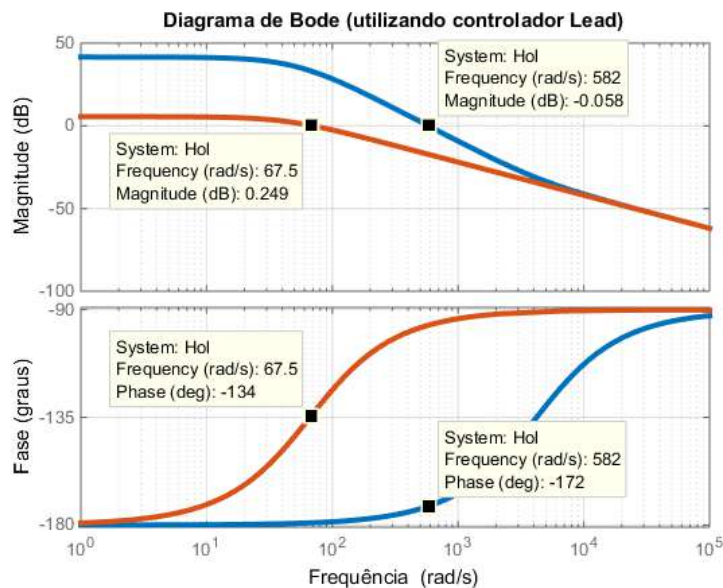


Figura 3.15: Diagrama de Bode utilizando controlador Lead

Lembrando que o valor de T_d é inversamente proporcional ao valor de k_{sensor} , pode-se enxergar a versão modificada do controlador Lead como um *Lead ponderado*. Esta modificação foi feita ao observar a margem de fase do sistema utilizando os dois modelos para o Lead, que pode ser observada na figura 3.15: O gráfico em azul, que representa o diagrama de bode com Lead convencional, apresenta uma margem de fase bem estreita (menos de 10°), enquanto que a margem de fase com o controlador Lead modificado está próxima dos 45° obtidos com o controlador PD ideal. Ambos os controladores Lead usaram o mesmo valor de T_d , anteriormente apresentado, e $T_f = 0,0001T_d$.

A figura 3.16 compara a resposta do sistema a uma referência na forma de um degrau unitário, utilizando os dois controladores Lead. Observa-se que o Lead modificado apresenta uma resposta transitória mais suave e com menor sobressinal que utilizando o Lead convencional, ainda que apresente um maior erro em regime permanente.

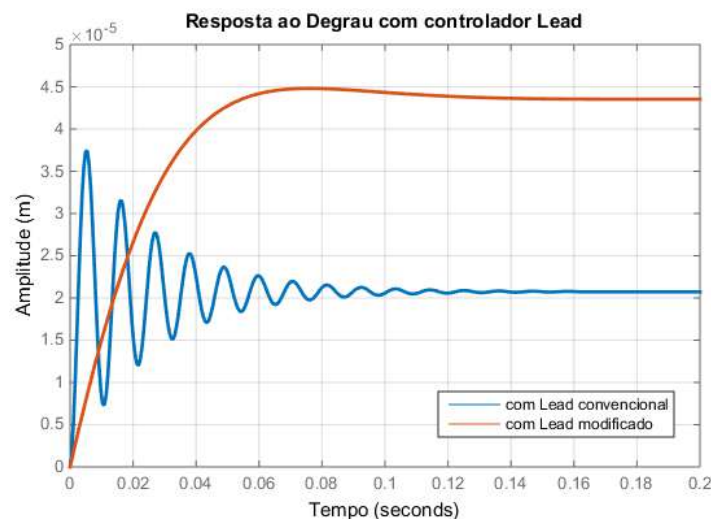


Figura 3.16: Resposta ao degrau unitário utilizando Lead

Parcela Integrativa

A correção do erro em regime permanente pode ser feito adicionando ao controlador PD projetado uma parcela integrativa. $C(s)$ então pode ser escrito da seguinte forma:

$$C(s) = K_p + \frac{T_d s + (1/k_{sensor})}{T_f s + 1} + \frac{K_i}{s} \quad (3.26)$$

em que K_i é o ganho integrativo do controlador.

A figura 3.17 apresenta o diagrama de blocos do controlador $C(s)$ com parcela integrativa, que pode ser chamado de controle Proporcional-Integral-Derivativo, ou

simplesmente controle PID. $E(s)$ é o erro da malha de realimentação do sistema e $\Delta I(s)$ é o sinal de controle do sistema. O bloco *Saturação* representa a limitação que sofre o sinal oriundo do controlador, devido a características próprias do sistema.

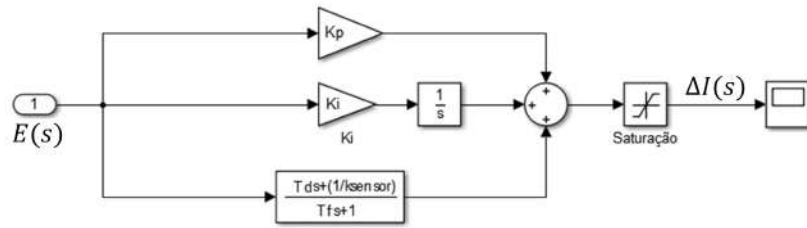


Figura 3.17: Controle Proporcional-Integral-Derivativo

Se a saída do controlador estiver saturada, a malha de controle perderá a influência sobre o sistema, enquanto a saturação permanecer. Contudo, o sinal de erro continuaria sendo integrado pelo integrador do controlador, fazendo com que o sinal produzido por $C(s)$ crescesse ainda mais.

Para evitar que isso ocorra, o controlador $C(s)$ pode ser adaptado para bloquear a ação integrativa do controlador enquanto $\Delta I(s)$ permanecer saturado. Esta técnica é chamada de *Anti-reset Wind-Up* e uma das formas de implementá-la é vista na figura 3.18. Quando o módulo do sinal de saída do PID for maior do que o valor máximo permitido, a entrada do integrador se torna nula, fixando o valor da parcela integrativa do sinal de controle.

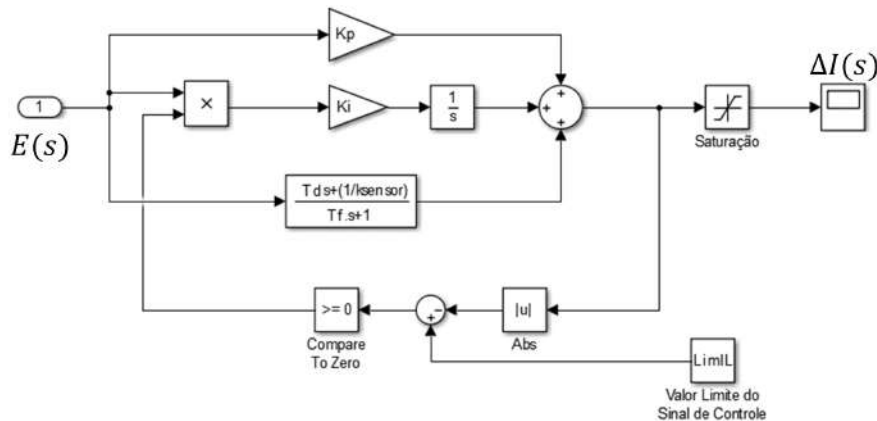


Figura 3.18: Controle PID com *Anti-reset Wind-Up*

Malha de Controle de Corrente

Até agora tem sido tratado o controle do sistema através do sinal de corrente $\Delta i(t)$, sendo a corrente que circula pelo eletroímã $i(t) = i_{eq} + \Delta i(t)$. Contudo, o valor de $\Delta i(t)$ não é a grandeza que é alterada diretamente, mas sim o nível de

tensão sobre o eletroímã do circuito magnético. A tensão sobre o eletroímã pode ser escrita como:

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.27)$$

em que, R representa a resistência do enrolamento e L , a indutância do eletroímã. Reescrevendo a equação (3.27) em função de i_{eq} e $\Delta i(t)$, é obtido:

$$v(t) = Ri_{eq} + R\Delta i(t) + L \frac{d(i_{eq} + \Delta i(t))}{dt} \quad (3.28)$$

como i_{eq} é constante a equação (3.28) pode ser apresentada como:

$$v(t) = Ri_{eq} + R\Delta i(t) + L \frac{d\Delta i(t)}{dt} \quad (3.29)$$

A tensão no eletroímã pode então ser escrita como:

$$v(t) = V_{eq} + \Delta v(t) \quad (3.30)$$

com $V_{eq} = Ri_{eq}$ representando o valor da diferença de potencial na posição de equilíbrio e $\Delta v(t)$ representando a parcela da tensão variante com o tempo, dada por:

$$\Delta v(t) = R\Delta i(t) + L \frac{d\Delta i(t)}{dt} \quad (3.31)$$

Aplicando a Transforma de Laplace à equação (3.31):

$$\Delta I(s) = \frac{1}{R + Ls} \Delta V(s) \quad (3.32)$$

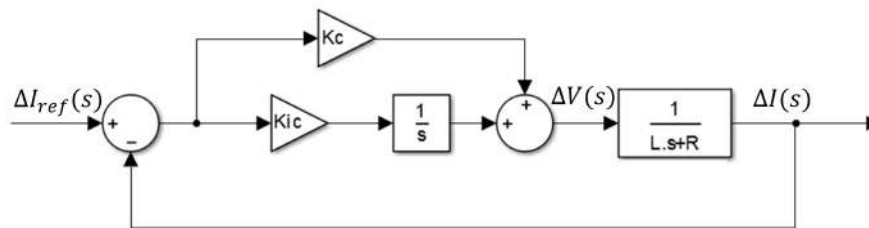


Figura 3.19: Malha de controle de corrente

A partir da equação (3.32), sabe-se que o tempo necessário para que $\Delta I(s)$ esteja em regime permanente dependerá dos valores da resistência e indutância do eletroímã, o que pode ser bem elevado dependendo destes valores. Para se diminuir o tempo de resposta da dinâmica apresentado pela equação (3.32) pode-se utilizar uma malha de controle de corrente como apresentada na figura 3.19.

Na malha de corrente utiliza-se um controlador do tipo Proporcional - Integral

(PI) para garantir que o erro em regime permanente seja nulo. A expressão em malha fechada para a malha de controle de corrente é dada por:

$$\Delta I(s) = \frac{K_c \left(s + \frac{K_{ic}}{K_c} \right)}{L \left[s^2 + \left(\frac{K_c + R}{L} \right) s + \frac{K_{ic}}{L} \right]} \Delta I_{ref}(s) \quad (3.33)$$

Os polos do sistema podem ser alocados para que sua resposta seja similar a resposta de um sistema de primeira ordem, localizando um dos polos em $-(K_{ic}/K_c)$. Para que isso aconteça é necessário encontrar a relação correta entre os ganhos do controlador e a resistência e indutância do eletroímã. Observe a equação (3.34): estão representados os polos do sistema, considerando que um deles está em $-(K_{ic}/K_c)$ e o outro polo (p_2) ainda será encontrado.

$$s^2 + \left(\frac{K_c + R}{L} \right) s + \frac{K_{ic}}{L} = \left(s + \frac{K_{ic}}{K_c} \right) (s + p_2) \quad (3.34)$$

Resolvendo a equação nota-se que $p_2 = (K_c/L)$ e que (K_{ic}/K_c) deve ser igual a (R/L) para que a igualdade na equação (3.34) seja válida. A partir da equação (3.33), se $(K_{ic}/K_c) = (R/L)$ a função de transferência da malha de controle de corrente é simplificada para:

$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta I_{ref}(s)} = \frac{K_c}{Ls + K_c} \quad (3.35)$$

cujo ganho é unitário para baixas frequências e o tempo de resposta dependerá apenas de K_c e L . Sabendo que para SM_2 $R = 3,2 \Omega$ e $L = 320 mH$, pode-se calcular os valores de K_{ic} e K_c . É necessário que a malha de corrente apresente uma resposta mais rápida que o sistema de controle de posição. Observa-se que o tempo de assentamento na figura 3.16 é de aproximadamente 100 ms. Considerando uma malha de corrente que responda em 25,5 ms (aproximadamente 4 vezes mais rápida), tem-se $K_{ic} = 628,5 \Omega/s$ e $K_c = 62,85 \Omega$.

A figura 3.20 apresenta uma comparação da resposta da corrente no eletroímã com e sem a malha de controle de corrente, com os ganhos propostos para o controlador PI.

Pode-se observar que o tempo para se atingir regime permanente é reduzido para 5% do tempo necessário sem controle de corrente e que o valor deste tempo está condizente com os parâmetros de controle escolhidos para o PI.

Como o sistema experimental apresenta uma limitação quanto ao máximo nível de tensão que $\Delta v(t)$ pode atingir, os valores dos ganhos do controlador da malha de corrente devem ser ajustados com cuidado, para evitar que $\Delta v(t)$ sature.

Considerando a saturação do sistema, pode-se encerrar esta seção sobre a ma-

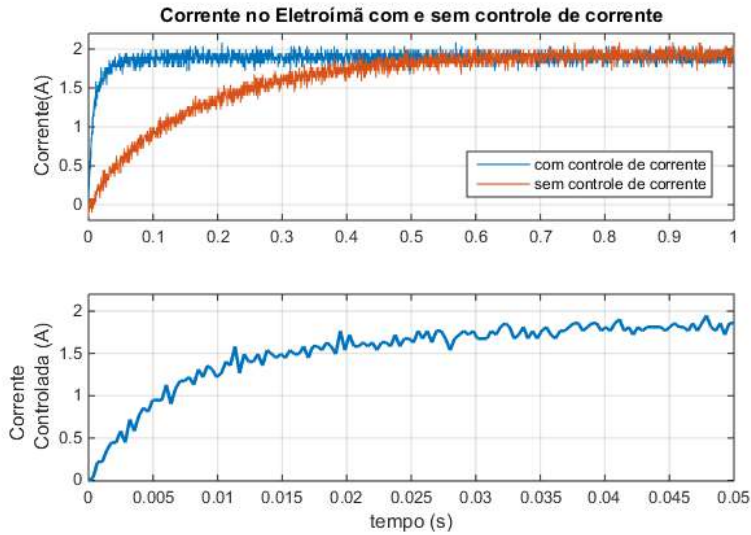


Figura 3.20: Corrente no eletroímã com e sem controle de corrente

lha de corrente aplicando a ela a mesma técnica de *Anti-Reset Wind-Up* usada no controle de posição. A malha de controle de corrente com *Anti-Reset Wind-Up* é apresentada na figura 3.21, em que LimVL é o valor máximo de tensão que $\Delta V(s)$ pode alcançar.

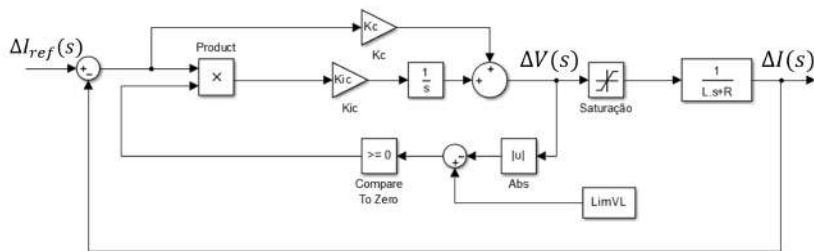


Figura 3.21: Malha de Controle de corrente com *Anti-Reset Wind-Up*

Modulação por Largura de Pulso e Circuito de Chaveamento

A tensão sobre os eletroímãs será controlada utilizando uma ponte-H completa feita com IGBTs, cujo chaveamento é feito utilizando modulação por largura de pulso (PWM ou *Pulse Width Modulation*, em inglês), como mostrado na figura 3.22.

O sistema PWM produz um sinal quadrado de largura de pulso variável v_{cmd} , cuja largura de pulso depende da comparação entre um sinal de controle v_{ctrl} e um sinal triangular v_{ref} que varia entre 1 e -1 com período T_{ref} . A figura 3.23 apresenta a relação entre esses sinais.

Se o sinal v_{cmd} é aplicado como visto na figura 3.22, a tensão sobre o indutor terá a mesma forma de onda que v_{cmd} , mas variando entre $+2V_{cc}$ e $-2V_{cc}$. Com isso a tensão média sobre o indutor é dada por:

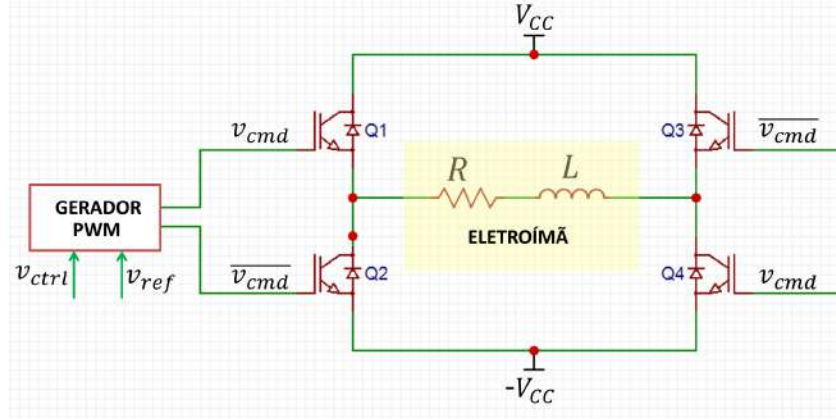


Figura 3.22: Circuito de Chaveamento do Sistema de Levitação

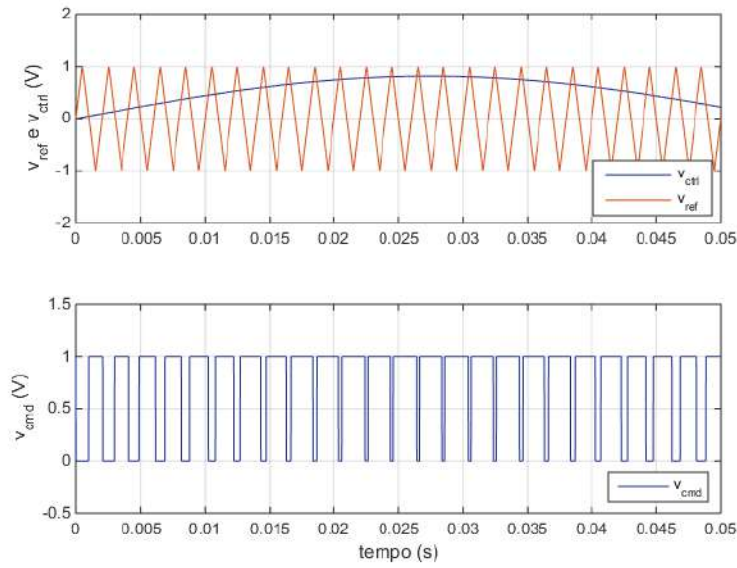


Figura 3.23: Funcionamento da modulação PWM

$$\bar{V}_L = \frac{T_{alto}2V_{cc} - (T_{ref} - T_{alto})2V_{cc}}{T_{ref}} \quad (3.36)$$

Como indicado por CHIBA *et al.* [21] a razão entre T_{alto} e o período da onda quadrada pode ser escrita em função de v_{ctrl} da seguinte forma:

$$\frac{T_{alto}}{T_{ref}} = \frac{1}{2}v_{ctrl} + \frac{1}{2} \quad (3.37)$$

Substituindo a equação (3.37) em (3.36) tem-se que [21]:

$$\bar{V}_L = 2v_{ctrl}V_{cc} \quad (3.38)$$

mostrando que a tensão média sobre o indutor será proporcional ao valor da tensão de controle v_{ctrl} . Se $v_{ctrl} = v(t)/(2V_{cc})$, então:

$$\bar{V}_L = v(t) \quad (3.39)$$

O sistema de chaveamento com PWM, permite o fornecimento da tensão necessária ao controle do sistema de levitação, partindo-se de níveis de tensão fixos.

O desenvolvimento de equipamentos para se controlar a corrente que circula pelos eletroímãs é uma das áreas dignas de destaque ao se tratar da construção de aplicações para levitação eletromagnética. Estes equipamentos precisam responder rapidamente aos comandos recebidos pelo sistema de controle, a fim de se garantir a estabilidade do sistema de levitação [21].

Inicialmente utilizou-se amplificadores de potência lineares para tal [37], apresentando boa precisão e baixo ruído, contudo, devido a seu alto custo e baixa eficiência, estes sistemas foram substituídos por equipamentos baseados em circuitos eletrônicos de chaveamento de potência, por serem mais compactos, mais baratos e altamente eficientes [21, 38]. Novas topologias para estes circuitos de chaveamento continuam sendo estudadas, com o objetivo de se desenvolver equipamentos mais robustos, confiáveis e econômicos, garantindo assim uma maior popularização de sistemas de levitação [39].

Neste trabalho será utilizado para fornecimento de potência e controle da corrente nos eletroímãs uma unidade de controle, desenvolvida pela Universidade Federal do Rio de Janeiro em parceria com a empresa Recriar, projetada especialmente para aplicações de levitação eletromagnética [40]. Será adotada uma frequência para os sinais PWM de 14,1 kHz, o que está de acordo com valores de frequências adotadas em projetos de levitação eletromagnética [23]. Os esquemáticos da unidade de controle utilizada se encontram no Anexo II.

3.9 Sistema de Simulação

O sistema como apresentado na seção anterior pode então ser simulado, visando observar o seu comportamento antes de se passar para os testes práticos com a plataforma. Foi usado para as simulações o *Simulink*. *Simulink* é uma ferramenta de desenvolvimento, simulação e modelagem de sistemas dinâmicos, desenvolvida pela empresa MathWorks.

Uma visão geral do sistema simulado pode ser vista na figura 3.24.

Os blocos *Controle de Posição* e *Malha de Controle de Corrente* utilizam os controladores PID e PI já apresentados, cujos interiores estão destacados nas figuras 3.25 e 3.26, respectivamente.

A referência do controlador PI é a soma da saída do controlador PID e a corrente de equilíbrio, I_{eq} . No bloco referente a malha de controle de corrente foi adicionado

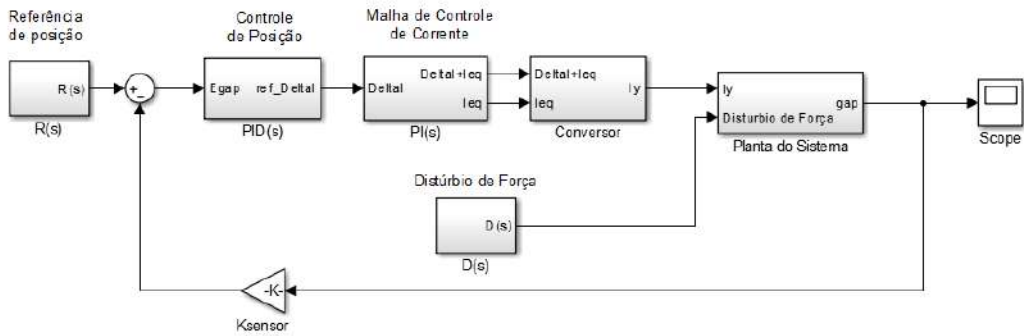


Figura 3.24: Diagrama de Blocos para Simulação

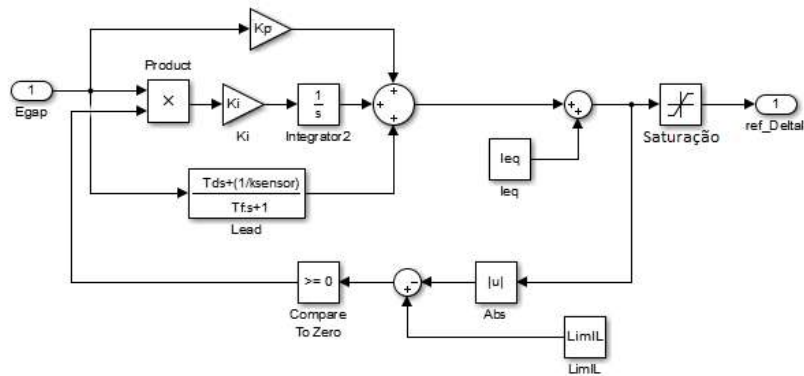


Figura 3.25: Controlador PID de posição

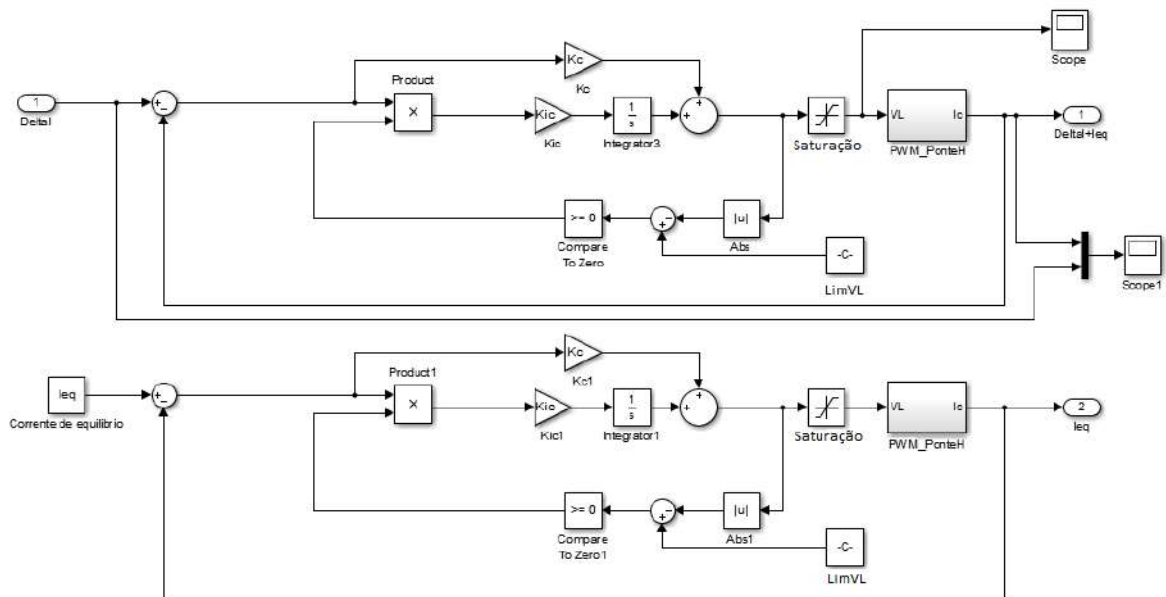


Figura 3.26: Controlador PI de corrente

um segundo controlador PI para simular o controle da corrente quando se tem apenas a corrente de equilíbrio I_{eq} . Isto é feito, pois, no controlador principal, desejava-se incluir os efeitos da corrente de equilíbrio, mas estes deveriam ser descontados

posteriormente, pois o sistema foi modelado para trabalhar apenas com o sinal de controle $\Delta I(s)$. Isto é feito no bloco *Conversor* no diagrama de blocos.

Ainda na *Malha de Controle de Corrente* há o circuito que simula o funcionamento da ponte-H e o bloco gerador do sinal PWM, chamado de PWM_PonteH, apresentado na figura 3.27. O bloco *Gain* é ajustado para 0,01 para garantir que o nível médio da tensão nos eletroímãs seja igual ao valor de tensão obtido na saída do controlador PI, de acordo com as equações (3.38) e (3.39).

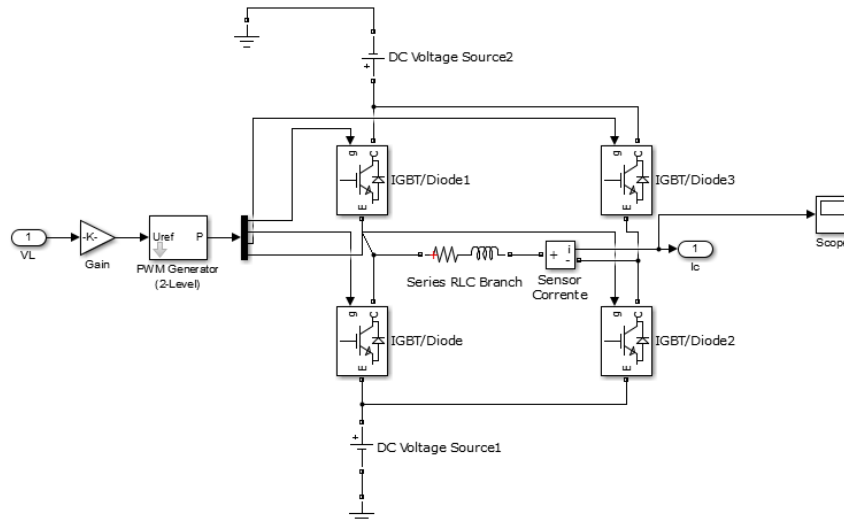


Figura 3.27: Circuito de Chaveamento com bloco gerador PWM

O valor de saturação $LimIL$ foi ajustado levando-se em conta o fio utilizado para confeccionar os eletroímãs. Foi utilizado um par de fios do tipo AWG 18 (seção reta de aproximadamente $0,82 \text{ mm}^2$) para enrolar os eletroímãs, totalizando uma seção reta de aproximadamente $1,64 \text{ mm}^2$. Segundo a norma NBR 5410, para condutores unipolares espaçados ao ar livre com uma seção reta de $1,5 \text{ mm}^2$ - próxima à seção reta total do enrolamento utilizado - a corrente máxima permitida para que não haja aquecimento se encontra entre 21 e 24 A [41].

Contudo, a proximidade das espiras no eletroímã, contribuem para que esta corrente máxima seja reduzida. Escolheu-se adotar para fim das simulações uma corrente limite de 10 A, considerando o decaimento no valor máximo da corrente devido aos enrolamentos. Durante os testes experimentais será observado com cuidado o comportamento do sistema, para se poder ajustar de uma melhor forma o valor da corrente de saturação.

Para o ajuste de $LimVL$ foi considerada uma margem de segurança para que a tensão média fornecida ao eletroímã nunca ultrapasse 60% de seu valor máximo, ajustando então $LimVL$ para 60 V.

3.10 Ensaios Simulados

A partir do diagrama de blocos do sistema, apresentado na figura 3.24, foram realizados simulações específicas para observar o comportamento do sistema.

3.10.1 Resposta a um degrau com controle PD

A resposta a um degrau de 1 mm utilizando um controle PD, com $K_p = 0,0160$ A, $T_d = 2,4 \times 10^{-4}$ s e $T_f = 2,4 \times 10^{-8}$ s, pode ser visto na figura 3.28. Em vermelho estão os sinais de referência e em azul, a resposta do sistema. Pode-se observar que o sobressinal no Gap de Levitação é pequeno, contudo seu erro é de praticamente 100% em regime permanente. Nota-se também que no momento em que ocorre a mudança na referência de posição, a referência de corrente satura, devido a ação derivativa do controle, o que provoca uma saturação no valor da tensão média sobre o eletroímã, mas o sistema consegue se recuperar mantendo-se estável, atingindo seu regime permanente em menos de 0,2 s.

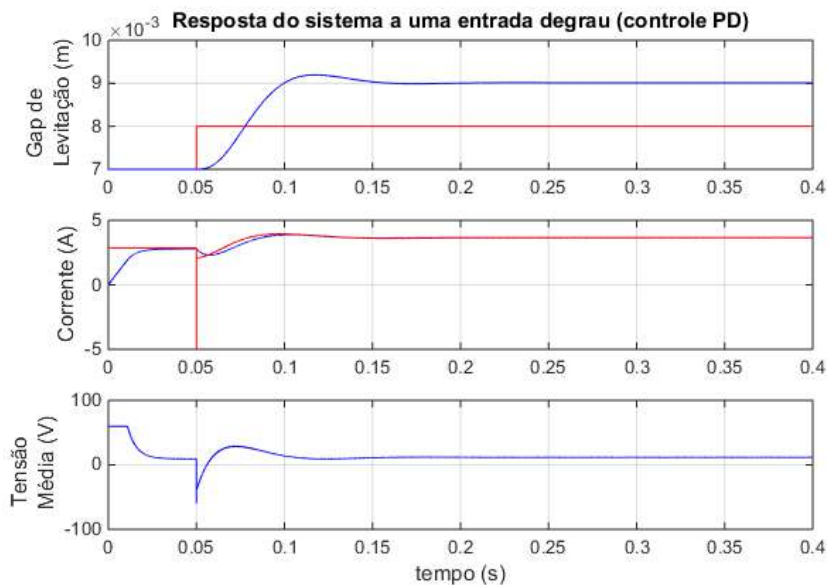


Figura 3.28: Resposta a uma referência degrau com controle PD

O erro em regime permanente pode ser reduzido, aumentando-se o valor do ganho proporcional K_p . Com $K_p = 0,0256$ A (60% maior que o anterior), o erro é reduzido para aproximadamente 50%, como visto na figura 3.29. Além disso o aumento de K_p diminui o tempo de subida da resposta ao degrau para menos de 0,1 s.

Para corrigir o transitório e diminuir as oscilações, pode-se modificar também o ganho da parcela derivativa. A mudança na resposta do sistema variando T_d pode ser visto na figura 3.30.

Pode se notar que para T_d sendo 70% maior que o valor original ($T_{di} = 2,4 \times 10^{-4}$ s) a resposta do sistema apresenta sobressinal praticamente nulo.

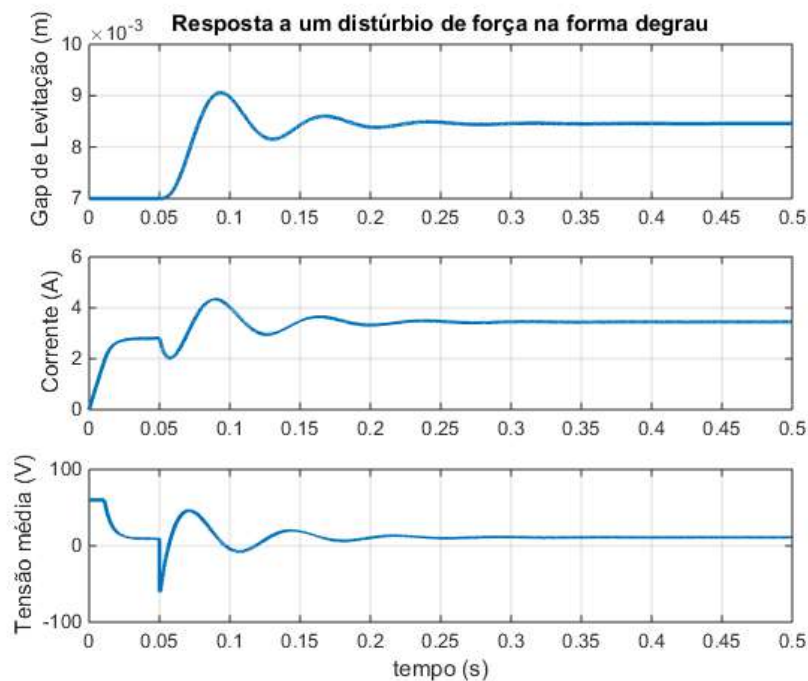


Figura 3.29: Resposta a uma referência degrau com controlador PD com $K_p = 0,0256$ A

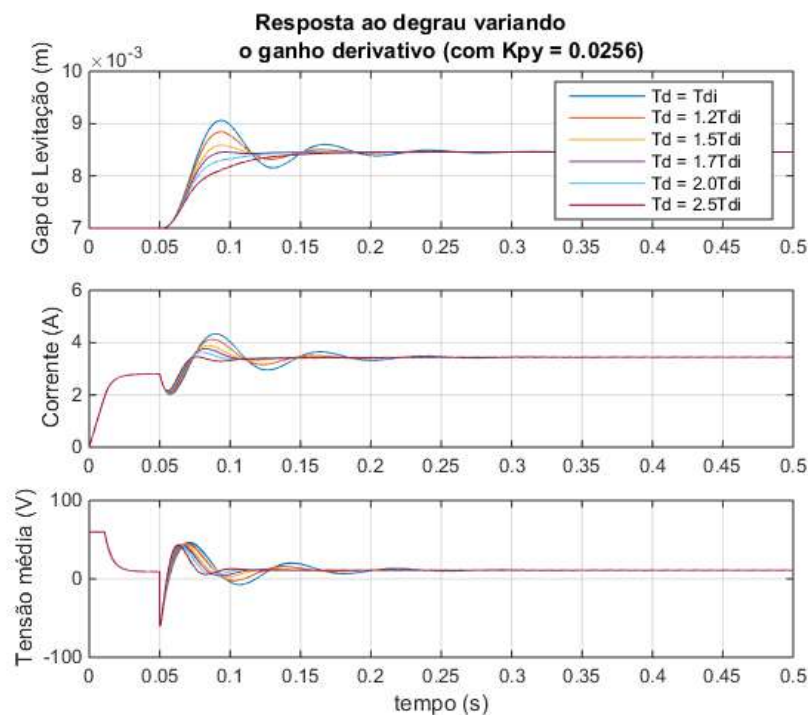


Figura 3.30: Resposta a uma referência degrau variando T_d

3.10.2 Resposta ao degrau utilizando um controlador PID

A parcela integrativa no controle de posição contribuirá para que o erro em regime permanente tenda a zero. A figura 3.31 mostra a resposta a um degrau de

posição para diferentes valores de K_i , com $K_p = 0,0256$ A, $T_d = 4,1 \times 10^{-4}$ s e $T_f = 4,1 \times 10^{-8}$ s.

Note que, para os valores testados de K_i entre 0 e $0,01$ A/s o tempo necessário para que o sistema apresente erro nulo é superior a 2 s, e o pico do sobressinal observado é aproximadamente igual ao obtido utilizando apenas o controlador PD.

Para K_i igual a $0,05$ A/s e $0,1$ A/s a resposta converge em menos de 2 s, apresentando um pequeno aumento no pico do sobressinal se comparado a resposta com o controlador PD. Para K_i igual a $0,5$ A/s e $0,7$ A/s, o sistema converge em menos de $0,4$ s, porém o pico do sobressinal aumenta em $0,5$ mm se comparado ao resultado com controle PD.

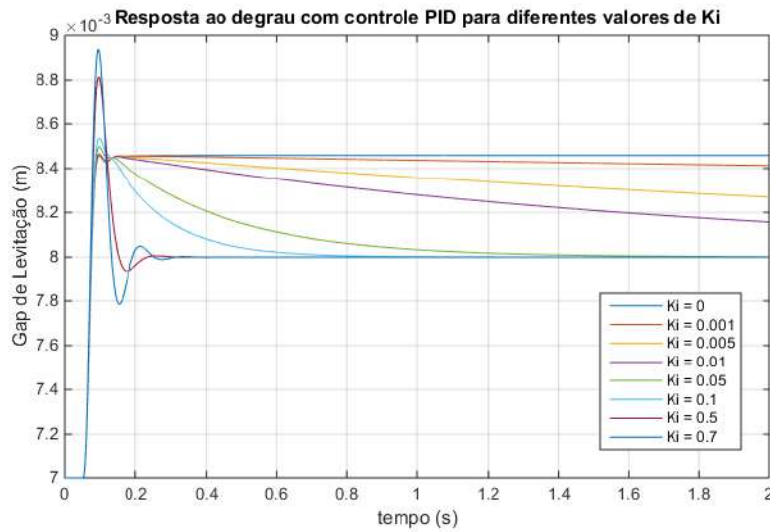


Figura 3.31: Resposta a uma referência degrau variando a parcela integrativa K_i

Considerando assim o sobressinal e o tempo de convergência decidiu-se utilizar para o ganho integral o valor de $K_i = 0,1$ A/s.

3.10.3 Resposta a um degrau filtrado

Para se evitar uma variação brusca na referência do sinal de controle de corrente, pode-se incluir um filtro passa-baixa antes do bloco de referência. A figura 3.32, apresenta a resposta de um degrau filtrado com filtro passa-baixa dado por:

$$H_{pb} = \frac{5}{s + 5} \quad (3.40)$$

Nota-se que a tensão sobre os eletroímãs agora não está mais saturada, exceto nos primeiros instantes quando a corrente nos indutores está se aproximando do seu valor de equilíbrio.

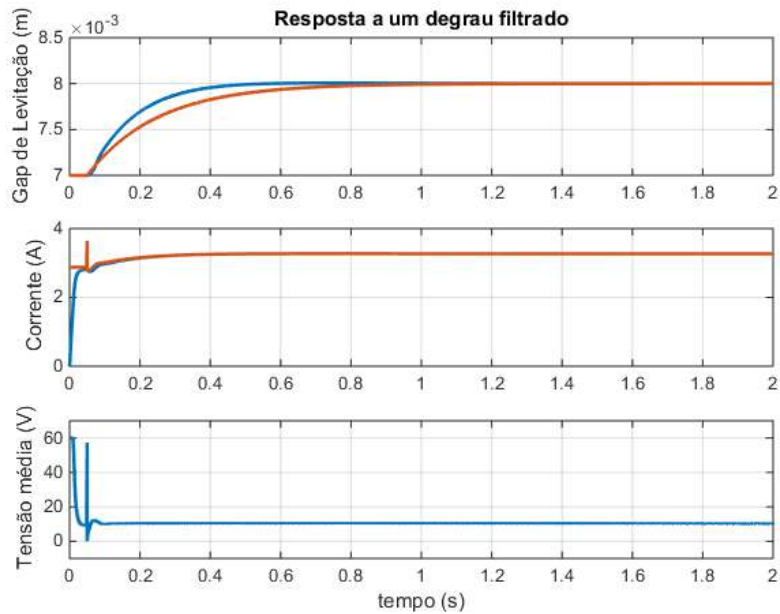


Figura 3.32: Resposta a um degrau filtrado

3.10.4 Resposta a uma referência senoidal

Pode-se mostrar também a resposta do sistema a uma referência senoidal. Foram realizados dois ensaios, variando a frequência do sinal de referência de 10 a 200 Hz. No primeiro ensaio a amplitude da oscilação foi mantida em aproximadamente 0,02 mm. No segundo ensaio esta amplitude passa para 0,2 mm.

A figura 3.33 mostra que a medida que a frequência vai aumentando, a resposta do sistema vai se distanciando cada vez mais de uma resposta senoidal. Também é possível notar que o sistema passa a operar oscilando entre seus valores limites de tensão, com o aumento da frequência.

Ainda que o sistema não tenha instabilizado, quando se aumenta a amplitude de oscilação é possível perceber que para uma dada frequência o sistema se torna instável. A figura 3.34 mostra a resposta do sistema para uma amplitude de oscilação de 0,2 mm com uma frequência variando linearmente com o tempo entre 10 e 200 Hz.

Para uma frequência de aproximadamente 150 Hz (em $t = 1,5$ s) a amplitude das oscilações começa a aumentar, levando o sistema a divergir.

Por mais que este resultado seja interessante e digno de nota para observar o comportamento do sistema projetado a sinais senoidais, na prática não serão utilizados sinais senoidais como referência para o sistema.

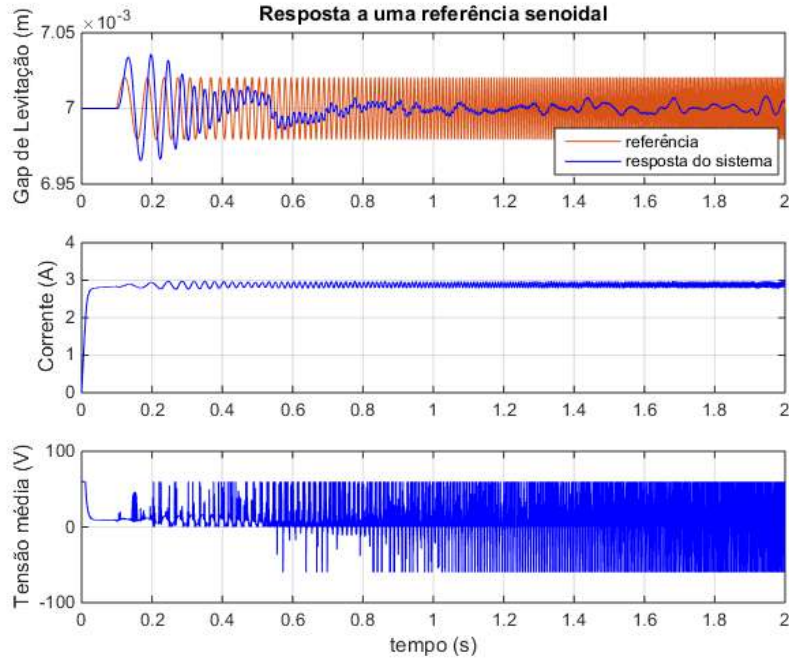


Figura 3.33: Resposta a um sinal senoidal de amplitude 0,02 mm, com frequência variando entre 10 e 200 Hz

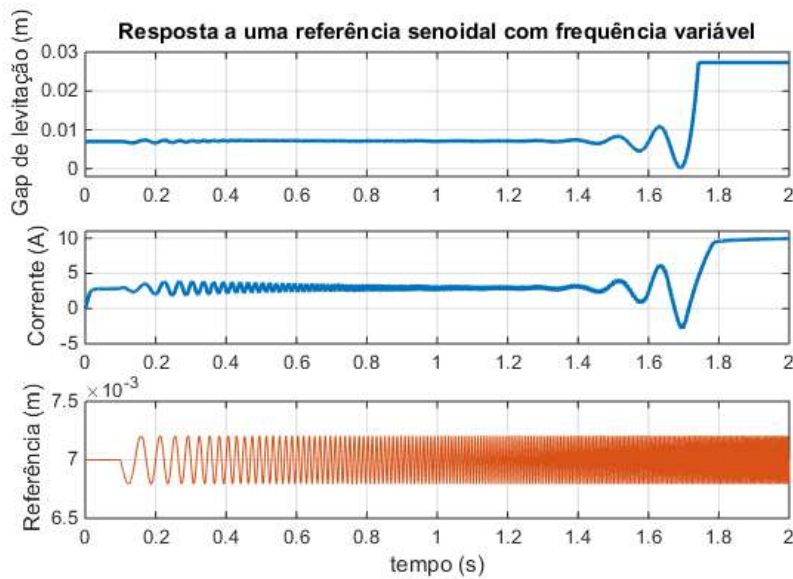


Figura 3.34: Resposta a um sinal senoidal de amplitude 0,2 mm, com frequência variando entre 10 e 200 Hz

3.10.5 Resposta do sistema a diferentes distúrbios

Agora serão observadas as respostas do sistema para diferentes tipos de distúrbios de força, aplicados ao sistema.

O primeiro teste realizado é a resposta a um degrau de força aplicada ao sistema. Este teste poderia representar a adição de uma carga extra no sistema levitado.

A figura 3.35 representa a resposta do sistema a um degrau de 100 N, o que equivaleria adicionar uma carga de aproximadamente 10 kg.

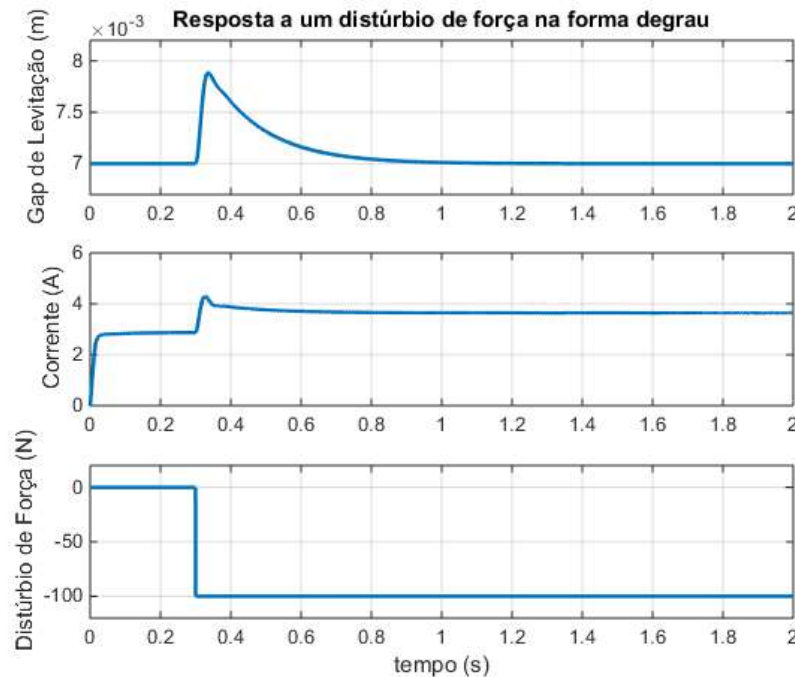


Figura 3.35: Resposta a um degrau de força de 100 N

É possível observar que o aumento da carga produz uma variação brusca de quase 1 mm no gap de levitação, que é corrigida em aproximadamente 0,5 s pelo controle PID utilizado.

Pode-se observar também a resposta do sistema a uma perturbação senoidal, como mostrado na figura 3.36. Foi usado aqui um distúrbio senoidal de amplitude 100 N cuja frequência varia linearmente com o tempo entre 10 e 200 Hz. Nota-se que quanto maior a frequência do distúrbio, menor é a amplitude da variação do gap em torno da posição de equilíbrio. Para um distúrbio com frequência de aproximadamente 80 Hz (em $t = 0,8$ s) a amplitude de oscilação na resposta do sistema, praticamente já não é percebida.

Com este dois ensaios pode-se observar que o sistema consegue se recuperar de distúrbios na forma degrau, conduzindo o sistema novamente a um erro nulo no gap de levitação após um certo tempo. O sistema não consegue rejeitar distúrbios senoidais, contudo quanto maior a frequência do sinal de distúrbio, menor será a oscilação produzida por ele na resposta do sistema de levitação.

3.11 Discretização dos Controladores

Os controladores do sistema precisam ser discretizados, a fim de serem devidamente implementados, com o DSP utilizado. A figura 3.37 apresenta o sistema de

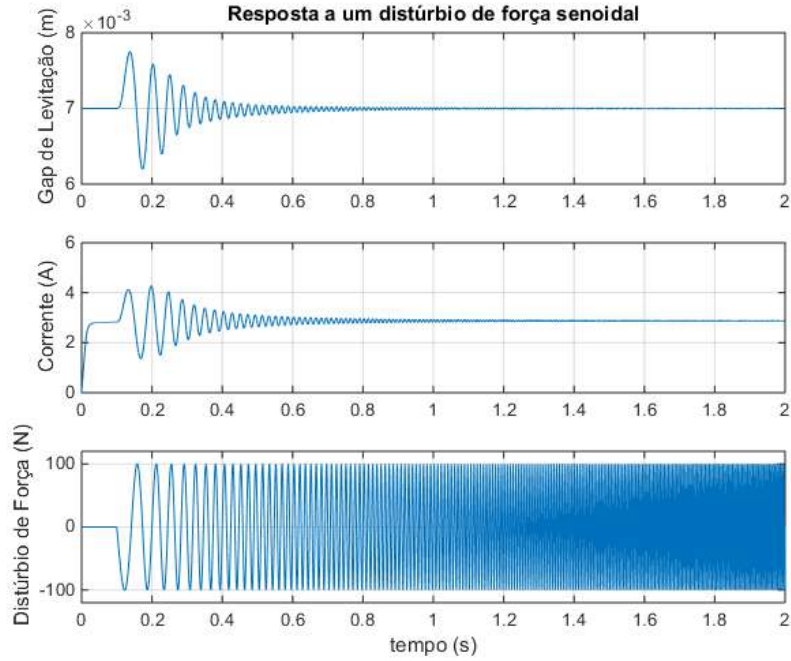


Figura 3.36: Resposta a um distúrbio de força senoidal com amplitude de 100 N, com frequência variando entre 10 e 200 Hz

levitação utilizando controladores digitais.

A corrente nos eletroímãs e o *gap* de levitação ($i(t)$ e $y(t)$, respectivamente) são medidos por sensores e enviados ao DSP, onde são amostrados pelos blocos dos Conversores Analógico-Digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*, em inglês) em função do período de amostragem T_s , gerando os sinais $i(kT_s)$ e $y(kT_s)$. A partir dos controladores digitais utilizados produz-se o sinal de controle $v(kT_s)$ que é convertido para $v_{cmd}(t)$, por meio do Conversor Digital-Analógico (DAC - *Digital-to-Analog Converter*, em inglês). O DAC funciona como o bloco Gerador PWM, presente na figura 3.22. O sinal $v_{cmd}(t)$, por meio do circuito de chaveamento, controla a tensão sobre os terminais do eletroímã, $v(t)$.

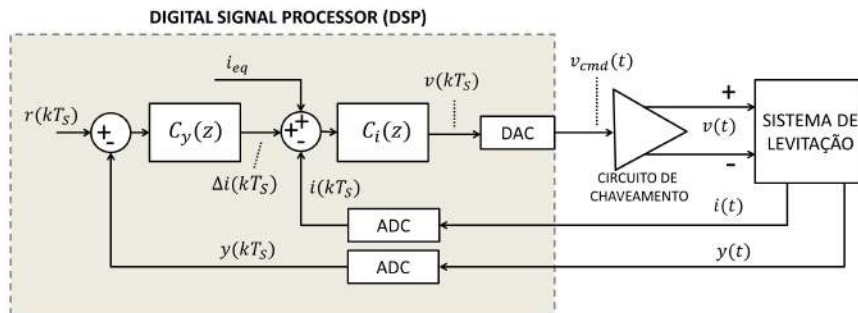


Figura 3.37: Sistema realimentado com controladores digitais

O grande desenvolvimento de microcontroladores e microprocessadores nas últimas décadas, contribuiu para que o Controle Digital se tornasse cada vez mais

comum atualmente [19]. Comparados aos Controladores analógicos, podem-se citar como vantagens dos Controladores Digitais a sua alta flexibilidade, podendo-se ajustar os parâmetros de controle com apenas algumas mudanças em seu algoritmo, e o desenvolvimento e aplicação de técnicas de controle mais complexas, como controladores não lineares ou adaptativos, cuja implementação analógica não poderia ser feita ou seria mais complicada que sua versão digital [19].

Neste trabalho os controladores digitais foram implementados como discretizações dos controladores contínuos apresentados, utilizando a Aproximação de Tustin para o controle de posição e a aproximação de *Backward* para o controle da malha de corrente. A aproximação de *Backward* foi a primeira escolha para o projeto do controlador de corrente, por causa de sua simplicidade, e foi mantida devido a consistência dos resultados obtidos ao utilizá-la. A aproximação de Tustin foi escolhida para o controlador de posição seguindo o que foi feito por CHIBA *et al.* [21], utilizando uma frequência de amostragem de 28,2 kHz.

Os controladores de posição e corrente podem então ser apresentados em sua forma discreta pelas equações (3.41) e (3.42), respectivamente, em que T_s é o período de amostragem utilizado, $E_y(z)$ é o erro de posição do sistema e $E_i(z)$ o erro entre a referência de corrente e a corrente lida nos eletroímãs.

$$C_y(z) = \frac{\Delta I(z)}{E_y(z)} = K_p + K_i \frac{T_s}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}} + \frac{2T_d(1 - z^{-1}) + (1/k_{sensor})T_s(1 + z^{-1})}{2T_f(1 - z^{-1}) + T_s(1 + z^{-1})} \quad (3.41)$$

$$C_i(z) = \frac{V(z)}{E_i(z)} = K_c + K_{ic} \frac{T_s}{1 - z^{-1}} \quad (3.42)$$

A implementação dos controladores discretos no DSP, descritos pelas equações (3.41) e (3.42), é feita por meio de suas representações na forma de equações a diferenças. A partir da equação (3.41), $\Delta i[k]$ - a saída do controlador de posição no instante k - pode ser escrita como:

$$\Delta i[k] = \Delta i_p[k] + \Delta i_d[k] + \Delta i_i[k] \quad (3.43)$$

Em que: $\Delta i_p[k]$, $\Delta i_d[k]$ e $\Delta i_i[k]$ são, respectivamente, as parcelas proporcional, derivativa e integral de $\Delta i[k]$, calculadas a partir do erro de posição ($e_y[k]$) da seguinte forma:

Parcela proporcional:

$$\Delta i_p[k] = K_p e_y[k] \quad (3.44)$$

Parcela derivativa:

$$\Delta i_d[k] = \frac{a_{lead}e_y[k] + b_{lead}e_y[k-1] + c_{lead}\Delta i_d[k-1]}{2k_{sensor}T_f + T_s} \quad (3.45)$$

sendo $a_{lead} = 2k_{sensor}T_d + T_s$, $b_{lead} = T_s - 2k_{sensor}T_d$ e $c_{lead} = k_{sensor}(2T_f - T_s)$.

Parcela integrativa:

$$\Delta i_i[k] = \begin{cases} 0,5K_iT_s(e_y[k] + e_y[k-1]) + \Delta i_i[k-1] & \text{se } |\Delta i[k] + i_{eq}| \leq LimIL \\ \Delta i_i[k-1] & \text{se } |\Delta i[k] + i_{eq}| > LimIL \end{cases} \quad (3.46)$$

Note, pela equação (3.46), que o valor de $\Delta i_i[k]$ não será atualizado caso o sinal de referência de corrente esteja saturado ($|\Delta i[k] + i_{eq}| > LimIL$). Isto é implementado de forma a gerar o efeito de *Anti-Reset Wind Up* proposto.

Seguindo o mesmo raciocínio empregado para o controle PID de posição, pode-se escrever a representação por equações a diferenças para o controle PI da malha de corrente (equações (3.47) e (3.48)), em que $v_i[k]$ é a parcela integrativa da saída do controlador PI no instante k :

$$v[k] = K_c e_i[k] + v_i[k] \quad (3.47)$$

$$v_i[k] = \begin{cases} K_{ic}T_s e_i[k] + v_i[k-1] & \text{se } |v[k]| \leq LimVL \\ v_i[k-1] & \text{se } |v_i[k]| > LimIL \end{cases} \quad (3.48)$$

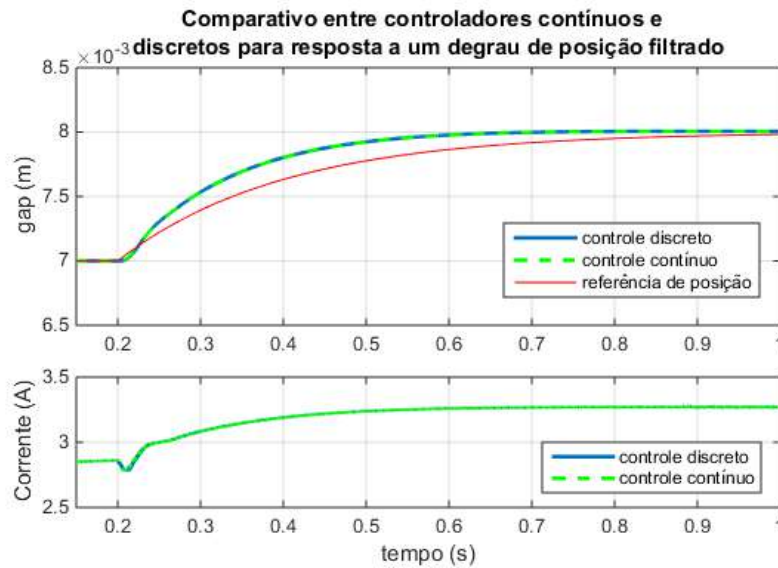


Figura 3.38: Comparativo entre controladores digitais e contínuos

Uma comparação entre a resposta do sistema utilizando controladores digitais e

seus equivalentes contínuos é exemplificada pela simulação da resposta do sistema a um degrau de posição filtrado, como indicado pela figura 3.38. Pode-se observar que a resposta discreta é similar a resposta obtida pelo sistema com controladores contínuos, o que está diretamente relacionado com a frequência de amostragem utilizada: quanto maior a frequência de amostragem adotada maior será a similaridade entre a resposta de controladores contínuos e suas aproximações discretas.

Também é interessante observar que ao se discretizar os controladores um atraso será introduzido na resposta do sistema, o que pode ser visto ao se ampliar a corrente que circula pelos eletroímãs na figura 3.38, como indicado na figura 3.39.

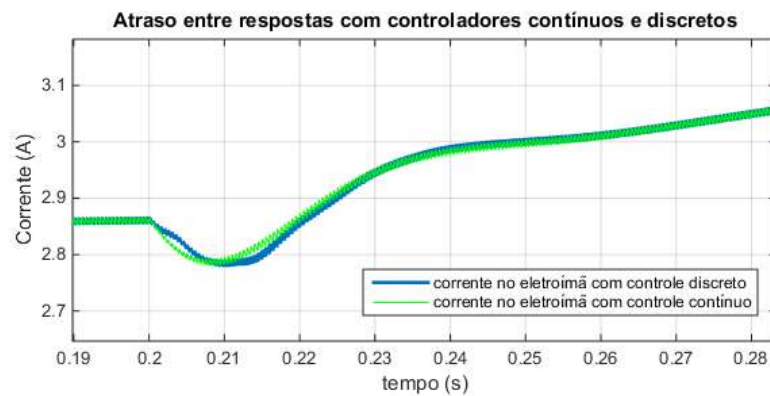


Figura 3.39: Atraso entre respostas com controladores contínuos e discretos

3.12 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as principais características do sistema de levitação projetado, bem como sua modelagem e projeto dos controladores utilizados, que serão usados como ponto de partida para os testes experimentais que serão apresentados. Algumas simulações foram realizadas para analisar a resposta do sistema a variações na referência e na presença de distúrbios.

A discretização dos controladores foi apresentada, comparando sua resposta com seu equivalente contínuo.

Capítulo 4

Sistema Experimental

4.1 Introdução

As principais partes do sistema experimental, e como se conectam entre si, podem ser vistas na figura 4.1.

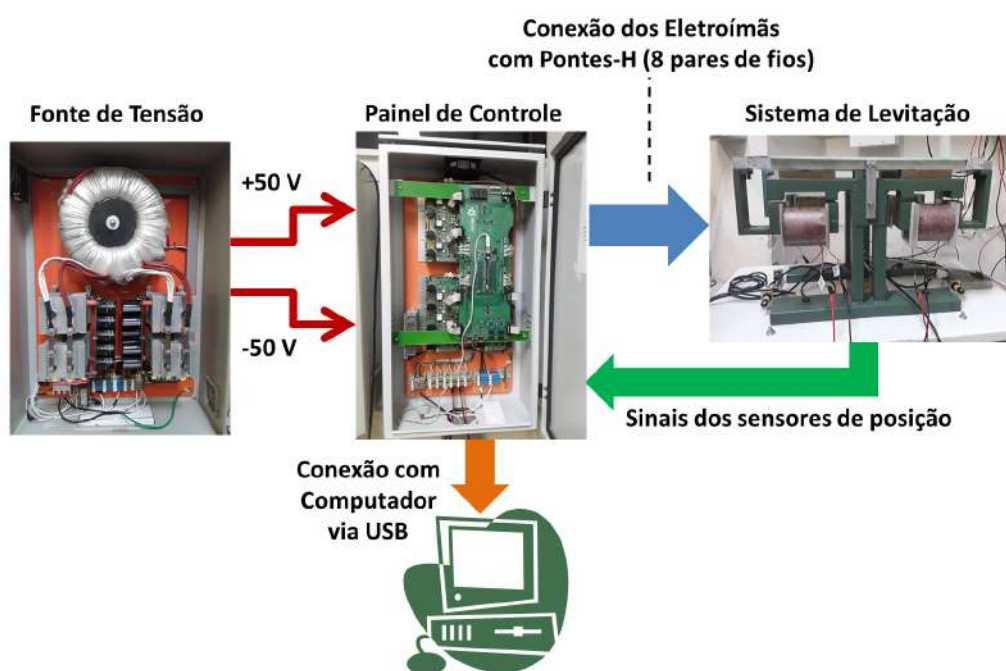


Figura 4.1: Sistema de controle da plataforma de levitação

A fonte de tensão indicada é responsável por fornecer aos eletroímãs da plataforma a corrente necessária, sendo esta controlada pelos circuitos de chaveamento do painel de controle. Neste trabalho, serão usadas quatro das seis pontes-H completas, disponíveis na unidade de controle, para chavear a corrente em cada um dos eletroímãs. As correntes e o *gap* em cada um dos circuitos magnéticos são medidos por sensores e enviados ao painel de controle, que são processados pelo algoritmo de controle presente no DSP, produzindo os sinais PWM responsáveis por controlar os

circuitos de chaveamento. O DSP utilizado, bem como os circuitos para proteção e *drivers* de controle dos circuitos de chaveamento são alimentados por uma fonte chaveada diferente da fonte responsável por alimentar os eletroímãs, mantendo assim uma separação entre a parte de controle e de potência.

Ainda que todo o controle do sistema seja feito de forma embarcada, a conexão feita via USB com um computador permite que tanto as grandezas de posição e corrente lidas pelos sensores quanto as variáveis de controle possam ser acompanhadas em tempo real e armazenadas para análises posteriores.

Nas próximas seções, serão dados mais detalhes sobre os sensores empregados e sua calibração, bem como os circuitos de condicionamento de sinais utilizados e a implementação do algoritmo de controle do sistema.

4.2 O Microprocessador utilizado

O controle do sistema foi implementado utilizando o *Experimenter Kit* TMS320F28335 da *Texas Instruments*, visto na figura 4.2. São algumas das características deste *DSP* [42]:

- Clock interno de até 150 MHz;
- 18 saídas digitais *PWM* (*Pulse Width Modulation*);
- 16 Conversores analógicos digitais com resolução de 12 bits, cada um;
- Funcionamento em ponto flutuante;

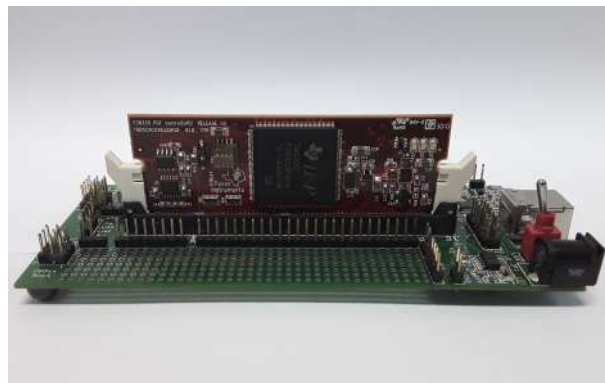


Figura 4.2: *Digital Signal Processor* utilizado

Com 12 bits de resolução, os valores de tensão que são lidos pelas entradas analógicas do DSP, podendo variar de 0 a 3 volts, são convertidos em valores, que podem ser processados pelo microprocessador, a partir da equação (4.1), em que V_{DSP} é o valor convertido pelo ADC e V_{ADC} o valor de tensão, em volts, enviados ao DSP.

$$V_{DSP} = 4095 \frac{V_{ADC}}{3} \quad (4.1)$$

4.3 Os sensores de posição

Dentre os sensores de posição utilizados em sistemas de levitação eletromagnética, podemos citar os sensores capacitivos, indutivos, de correntes parasitas, de efeito Hall, sensores óticos e ultrassônicos [43]. A escolha do sensor a ser utilizado deve ser feita de forma cuidadosa, de forma a não interferir no desempenho do sistema de levitação [19].

Apesar de sensores ultrassônicos apresentarem uma resolução inferior a dos outros tipos de sensores, o que de certa forma pode limitar suas aplicações, a escolha do sensor utilizado foi baseada em suas características de linearidade, não sofrer interferências eletromagnéticas, além de já ter sido utilizado na construção de outros sistemas de levitação no Laboratório de Aplicação de Supercondutores [13–15].

O sistema de controle utiliza quatro sensores de posição para medir o entreferro de cada um dos circuitos magnéticos. Neste projeto, foram usados quatro sensores ultrassônicos do modelo S18UUAR da BANNER. A figura 4.3 mostra o sensor utilizado.



Figura 4.3: Sensor de Posição Ultrassônico S18UUAR

O sensor deve ser alimentado com uma tensão que pode variar entre 10 e 30 V, apresentando uma saída cujo nível de tensão varia linearmente com a distância medida, entre 0 e 10 V. Sua faixa de medição vai de 3 cm a 30 cm, sendo posicionado de forma adequada para que a faixa de valores medidos pertença a este intervalo, com um tempo de resposta de 2,5 ms.

O circuito de condicionamento de sinais usado para cada sensor de posição é mostrado na figura 4.4.

O *Bloco B* do circuito é parte integrante da unidade de controle usada neste projeto, não podendo ser modificado, podendo receber em sua entrada níveis de tensão que variam entre +10 V e - 10 V, para que sua tensão de saída esteja entre 0 e 3V, como exigido pelas entradas analógicas do DSP. O *Bloco A* foi projetado para ajustar o valor de tensão do sensor ultrassônico para ocupar a faixa de valores

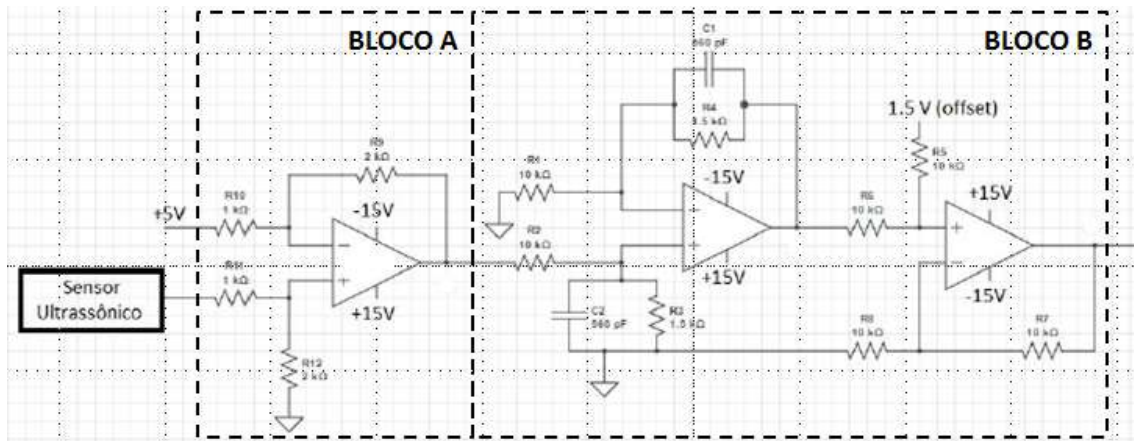
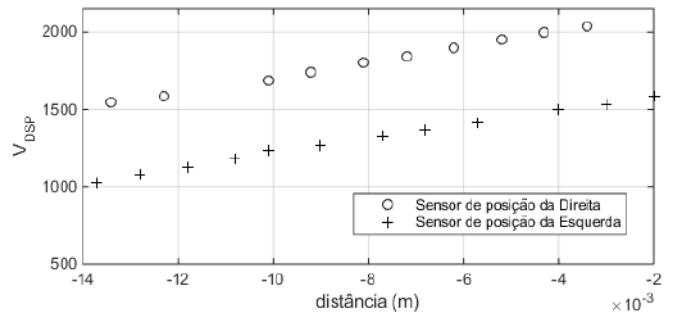


Figura 4.4: Circuito de Condicionamento de Sinais

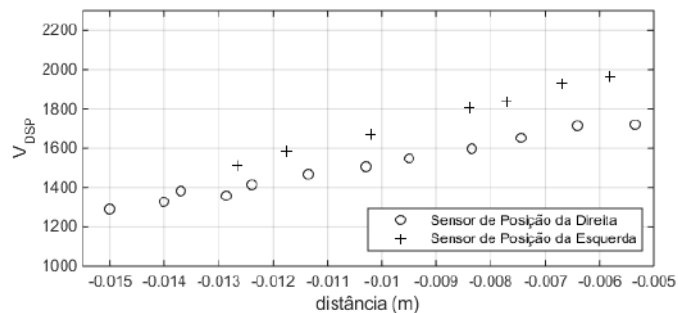
permitidos a entrada do *Bloco B*. Durante os testes experimentais com a plataforma completa, o circuito montado do Bloco A precisou ser substituído e foi trocado por um circuito mais simples, um *Buffer* não inversor.

A calibração dos sensores de posição foi feita observando a variação dos valores lidos pelo DSP ao se variar a distância do entreferro nos circuitos magnéticos.

A figura abaixo apresenta as curvas obtidas para os sensores de posição de SM_1 e SM_2 .



(a)



(b)

Figura 4.5: Calibração de sensores ultrassônicos utilizados: (a) Sensores de SM_1
(b) Sensores de SM_2

Tabela 4.1: Ganhos da calibração dos sensores de posição usados

	Sensor	G_p (m^{-1})	O_p
SM_1	S_{P1}	50405,18	2208
	S_{P2}	46714,93	1682
SM_2	S_{P3}	48610,00	2014
	S_{P4}	56103,00	2256

Os valores obtidos então foram aproximados pela função *polyfit* do MATLAB para um polinômio de primeiro grau, com a seguinte expressão:

$$V_{DSP} = G_p gap + O_p \quad (4.2)$$

em que, V_{DSP} é o valor obtido a partir do DSP, gap é a distância do entreferro medido, em metros, G_p e O_p são o coeficiente angular e linear da reta, respectivamente. Os valores de G_p e O_p para cada sensor são indicados na Tabela 4.1.

Os valores de G_p representam os ganhos dos sensores que serão usados na malha de controle do sistema, podendo ser ajustados via *software* para estarem de acordo com os valores de ganhos usados no projeto dos controladores. Mais informações sobre o sensor de posição utilizado podem ser encontradas no Anexo IV.

4.4 Os sensores de corrente

A corrente que circula por cada eletroímã é medida por um sensor de corrente do tipo HXS 20-NP/SP30 fabricados pela empresa LEM. São sensores de efeito hall, capazes de medir correntes com valor *rms* nominal de até 20 A em seu primário. Estes sensores já estão inclusos na unidade de controle, desenvolvida pela UFRJ em parceria com a empresa Recriar [40].

Nesta dissertação foram usados quatro dos doze sensores de corrente presentes na unidade de controle. O sinal de saída de cada sensor passa por um circuito de condicionamento de sinais, cuja saída é conectada a uma das entradas analógicas do *DSP*, estando disponíveis para serem utilizados pelo sistema de controle. O circuito de condicionamento de sinais do sensor de corrente é encontrado no Anexo II e mais informações sobre o sensor de corrente usado podem ser encontradas no Anexo III.

4.5 Implementação do Algoritmo de Controle

Escrito em linguagem C, o algoritmo de controle foi implementado no DSP utilizando o Code Composer da *Texas Instruments*, sendo possível através deste observar a variação nas variáveis de controle em tempo real.

O algoritmo de controle pode ser dividido em duas partes: Inicialização e Execução, que serão descritas nas próximas seções.

4.5.1 Inicialização

O processo de inicialização segue as seguintes etapas: Inicialização de Variáveis e Configuração de Periféricos.

Na *Inicialização das Variáveis* são carregadas as variáveis do sistema com seus valores iniciais. Na *Configuração de Periféricos* são configurados os temporizadores, interrupções do sistema, entradas e saídas digitais, além da configuração dos sinais PWM utilizados.

4.5.2 Execução

A parte de Execução do algoritmo de controle é implementada dentro de uma interrupção do sistema, de forma a manter a periodicidade necessária para o sistema de controle digital. A interrupção é chamada a cada $35,5 \mu s$, levando um pouco mais da metade deste tempo para executar todo o algoritmo.

O algoritmo de controle dentro da interrupção pode ser descrito a partir das seguintes etapas:

- **ETAPA 1 - Aquisição de Dados:** Os níveis de tensão dos sensores de corrente e de posição são lidos pelas entradas analógicas do *DSP*;
- **ETAPA 2 - Filtragem dos sinais de posição:** Para eliminar parte do ruído presente nos sensores de posição, foi utilizado um filtro de média móvel com janela fixa. Um filtro de média móvel é um filtro passa-baixas extremamente simples, que pode ser descrita pela equação (4.3), em que $x[k]$ representa a amostra do sinal a ser filtrado no instante atual, $x_{filter}[k]$ é o sinal filtrado e M é o tamanho da janela do filtro média móvel. Assim, a resposta de um filtro de média móvel no instante k é a média aritmética da amostra no instante k do sinal original com as $M - 1$ amostras anteriores [44].

$$x_{filter}[k] = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x[k-i] \quad (4.3)$$

Neste trabalho será usado uma versão recursiva do filtro média móvel dada por [44]:

$$x_{filter}[k] = x_{filter}[k-1] + \frac{x[k] - x[k-M]}{M} \quad (4.4)$$

Foi escolhido neste trabalho utilizar uma janela de 16 pontos ($M = 16$) para o filtro média móvel.

Antes de proceder para as próximas etapas, é calculado o erro associado aos sensores de posição e corrente, devido a pequenas variações na tensão fornecida pelos sensores.

- **ETAPA 3 - Cálculo do erro de posição:** Nesta etapa o erro de posição para cada circuito magnético é calculado a partir das leituras dos sensores de posição e das referências definidas internamente.
- **ETAPA 4 - Cálculo do sinal de controle de posição:** Nesta etapa é calculada o sinal de controle de corrente, que consiste na soma da corrente de equilíbrio (i_{eq}) com uma corrente incremental, obtida a partir do controlador PID, necessária para manter a levitação do circuito magnético. Nesta etapa também se aplica o algoritmo de *Anti-Reset Wind Up* para evitar que a parcela integrativa cresça indefinidamente em caso de saturação.
- **ETAPA 5 - Controle de corrente:** Nesta etapa se calcula o sinal de controle de corrente a partir do controlador PI, usando o erro obtido pela subtração dos sinais de controle da **ETAPA 4** e as correntes lidas dos sensores de corrente. O sinal de controle aqui representa a tensão média que deve ser imposta aos eletroímãs, para alcançar o sinal de corrente de referência. Aqui também se aplica o algoritmo de *Anti-Reset Wind Up* à parcela integrativa, para evitar que esta continue aumentando se houver saturação.
- **ETAPA 6 - Atualização dos sinais PWM:** São atualizados a largura de pulso dos sinais PWM de controle, em função do valor de tensão fornecida pela saída da malha de corrente, alterando assim a tensão média sobre cada eletroímã;

4.6 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentadas as principais partes que compõem o sistema de levitação, incluindo o DSP utilizado, sensores de corrente e posição, circuitos de condicionamento de sinais e as etapas de implementação do algoritmo de controle. No próximo capítulo serão apresentados os testes realizados com o sistema de levitação.

Capítulo 5

Testes Experimentais

5.1 Introdução

Através das informações do sistema apresentadas na Tabela 3.1 e, considerando $y_{eq} = -7$ mm, as funções de transferência para os quatro circuitos magnéticos podem ser calculadas, utilizando a equação (3.7), sendo apresentadas pelas equações (5.1), (5.2), (5.3) e (5.4):

$$H_{D1} = \frac{101,50}{19,80s^2 - 5,544 \times 10^4} \quad (5.1)$$

$$H_{E1} = \frac{93,66}{19,8s^2 - 5,544 \times 10^4} \quad (5.2)$$

$$H_{D2} = \frac{124,36}{18,25s^2 - 5,110 \times 10^4} \quad (5.3)$$

$$H_{E2} = \frac{130,50}{18,25s^2 - 5,110 \times 10^4} \quad (5.4)$$

em que, H_{D1} e H_{E1} são as funções de transferência para os circuitos magnéticos da direita e da esquerda, respectivamente, para o Sistema de Sustentação SM_1 . H_{D2} e H_{E2} são as funções de transferência para os circuitos magnéticos da direita e da esquerda, respectivamente, para o Sistema de Sustentação SM_2 .

As constantes para o controlador PD para os quatro circuitos magnéticos foram calculados usando como parâmetros $\omega_n = 50$ rad/s e $\zeta = 0,8$ e seguiu os passos apresentados no capítulo 3. Os resultados são apresentados na Tabela 5.1.

Note que o ganho do sensor (k_{sensor}) para H_{E2} é diferente do valor indicado para o seu sensor de posição na Tabela 4.1. Esta diferença foi compensada no algoritmo de controle implementado no DSP.

Estes valores serviram como base para os valores iniciais testados para os controladores do sistema de levitação. Contudo, observou-se que, ao utilizar exatamente

Tabela 5.1: Controladores projetados para circuitos magnéticos

	K_p (A)	T_d (s)	T_f (s)	k_{sensor} (m^{-1})
H_{D1}	0,0205	$3,1 \times 10^{-4}$	$3,1 \times 10^{-8}$	50405
H_{E1}	0,0240	$3,6 \times 10^{-4}$	$3,6 \times 10^{-8}$	46714
H_{D2}	0,0160	$2,4 \times 10^{-4}$	$2,4 \times 10^{-8}$	48610
H_{E2}	0,0131	$2,0 \times 10^{-4}$	$2,0 \times 10^{-8}$	56770

os valores dos controladores da Tabela 5.1 o sistema apresentava um forte comportamento oscilatório em regime permanente, e por vezes se tornava instável. Desta forma, os valores foram reajustados visando melhorar a resposta do sistema.

A Tabela 5.2 contém os valores dos controladores ajustados experimentalmente e que foram usados nos ensaios apresentados nas próximas seções.

Tabela 5.2: Controladores ajustados experimentalmente para circuitos magnéticos

	K_p (A)	T_d (s)	T_f (s)	k_{sensor} (m^{-1})
H_{D1}	0,0190	$3,1 \times 10^{-4}$	$6,2 \times 10^{-4}$	50405
H_{E1}	0,0190	$3,6 \times 10^{-4}$	$7,2 \times 10^{-4}$	46714
H_{D2}	0,0100	$2,4 \times 10^{-4}$	$4,8 \times 10^{-4}$	48610
H_{E2}	0,0100	$2,0 \times 10^{-4}$	$3,9 \times 10^{-4}$	56770

Experimentalmente foi adotado um baixo ganho integrativo ($K_i = 0.001$ A/s), apenas para que se fosse conduzido para zero o erro em regime permanente do sistema.

Vale também destacar aqui o valor dos controladores para a malha de corrente de SM_1 e SM_2 , para uma resposta em regime permanente de aproximadamente 25,5 ms, a partir dos desenvolvimentos feitos no capítulo 3, usando os valores de resistências e indutâncias da Tabela 3.1. Os valores dos ganhos do controlador PI da malha de corrente estão indicados na Tabela 5.3.

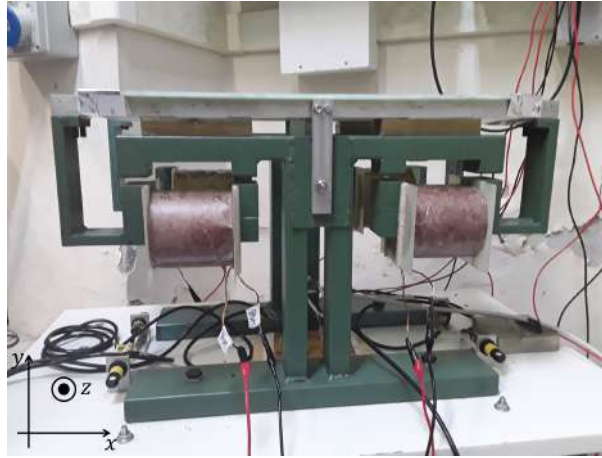
Tabela 5.3: Ganhos do Controlador PI para cada um dos Sistemas de Sustentação

	K_c (Ω)	K_{ic} (Ω/s)
SM_1	37,65	313,73
SM_2	62,85	628,50

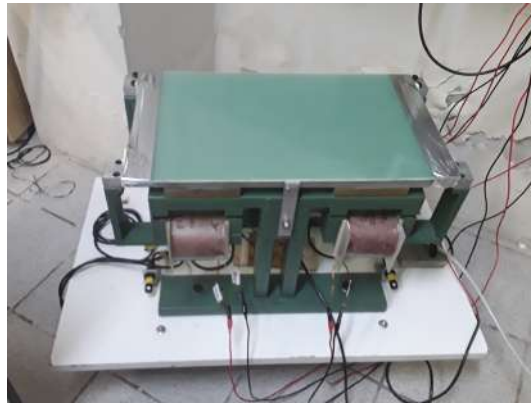
Os ensaios apresentados seguiram a seguinte metodologia: Com o objetivo de se observar a dinâmica de cada circuito magnético, estes foram testados separadamente ainda com os Sistemas de Sustentação desacoplados. Depois foram realizados testes com ambos os Sistemas de Sustentação desacoplados e por último os Sistemas de Sustentação foram acoplados e a plataforma foi testada com os quatro circuitos magnéticos operando ao mesmo tempo.

A figura 5.1 apresenta as vistas frontal e superior da plataforma de levitação.

É importante observar que o deslocamento no eixo z da plataforma foi limitado, utilizando nos testes presilhas acopladas ao centro de cada Sistema de Sustentação.



(a)



(b)

Figura 5.1: Plataforma de Levitação: (a) Vista Frontal (b) Vista Superior

5.2 Testes com a plataforma

Nesta seção, serão apresentados os testes realizados com os circuitos magnéticos. Foram realizados testes aplicando impulsos de força ao sistema, observando o comportamento do sistema na presença de uma sobrecarga e sua resposta a uma referência na forma de degrau. A princípio serão apresentados os testes para os Sistemas de Sustentação desacoplados. Posteriormente serão apresentados testes com a plataforma completa.

Os testes com resposta ao impulso foram realizados utilizando um martelo e aplicando golpes em pontos específicos dos suportes magnéticos.

Os testes com sobrecarga foram realizados observando a resposta do sistema ao ser adicionada uma carga extra ao sistema, representando uma força de distúrbio constante.

5.2.1 Testes com SM_1

Seguem nesta seção os testes realizados com o Sistema de Sustentação SM_1 :

Resposta ao Impulso

A figura 5.2 apresentam as respostas de SM_1 a um distúrbio impulsivo quando os circuitos magnéticos são acionados separadamente. Um impulso de força foi aplicado ao circuito da direita em aproximadamente 0,24 s e no circuito da esquerda em aproximadamente 0,47 s.

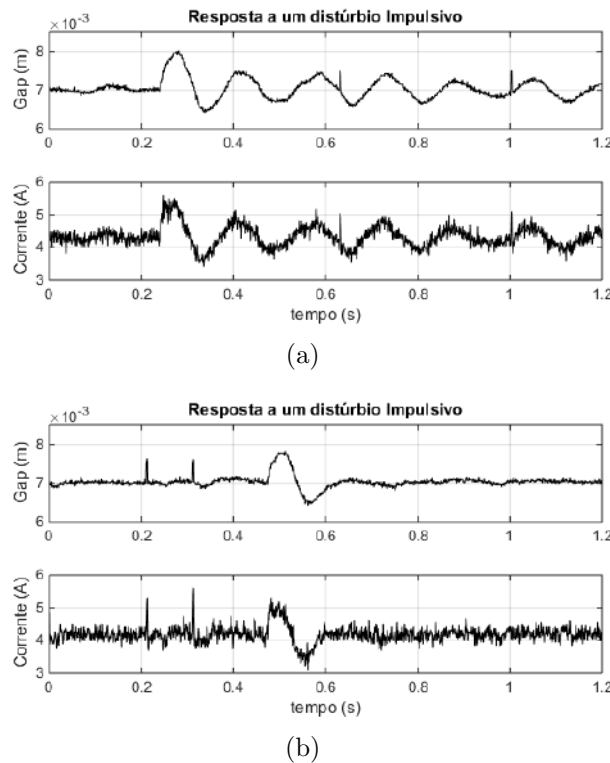
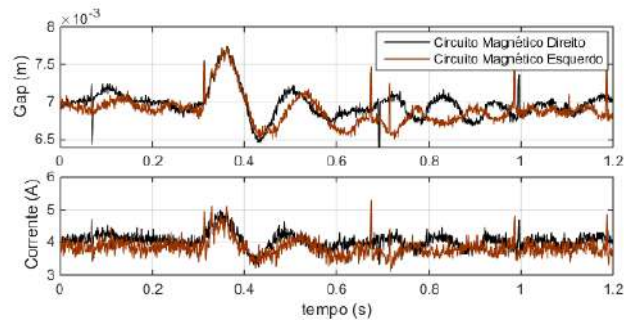


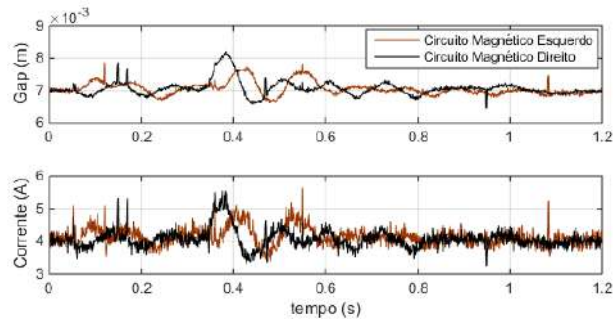
Figura 5.2: Resposta a um distúrbio impulsivo: (a) Circuito Magnético da Direita
(b) Circuito Magnético da Esquerda

A figura 5.3 apresentam as respostas de SM_1 a distúrbios impulsivos quando os circuitos magnéticos são acionados ao mesmo tempo. Três ensaios foram realizados aplicando-se impulsos no centro, na extremidade direita e na extremidade esquerda, em 0,3 s, 0,35 s e 0,66 s, respectivamente.

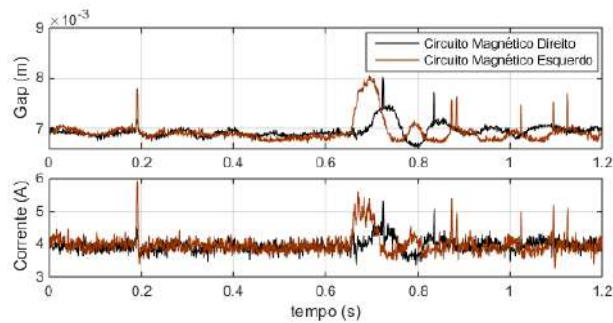
É possível notar que por mais que um impulso de força afete a posição do sistema de levitação, isso se dá em caráter transitório, com o sistema voltando após alguns instantes para sua posição de equilíbrio. O circuito magnético da direita apresentou uma resposta mais oscilatória que o circuito da esquerda, quando acionados separadamente, fato este que não foi tão evidente quando acionados ao mesmo tempo. Também pode-se dizer que a resposta de ambos os circuitos a uma perturbação no centro do suporte é praticamente a mesma, enquanto que ao se aplicar o distúrbio



(a)



(b)



(c)

Figura 5.3: Resposta a um distúrbio impulsivo para SM_1 : (a) Resposta ao Impulso no Centro (b) Resposta ao Impulso no Direita (c) Resposta ao Impulso na Esquerda

à direita, a resposta do circuito da direita apresenta um sobressinal maior que o circuito da esquerda, acontecendo o oposto quando se aplica o distúrbio à esquerda, como já se poderia esperar.

Resposta ao Degrau

A resposta a um degrau de referência nos circuitos magnéticos acionados separadamente é apresentada nas figuras 5.4 e 5.5 para o circuito da direita e da esquerda, respectivamente.

Observa-se que ambos os circuitos conseguem seguir a referência degrau imposta, com o circuito magnético da direita apresentando uma resposta mais rápida que o

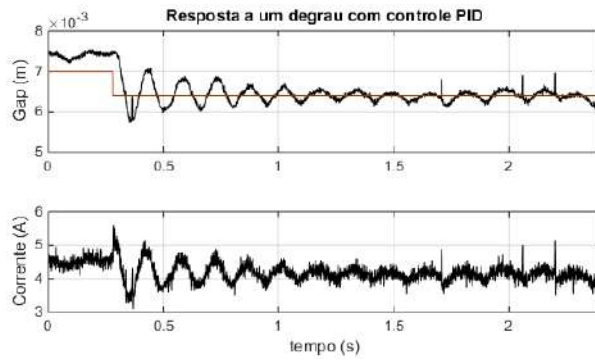
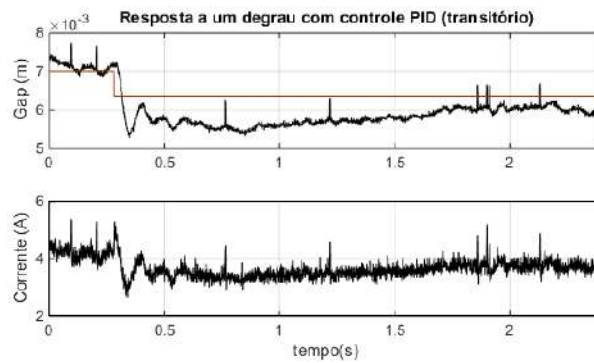
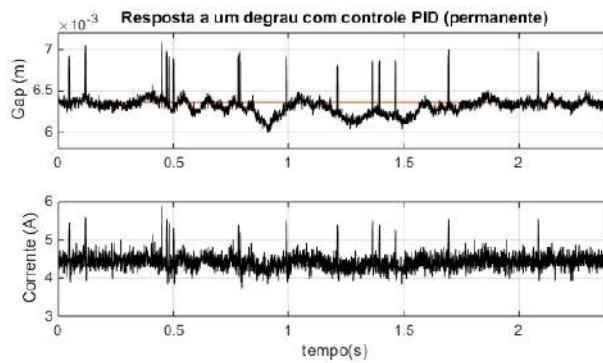


Figura 5.4: Resposta a uma referência degrau no lado direito



(a)



(b)

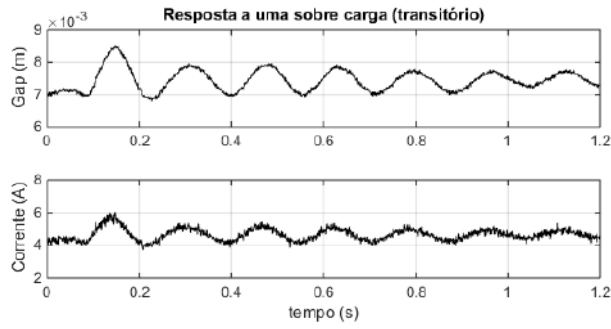
Figura 5.5: Resposta a uma referência degrau no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente

circuito da esquerda, ainda que mais oscilatória.

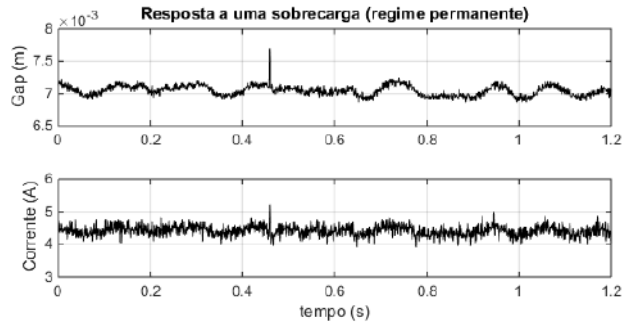
Resposta a uma sobrecarga

Foi usada para estes ensaios uma carga de teste de massa $1,044 \text{ kg}$. As figuras 5.6 e 5.7 apresentam a resposta dos circuitos magnético acionados separadamente, tanto em regime transitório quanto permanente, ao ser solta a carga de teste sobre cada um dos circuitos magnéticos.

Percebe-se que por mais que a inserção da carga extra produza um sobressinal no

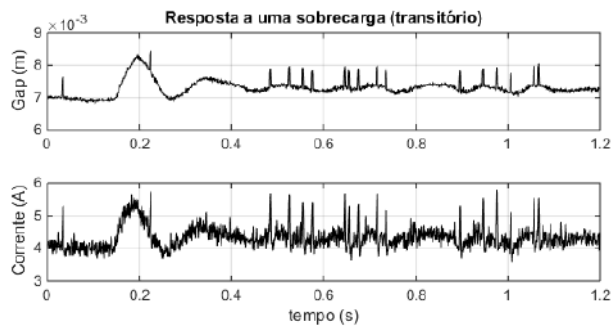


(a)

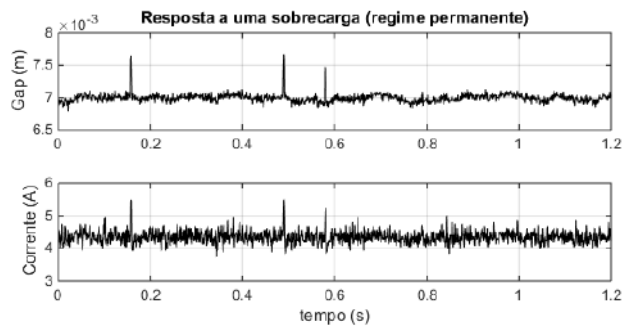


(b)

Figura 5.6: Resposta a uma sobrecarga no lado direito: (a) Transitório (b) Regime permanente



(a)

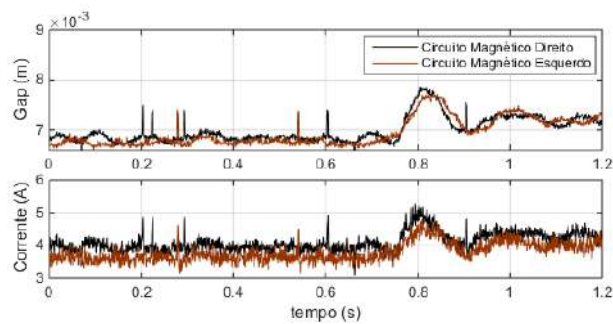


(b)

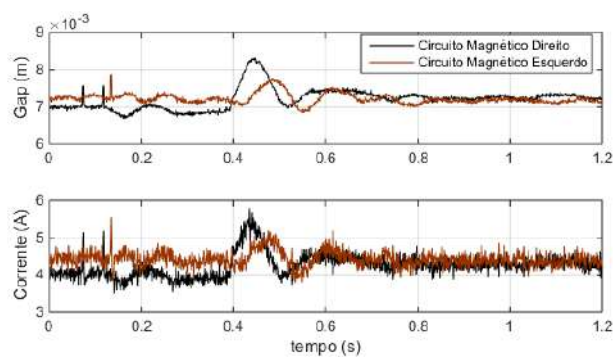
Figura 5.7: Resposta a uma sobrecarga no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente

gap dos circuitos magnéticos, em regime permanente se nota que o sistema retorna para sua posição de equilíbrio após alguns instantes, como uma corrente mais elevada que a corrente sem a presença da sobrecarga, o que já era de se esperar.

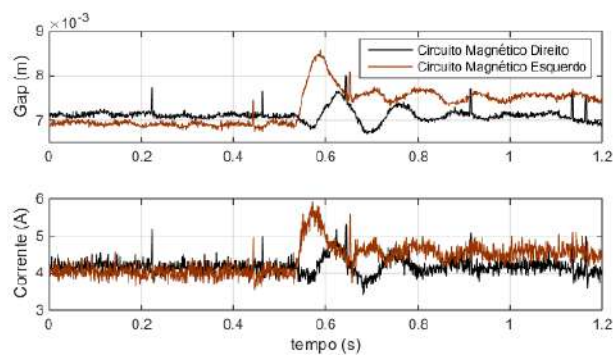
Resultados similares foram observados ao se realizar os testes com ambos os circuitos magnéticos sendo operados juntos (figura 5.8). Assim como no caso de resposta ao impulso, percebe-se que as respostas de ambos os circuitos são similares quando a carga é adicionada no centro do SM_1 . Quando a carga é solta a 20 cm de distância do centro, nota-se que o sobressinal no circuito da direita é superior ao sobressinal no circuito da esquerda, quando a carga é inserida à direita, sendo o oposto também verdadeiro.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.8: Resposta de SM_1 a uma sobrecarga: (a) sobrecarga no centro (b) sobrecarga a direita a 20 cm do centro (c) sobrecarga a esquerda a 20 cm do centro

5.2.2 Testes com SM_2

Seguem nesta seção os testes realizados com o Sistema de Sustentação SM_2 :

Resposta ao Impulso

A figura 5.9 apresenta as respostas individuais dos circuitos magnéticos da direita e da esquerda, ao serem submetidos a impulsos de força em 0,80 s e 0,47 s, respectivamente. A figura 5.10 representa a resposta de SM_2 para um impulso de força no centro, à direita e à esquerda em aproximadamente 0,2 s, 0,42 s e 0,48 s, respectivamente.

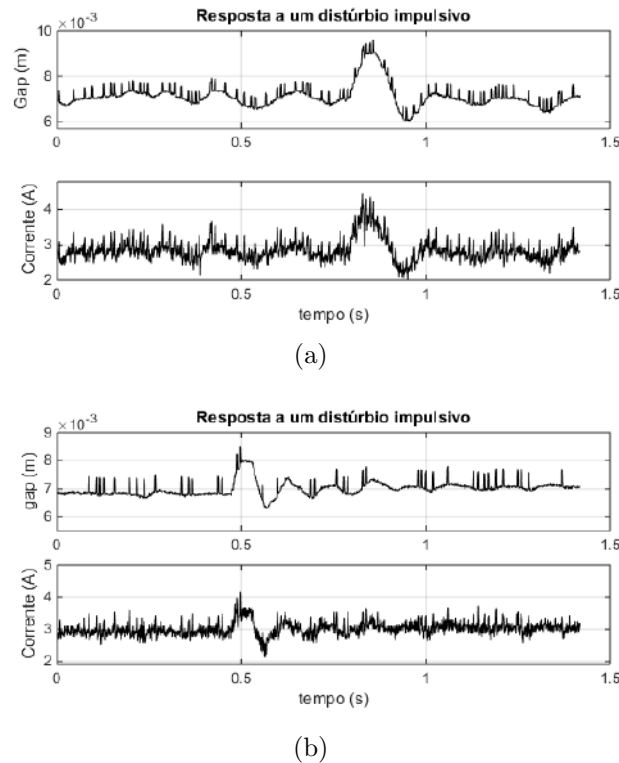
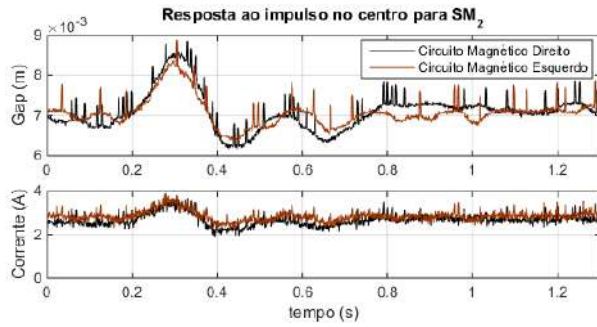
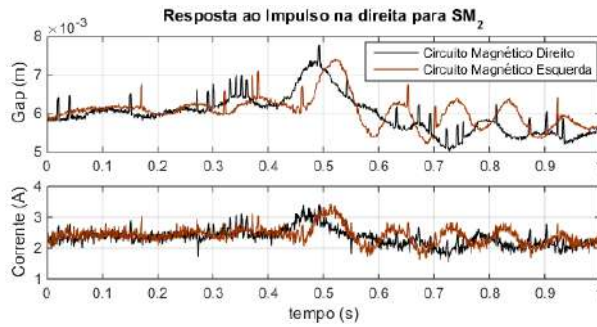


Figura 5.9: Resposta a um distúrbio impulsivo: (a) Circuito Magnético da Direita
(b) Circuito Magnético da Esquerda

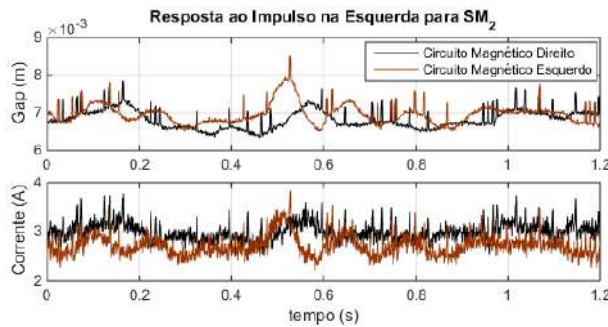
Nota-se que, assim como no caso de SM_1 , SM_2 tem o *gap* de seus circuitos magnéticos variando em função do impulso de força, durante o transitório, convergindo para a posição de equilíbrio em regime permanente. Isto foi observado tanto nos testes com os circuitos sendo acionados separadamente (figura 5.9), quanto nos testes com ambos trabalhando juntos (figura 5.10). O único teste que apresentou uma resposta mais oscilatória foi o observado quando o impulso de força foi aplicado à direita, cujos resultados são apresentados na figura 5.10(b).



(a)



(b)



(c)

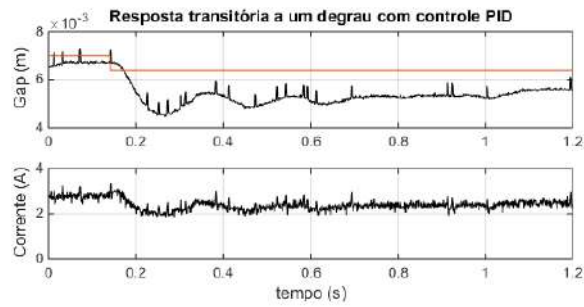
Figura 5.10: Resposta a um distúrbio impulsivo para SM_2 : (a) Resposta ao Impulso no Centro (b) Resposta ao Impulso no Direita (c) Resposta ao Impulso na Esquerda

Resposta ao Degrau

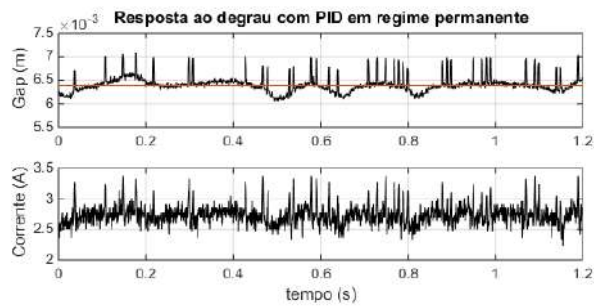
As figuras 5.11 e 5.12 apresentam as respostas a um degrau na posição para os circuitos da direita e da esquerda, respectivamente, acionados separadamente, tanto em regime transitório, quanto permanente. O sistema apresenta um sobressinal logo após a aplicação do degrau de referência, aproximando-se em regime permanente do valor de posição indicado pela referência.

Resposta a uma sobrecarga

A mesma carga de teste usada para os ensaios em regime permanente também foi utilizada para os testes com SM_2 . As figuras 5.13 e 5.14 apresentam os resultados

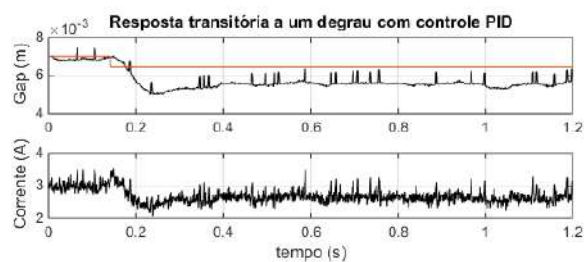


(a)

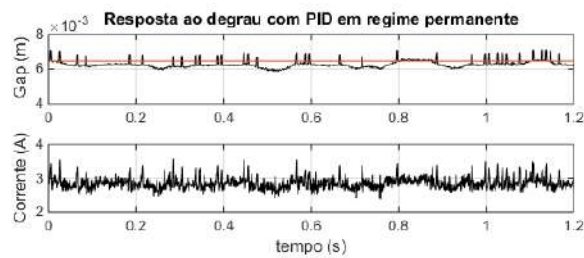


(b)

Figura 5.11: Resposta a uma referência degrau no lado direito: (a) Transitório (b) Regime permanente



(a)

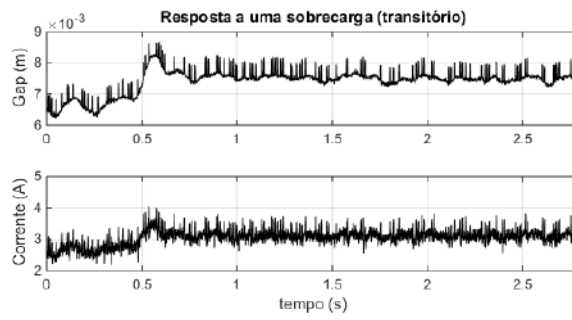


(b)

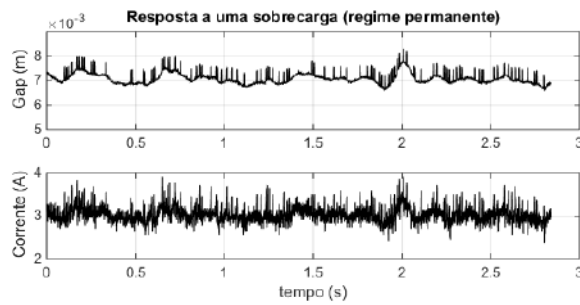
Figura 5.12: Resposta a uma referência degrau no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente

obtidos com os circuitos magnéticos separadamente, ao se inserir uma sobrecarga sobre cada circuito magnético. A resposta transitória dessas figuras mostra que a inserção da carga extra, produz um sobressinal no *gap* de cada circuito, mas em

regime permanente percebe-se que volta a estar em torno da posição de equilíbrio.

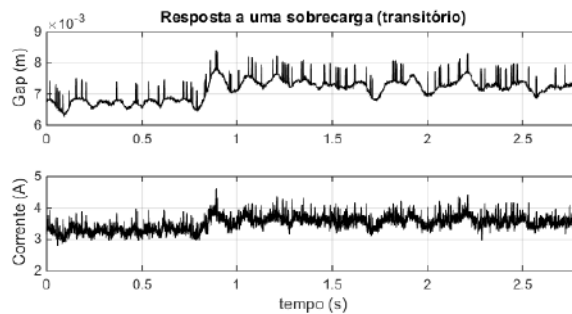


(a)

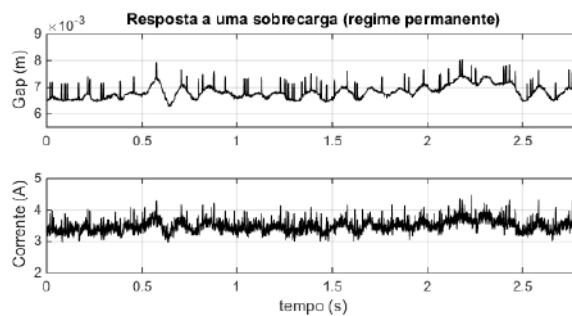


(b)

Figura 5.13: Resposta a uma sobrecarga no lado direito: (a) Transitório (b) Regime permanente



(a)



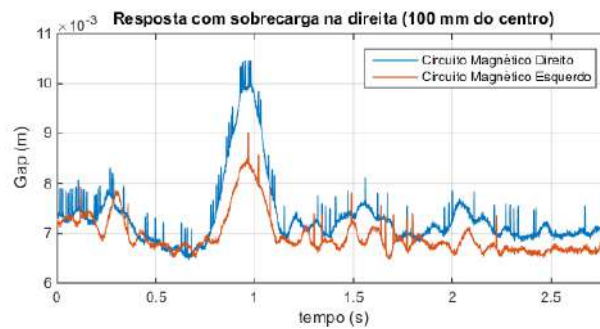
(b)

Figura 5.14: Resposta a uma sobrecarga no lado esquerdo: (a) Transitório (b) Regime permanente

A figura 5.15 apresenta a resposta de SM_2 , com os dois circuitos magnéticos operando juntos, para uma carga inserida no centro, à direita a 10 cm do centro, e à esquerda a 10 cm do centro. Pode se notar que, por mais que o gap de SM_2 tenda a convergir para a distância que mantinha antes da inserção da carga de teste, sua resposta é mais sensível a este tipo de perturbação, apresentando uma maior vibração em sua resposta que a observada com SM_1 .



(a)



(b)



(c)

Figura 5.15: Resposta de SM_2 a uma sobrecarga: (a) sobrecarga no centro (b) sobrecarga a direita a 10 cm do centro (c) sobrecarga a esquerda a 10 cm do centro

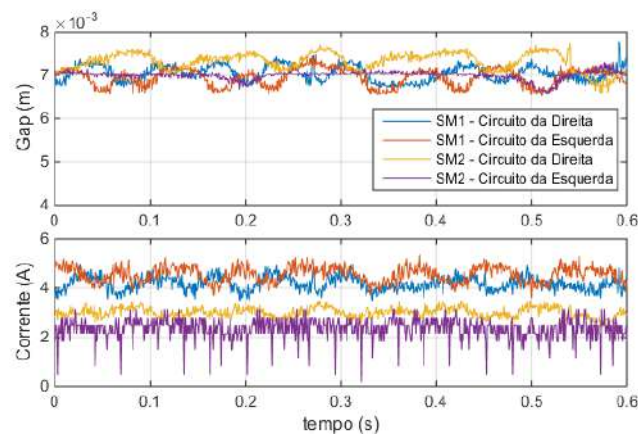
5.2.3 Testes com plataforma completa

Após realizar os testes com o sistema desacoplado, foram unidos SM_1 e SM_2 através de uma base rígida de G10, um material resistente e leve, não conferindo uma grande sobrecarga ao sistema de levitação.

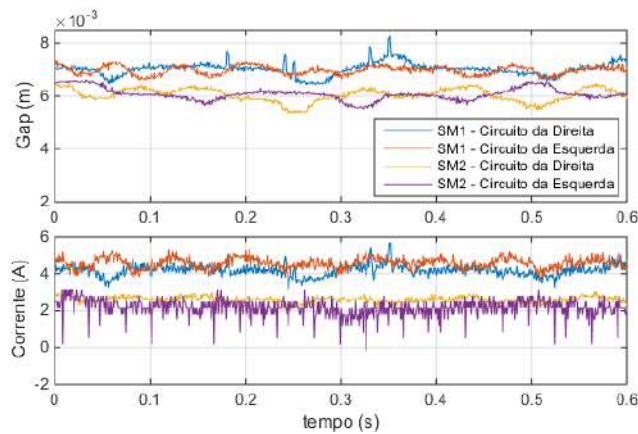
Como visto nos ensaios com SM_1 , o circuito magnético da direita apresenta uma resposta mais oscilatória do que os demais, quando submetido a algum tipo de

perturbação ou degrau de referência. Para tornar sua resposta mais amortecida, os valores de T_d e T_f de sua parcela derivativa foram aumentados para $T_d = 3,6 \times 10^{-4}$ s e $T_f = 7,1 \times 10^{-4}$ s, para os testes com a plataforma completa.

Dois testes realizados com a plataforma completa são apresentados na figura 5.16. Na figura 5.16(a) tem-se a plataforma sendo levitada sem adição de cargas extras, enquanto a figura 5.16(b), apresenta os resultados para a adição de uma carga de $1,044$ kg, mostrando que o sistema consegue se manter estável, acoplando os seus suportes de sustentação e controlando os 4 circuitos magnéticos ao mesmo tempo.



(a)



(b)

Figura 5.16: Resposta com plataforma completa: (a) Sem sobrecarga (b) Com sobrecarga de massa $1,044$ kg

Considerando a sobrecarga inserida, pode-se dizer que o sistema de levitação foi capaz de sustentar uma carga de aproximadamente 40 kg, incluindo a massa da própria plataforma. A figura 5.17 apresenta a plataforma levitando. Contudo, a plataforma de levitação instabilizava ao se utilizar sobrecargas mais elevadas nos testes realizados até o momento. As causas para esta limitação relacionada a sobrecarga imposta ao sistema, bem como as melhorias necessárias para tornar a plataforma



Figura 5.17: Plataforma de levitação em funcionamento

mais robusta a este tipo de perturbação, seguem como sugestões para possíveis trabalhos futuros.

5.3 Conclusão do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos com a plataforma de levitação. Partindo dos valores projetados, como apresentados no capítulo 3, os controladores foram ajustados experimentalmente e diferentes testes foram realizados com os circuitos magnéticos. Finalmente, foram apresentados resultados com a plataforma funcionando de forma completa, para uma referência constante e na presença de uma sobrecarga.

A partir do modelo simplificado adotado, considerando separadamente cada circuito magnético sem levar em conta a sua interação com os demais circuitos magnéticos, foi possível obter resultados iniciais satisfatórios, para pequenas sobrecargas. Testes com cargas mais elevadas não apresentaram bons resultados, cujas causas e possíveis melhorias no sistema são propostas como tema para trabalhos futuros.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusão

No primeiro capítulo deste trabalho, foram apresentadas as motivações para o desenvolvimento de sistemas de levitação eletromagnética, especialmente quando se trata de aplicações em transporte de passageiros, mostrando as principais vantagens frente aos modais convencionais. Apresentou-se a metodologia para o desenvolvimento desta dissertação, bem como trabalhos anteriores já desenvolvidos na UFRJ sobre levitação eletromagnética, além de uma breve revisão bibliográfica, citando as principais referências adotadas neste trabalho.

No segundo capítulo, foi feito um breve histórico sobre o desenvolvimento das aplicações em levitação ao longo do tempo, incluindo uma apresentação das principais técnicas de levitação pesquisadas atualmente.

No capítulo 3, o sistema desenvolvido foi analisado, apresentando suas principais características e parâmetros físicos, sendo modelado o sistema e também projetados os controladores de corrente e posição necessários. Simulações foram feitas para embasar os resultados obtidos teoricamente.

No capítulo 4, o sistema experimental foi apresentado descrevendo suas principais partes, incluindo uma descrição das etapas de funcionamento do algoritmo de controle utilizado.

No quinto capítulo, apresentaram-se os resultados experimentais obtidos, até o presente momento, com o sistema de levitação. Foi possível demonstrar que por mais que a modelagem isolada de cada circuito magnético seja uma simplificação do modelo real, já que ela não descreve as interações entre os circuitos magnéticos, ainda assim é possível apresentar resultados satisfatórios com o sistema de levitação, para pequenas sobrecargas.

Para testes com cargas mais elevadas, contudo, não foram obtidos bons resultados, pois o sistema se tornava instável. Como trabalhos futuros deseja-se estudar os

motivos para os problemas causados quando se aumenta a sobrecarga no sistema, bem como a implementação de melhorias para torná-lo mais robusto a este tipo de perturbação.

Durante o desenvolvimento deste trabalho foi possível perceber como a implementação de sistemas de levitação eletromagnética pode ser uma tarefa extremamente complexa, onde o seu bom funcionamento depende não apenas de uma correta modelagem e projeto de seus controladores, mas também depende da escolha acertada dos sensores utilizados, dos circuitos de condicionamento de sinais e de chaveamento. Até mesmo variações na estrutura mecânica, em relação ao que foi inicialmente projetado, podem afetar a resposta adequada do sistema.

Cada etapa do sistema é essencial, desde a medida de correntes e posições até a imposição da corrente sobre os eletroímãs, e se alguma delas não for executada adequadamente, todo o sistema é comprometido. Problemas com os sensores de posição e corrente, como erros de medida e ruído indesejável, por exemplo, foram dificuldades enfrentadas no desenrolar deste trabalho. Também se deve destacar a multidisciplinaridade presente no desenvolvimento de sistemas de levitação eletromagnética, exigindo de seus projetistas um conhecimento variado dentro das áreas de estudo da Engenharia, especialmente em Elétrica e Mecânica.

Portanto, a presente dissertação se insere como uma contribuição às pesquisas já realizadas na COPPE sobre levitação eletromagnética, apresentando o desenvolvimento inicial de uma plataforma de levitação de mais de 30 kg, sustentada por quatro circuitos magnéticos acionados em conjunto, por meio de um sistema de controle digital, totalmente embarcado. Melhorias ligadas a modelagem, controle e sensoriamento poderão ser estudadas em trabalhos futuros, com o objetivo de tornar o sistema cada vez mais robusto.

6.2 Trabalhos Futuros

Como trabalhos futuros baseados nesta dissertação, pode-se propor:

- Novos testes com o sistema apresentado aumentando a carga suportada por ele, observando o comportamento deste;
- Uma nova modelagem do sistema, visando incluir as interações entre os circuitos magnéticos, mas ainda assim considerando as peculiaridades de cada um deles;
- Mudanças na malha de controle utilizada para melhorar a rejeição às perturbações causadas pela interação entre os circuitos magnéticos;

- Comparação entre o desempenho de outras técnicas de controle (Controle não-Linear, Controle no Espaço de Estados, etc) com os controladores clássicos aqui utilizados;
- Utilização de sensores de posição de maior sensibilidade e menor tempo de resposta.

Referências Bibliográficas

- [1] IEA. *Energy Technology Perspectives 2016: Towards Sustainable Urban Energy Systems*. Relatório técnico, International Energy Agency, 9, Rue de la Fédération, 75739, Paris, Cedex 15, France., 2016.
- [2] IBGE. *Sinopse do Censo Demográfico 2010*. Relatório técnico, Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística, Av. Franklin Roosevelt, 166 - Centro - 20021-120 - Rio de Janeiro, RJ - Brasil, 2011.
- [3] M. DE PAULA, D. D. B. *Mobilidade Urbana no Brasil: Desafios e Alternativas*. 1 ed. Rio de Janeiro, Fundação Heinrich Böll, 2016. (Org.).
- [4] FERREIRA, H. P. “Retrospectiva dos métodos de levitação e o estado da arte da tecnologia de levitação magnética”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2017.
- [5] “Maglev Advantages”. http://lrrpublic.cli.det.nsw.edu.au/lrrSecure/Sites/Web/physics_explorer/physics/lo/superc_08/superc_08_03.htm. Acessado em: 12 de Dezembro de 2017.
- [6] HAN, H.-S., KIM, D.-S. “Magnetic Levitation: Maglev Technology and Applications”. v. 13, *Springer Tracts on Transportation and Traffic*, Springer, 2016.
- [7] STEPHAN, R. M., DE ANDRADE, R., FERREIRA, A. C., et al. “Superconducting Levitation Applied to Urban Transportation”, *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, 2017.
- [8] GOMES, R. R. *Motor Mancal Com Controle Implementado Em Um DSP*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2007.
- [9] KAUSS, W. L. *Motor Mancal Magnético com Controle Ótimo implementado em um DSP*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2008.

- [10] FRANCO, A. R. *Posicionamento de eixo com motor mancal magnético utilizando controle H infinito*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2013.
- [11] GARCIA, J. D. G. *Critérios de Avaliação de Desempenho para Controladores Aplicados a Mancais Magnéticos*. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 2014.
- [12] GOMES, R. R. “Um Experimento para Ilustrar o Sistema de Levitação Eletromagnética Utilizado em Trens Maglev”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2004.
- [13] MOTA, D. J. P. S. “Controle da Posição de uma Esfera em um Sistema de Levitação Eletromagnética”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2008.
- [14] VALLE, R. L. S. “Levitação Eletromagnética De Um Disco”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.
- [15] NEVES, F. F. “Controle Adaptativo Programado, Rejeição De Distúrbios E Estimador De Posição Aplicado Ao Sistema De Levitação Eletromagnética De Um Disco”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2012.
- [16] ENDALÉCIO, A. D. M. “Estudo e Implementação de um Sistema de Levitação Eletromagnética Utilizando Sensores de Efeito Hall”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2013.
- [17] XAVIER, G. A. “Modelagem e Estabilização para Levitação Eletromagnética de uma Barra Rígida”. Projeto Final, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 2012.
- [18] BRANDT, E. H. “Levitation in Physics”, *Science*, v. 243, pp. 349–355, jan. 1989.
- [19] SCHWEITZER, G., MASLEN, E. H., BLEULER, H., et al. *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. 1 ed. Berlin, Springer-Verlag, 2009.
- [20] STEPHAN, R. M., PINTO, F. A. N. C., GOMES, A. C. D. N., et al. *Mancais Magnéticos – Mecatrônica sem Atrito*. 1 ed. Rio de Janeiro, Brasil, Editora Moderna, 2013.
- [21] CHIBA, A., FUKAO, T., OSHIMA, O. I. M., et al. *Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. 1 ed. Oxford, Elsevier, 2005.

- [22] SINHA, P. K. In: *Electromagnetic suspension dynamics & control*, v. 30, *IEEE control engineering series*, Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 1987.
- [23] LIU, Z., LONG, Z., LI, X. In: *Maglev Trains: Key Underlying Technologies*, Springer Tracts in Mechanical Engineering, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, 2015.
- [24] BITTAR, A., SALES, R. M. “ H_2 e H_∞ Control for Maglev Vehicles”, *IEEE Control Systems*, v. 18, n. 4, pp. 18–25, ago. 1998.
- [25] ROSE-INNES, A., RHODERICK, E. H. *Introduction to Superconductivity*. 1 ed. Glasgow, Grã-Bretanha, Pergamon Press, 1969.
- [26] MOON, F. C. *Superconducting levitation: Applications to Bearings and Magnetic Transportation*. 1 ed. Weinheim, Germany, Wiley-VCH Verlag GmbH, 1994.
- [27] “Levitation”. <https://www.britannica.com/topic/levitation>, 1998. Acessado em: 04 de Janeiro de 2018.
- [28] BOSLAUGH, S. E. “Maglev Train”. <https://www.britannica.com/technology/maglev-train>, 2016. Acessado em: 04 de Janeiro de 2018.
- [29] BACHELET, E. “Levitating Transmitting Apparatus”. US 1020942, Março 1912.
- [30] “History of Magnetic Bearings”. <http://www.magneticbearings.org/technology-2/history-of-magnetic-bearings/>. Acessado em: 04 de Janeiro de 2018.
- [31] POLLARD, M. G. “Maglev - a British first at Birmingham”, *Physics in Technology*, v. 15, n. 2, pp. 61, 1984. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0305-4624/15/i=2/a=I04>>.
- [32] MATTOS, L. S., RODRIGUEZ, E., COSTA, F., et al. “MagLev-Cobra Operational Tests”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. 26, n. 3, abr. 2016.
- [33] ENDALECIO, A. D. M., PINTO, P. H. S., FERREIRA, H. P., et al. “Position and current controller design for an electromagnetic levitation platform”. In: *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 1–6, Novembro 2017.

- [34] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 7 ed. , Pearson, 2015.
- [35] FRANKLIN, G. F., POWELL, J. D., EMAMI-NAEINI, A. “Appendix WC - Controllability and Observability”. In: *Feedback Control of Dynamic Systems (8th Edition) (What’s New in Engineering)*, 8 ed., Pearson, 2018.
- [36] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5 ed. São Paulo, Brasil, Pearson Prentice Hall, 2010.
- [37] CARABELLI, S., MADDALENO, F., MUZZARELLI, M. “High-Efficiency Linear Power Amplifier for Active Magnetic Bearings”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 1, pp. 17–24, fev. 2000.
- [38] WANG, J., XU, L. “Analysis and modeling of a switching power amplifier for magnetic bearing”. In: *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 2257–2261, Maio 2009.
- [39] HU, Z., JIANG, D., HAN, X., et al. “A Common-leg Power Electronics Converter for Multi-axis Active Magnetic Bearing Drive”, *16th International Symposium on Magnetic Bearings*, 2018.
- [40] MIRANDA, U. A., FERREIRA, H. P., GARCIA, J. D. G., et al. “A Standard Power Unit for Magnetic Bearings Applications”, *22nd International Conference on Magnetically Levitated Systems and Linear Drives*, 2014.
- [41] ABNT. *NBR 5410: Instalações elétricas de baixa tensão*. Norma técnica, ABNT, 2004.
- [42] *TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)*. Texas Instruments, 2007.
- [43] BOEHM, J., GERBER, R., KILEY, N. R. C. “Sensors for magnetic bearings”, *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 29, n. 6, pp. 2962–2964, Nov 1993.
- [44] DE MENDONÇA, T. R. F. *Filtro Hanning modificado com tamanho de janela variável para estimação de amplitude do sinal da rede elétrica*. Dissertação de mestrado, UFJF, Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil, 2015.

Apêndice A

Cálculo de Parâmetros dos Eletroímãs

As dimensões dos circuitos magnéticos foram indicadas na figura 3.3 na seção 3.3. Neste apêndice, será apresentado o cálculo das constantes magnéticas de cada circuito magnético, comparando-os com seus valores obtidos teoricamente, e a medida das resistências e indutâncias dos eletroímãs.

A tabela A.1 apresenta alguma das características físicas dos suportes de sustentação, representados por SM_1 e SM_2 , onde A_c representa a seção reta dos circuitos magnéticos, m representa a massa da parte a ser levitada do suporte de sustentação e N_e o número de espiras em cada eletroímã para cada um dos suportes.

Tabela A.1: Características físicas dos suportes de sustentação

	A_c (m^2)	m (kg)	N_e
SM_1	$1,65 \times 10^{-3}$	19,80	804
SM_2	$1,65 \times 10^{-3}$	18,25	1000

A.1 Cálculo de K_{mag}

A partir destes dados é possível calcular a constante magnética dos circuitos magnéticos em cada suporte. Utilizando a equação 3.1, com $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} N/A^2$, K_{mag} para SM_1 e SM_2 são, respectivamente, $3,35 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$ e $5,18 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$.

Estas constantes também podem ser medidas a partir do seguinte experimento: posiciona-se os circuitos magnéticos para um determinado entreferro e mede-se a corrente necessária para que eles produzam uma força de módulo igual a $(mg/2)$, onde $g = 9,8 m/s^2$ é a aceleração da gravidade. A equação (3.1) pode ser reescrita da seguinte forma, considerando $F_{mag} = mg/2$:

Tabela A.2: Cálculo de K_{mag} para os circuitos magnéticos de SM_1

gap_{e1} (mm)	i_{e1} (A)	gap_{d1} (mm)	i_{d1} (A)
4,8	2,80	4,6	2,41
5,8	3,40	5,6	3,00
6,8	4,10	6,7	3,70
7,8	4,60	7,5	4,10
8,8	5,20	8,6	4,70

Tabela A.3: Cálculo de K_{mag} para os circuitos magnéticos de SM_2

gap_{e2} (mm)	i_{e2} (A)	gap_{d2} (mm)	i_{d2} (A)
4,0	1,35	4,2	1,75
4,6	1,75	5,2	2,20
5,7	2,30	6,2	2,55
6,7	2,65	7,1	2,95
7,8	3,00	8,3	3,45
8,6	3,40	9,3	3,75

$$\frac{mg}{2}d_{gap}^2 = K_{mag}i^2 \quad (A.1)$$

Assim, observa-se que K_{mag} será proporcional ao coeficiente angular da reta obtida a partir dos valores quadráticos de d_{gap} e i . As tabelas A.2 e A.3 apresentam os resultados obtidos para o experimento para cada suporte de sustentação, onde:

- gap_{e1} e gap_{d1} são as medidas dos entreferros dos circuitos magnéticos da esquerda e da direita, respectivamente, para SM_1 , e i_{e1} e i_{d1} as correntes em seus eletroímãs;
- gap_{e2} e gap_{d2} são as medidas dos entreferros dos circuitos magnéticos da esquerda e da direita, respectivamente, para SM_2 , e i_{e2} e i_{d2} as correntes em seus eletroímãs;

Os resultados podem ser organizados em um gráfico cujo coeficiente angular obtido pela aproximação linear dos pontos é igual a K_{mag} , como indicados nas figuras A.1 e A.2. A constante magnética para SM_1 , para os circuitos da esquerda e da direita, são, respectivamente, $2.769 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$ e $3.255 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$. Para os circuitos magnéticos da esquerda e da direita de SM_2 , K_{mag} é, respectivamente, $5.831 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$ e $5.296 \times 10^{-4} Nm^2/A^2$. Os resultados obtidos experimentalmente estão de acordo com os obtidos teoricamente para ambos os suportes de sustentação.

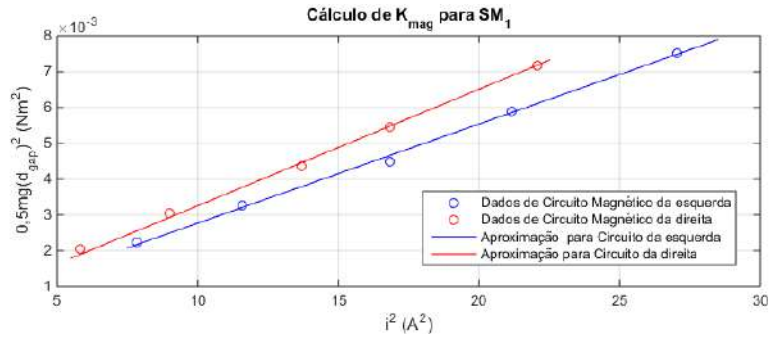


Figura A.1: Cálculo de constante magnética para SM_1

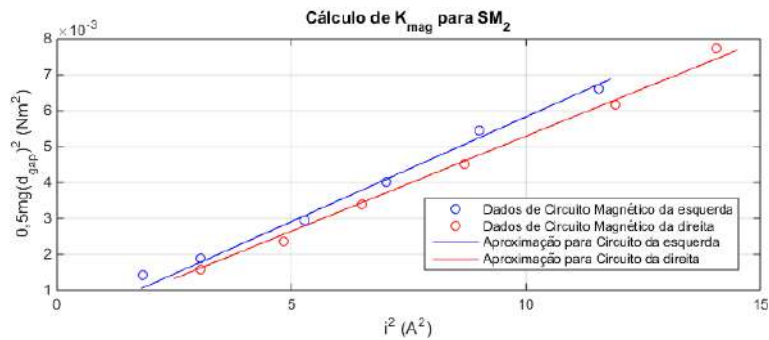


Figura A.2: Cálculo de constante magnética para SM_1

A.2 Medida da resistência e indutância dos eletroímãs

Um eletroímã pode ser enxergado como um resistor em série com uma indutância. Utilizando um multímetro mediu-se a resistência dos eletroímãs para SM_1 e para SM_2 , obtendo, respectivamente, $R_1 = 1,6 \Omega$ e $R_2 = 3,2 \Omega$.

A indutância foi calculada aplicando-se uma tensão fixa aos eletroímãs e observando o tempo necessário para que a corrente entrasse em regime permanente. As figuras A.3 e A.4 apresentam os resultados. Pode-se observar que para SM_1 a corrente entra em regime permanente a partir de aproximadamente 0,6 s, enquanto que para SM_2 aproximadamente 0,5 s é o tempo necessário. Lembrando que o tempo necessário para que se entre em regime permanente é de aproximadamente $(5L/R)$ as indutâncias para os circuitos magnéticos de SM_1 e SM_2 são, respectivamente, $L_1 = 192 \text{ mH}$ e $L_2 = 320 \text{ mH}$.

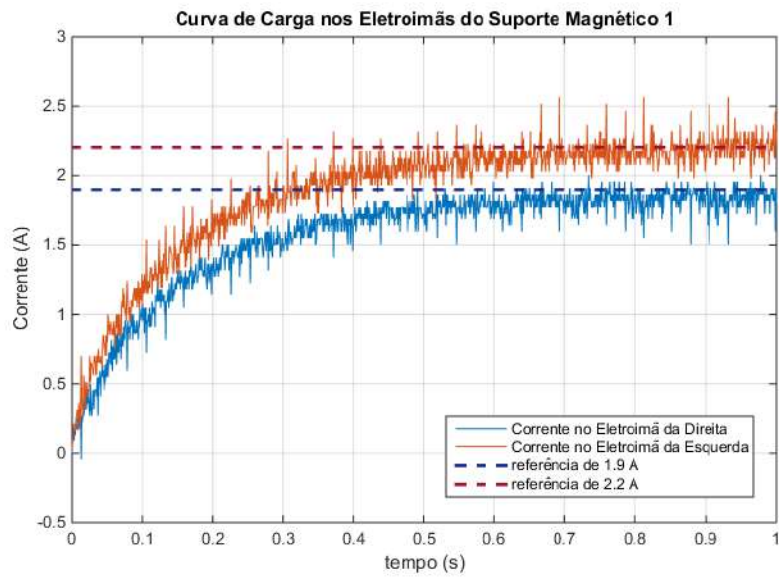


Figura A.3: Carregamento de corrente em eletroímãs de SM_1

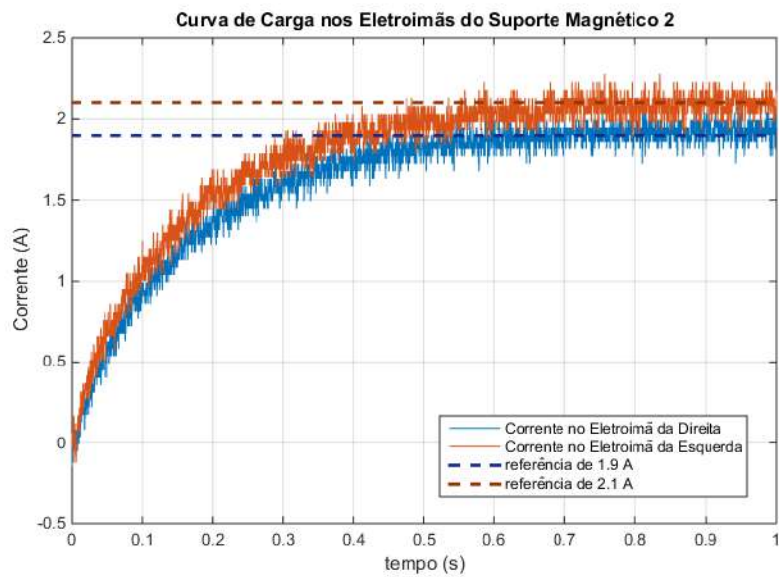


Figura A.4: Carregamento de corrente em eletroímãs de SM_2

Anexo I

Projeto dos Circuitos Magnéticos

PLATAFORMA DE LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICA

Objetivo: Construir uma plataforma, de $50\text{cm} \times 50\text{cm}$, capaz de suportar um peso de 200kgf , levitando a uma altura de 1cm e valendo-se de quatro eletroímãs.

1. Dimensionamento Geométrico da Sapata Magnética

A Figura 1 apresenta a seção transversal. O gap de ar vale $s = 10\text{mm}$. A largura da sapata, por questões de estabilidade lateral, foi escolhida como $c = 30\text{mm}$. A densidade de fluxo magnético no gap, em condições normais, deverá ser $B_g = 0,65\text{T}$. A profundidade da sapata (não indicada na figura) foi escolhida como $b = 50\text{mm}$. Chamando A_g a área do gap, a área ativa (A_a) vale $A_a = 2A_g$.

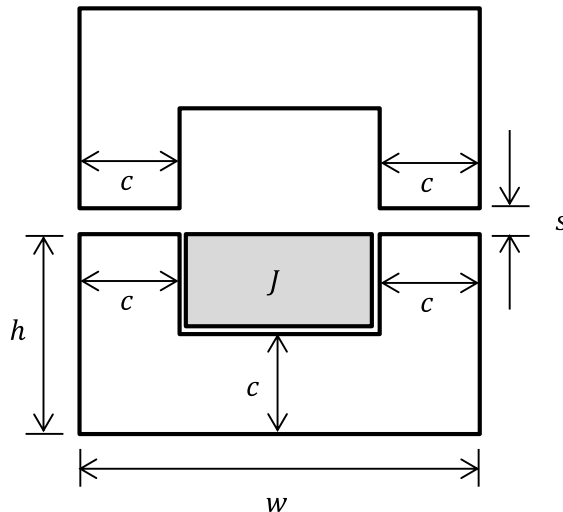


Figura 1. Sapata magnética.

Lembrando que a força de atração [1] vale:

$$f = \frac{B_g^2}{2\mu_0} A_a, \quad (1)$$

segue,

$$f = \frac{0,65^2}{2 \cdot (4\pi \cdot 10^{-7})} \cdot (2 \cdot 30 \cdot 50 \cdot 10^{-6}) = 504,3\text{N} = 51,5\text{kgf}. \quad (2)$$

Como serão quatro sapatas, este valor atende ao objetivo de suportar 200kgf .

2. Dimensionamento Geométrico do Eletroímã

Chamando J a densidade de corrente no eletroímã, segue:

$$B_g = \mu_0 H_g. \quad (3)$$

$$H_g = \sum Ni = JA_{Cu} \quad (4)$$

Em que A_{Cu} é a área útil de condutores de cobre.

Para $B_g = 0,65T$, vem:

$$JA_{Cu} = 1,04 \cdot 10^4 \text{ Ampère}. \quad (5)$$

Escolhendo $J = 2,75 \text{ A/mm}^2$, que é um valor de uso normal, segue:

$$A_{Cu} = \frac{1,04 \cdot 10^4}{2,75} = 3782 \text{ mm}^2. \quad (6)$$

O fator de preenchimento para fios de cobre, como mostra a Figura 2, vale 0,9.

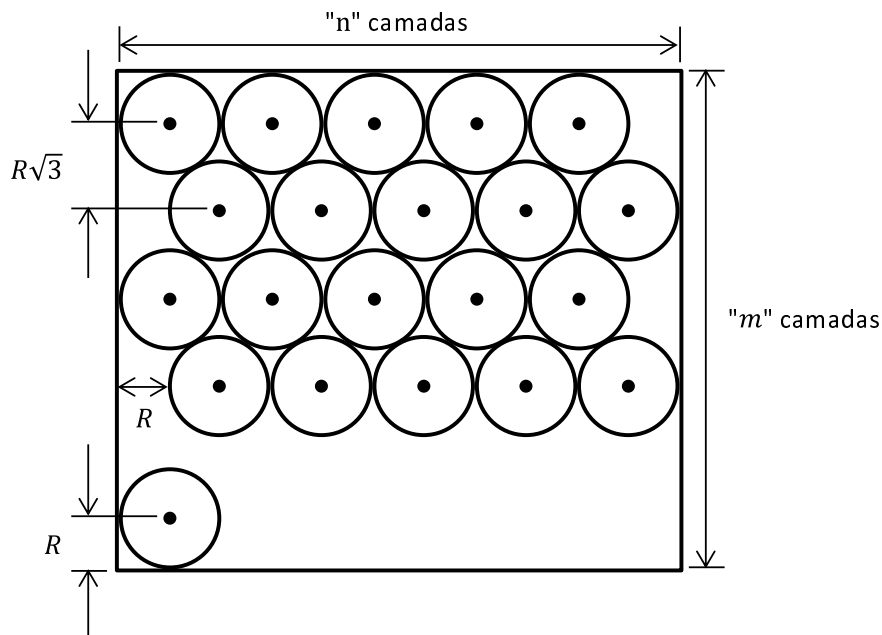


Figura 2. Fator de preenchimento.

Área de círculos:

$$A_o = n \cdot m \cdot \pi R^2. \quad (7)$$

Área de retângulos:

$$A_n = [(2n + 1)R][2R + (m - 1)R\sqrt{3}]. \quad (8)$$

Logo,

$$\lim_{\substack{n \rightarrow \infty \\ m \rightarrow \infty}} \frac{A_o}{A_n} = \frac{n.m.\pi}{2.n.m.\sqrt{3}} = 0,91. \quad (9)$$

Assim, a seção do preenchimento deve ser no mínimo de:

$$A_n = \frac{3782}{0,91} = 4202mm^2. \quad (10)$$

Da Figura 1:

$$A_n = (w - 2c)(h - c). \quad (11)$$

Os valores de “ w ” e “ h ”vão ser escolhidos para minimizar o peso da sapata de levitação, incluindo aí o cobre e o ferro.

Estes cálculos só poderão ser apresentados mais adiante, após considerações sobre o bobinado de cobre. O resultado desta otimização, como será demonstrado, vale:

$$h = 47,7mm. \quad (12)$$

Logo,

$$w = 297,4mm \quad (13)$$

3. Determinação do Número de Espiras e Bitola dos Condutores

Chamando: a = bitola do condutor

A_{Cu} = área útil de cobre

N = número de espiras de cobre

J = densidade de corrente

σ = resistividade do cobre

l_m = comprimento médio do condutor

I = corrente no condutor

R = resistência do fio

Vem:

$$a = \frac{A_{Cu}}{N} \quad (14)$$

$$I = J \cdot a \quad (15)$$

$$R = \sigma \frac{l}{a} = \sigma \frac{Nl_m}{\frac{A_{Cu}}{N}} = \sigma \frac{N^2}{A_{Cu}} l_m \quad (16)$$

A potência dissipada no eletroímã vale:

$$Pot = RI^2 = \sigma \frac{N^2}{A_{Cu}} l_m J^2 \frac{A^2}{N^2} = \sigma l_m A_{Cu} J^2 \quad (17)$$

A potência dissipada também pode ser vista pelo produto VI .

$$E = \sigma J = \frac{V}{l} \quad (18)$$

Portanto,

$$V = \sigma l J = \sigma N l_m J \quad (19)$$

$$Pot = VI = \sigma N l_m J (J a) = \sigma N l_m J J \frac{A_{Cu}}{N} = \sigma l_m A_{Cu} J^2 \quad (20)$$

Verifica-se que as perdas praticamente independem do número de espiras e da seção do condutor. $\sigma_{Cu} = 1,78 \cdot 10^{-5} \Omega mm$

4. Determinação do Caminho Médio (l_m)

Serão admitidos dois tipos de fechamento: circular e retangular.

▪ Fechamento Retangular

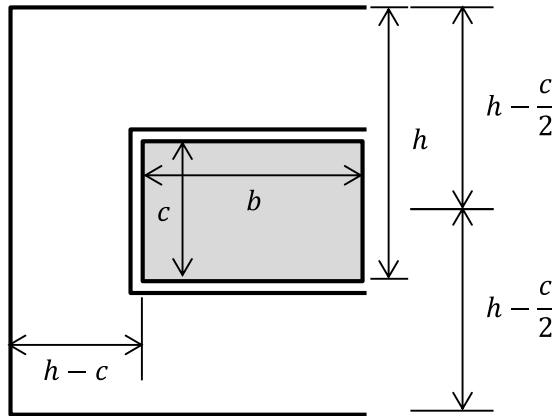


Figura 3. Fechamento retangular.

$$\text{Menor caminho} = 2b + 2c \quad (21)$$

$$\text{Maior caminho} = 2b + 4(h - c) + 4\left(h - \frac{c}{2}\right) \quad (22)$$

$$l_m = \frac{\text{Menor} + \text{Maior}}{2} = 2b + 4h - 2c \quad (23)$$

▪ Fechamento Circular

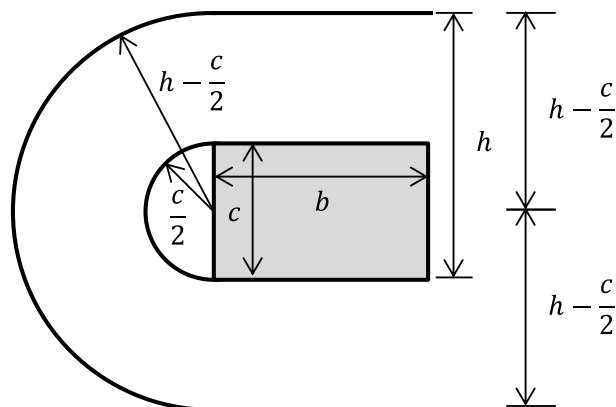


Figura 4. Fechamento circular.

$$\text{Menor caminho} = 2b + 2\pi \frac{c}{2} \quad (24)$$

$$\text{Maior caminho} = 2b + 2\pi \left(h - \frac{c}{2}\right) \quad (25)$$

$$l_m = 2b + \pi h \quad (26)$$

No caso específico: $b = 50mm$

$$h = 47,7mm$$

$$c = 30mm$$

$$l_{m, \text{retangular}} = 230,8mm \quad (27)$$

$$l_{m, \text{circular}} = 249,8mm \quad (28)$$

Tomando $l_m = 240mm$, as perdas podem ser estimadas:

$$Perdas = 1,78 \cdot 10^{-5} \cdot 240 \cdot 3782,2,75^2 = 122,2W \quad (29)$$

Este valor corresponde a uma força de sustentação de $50kgf$, o que resulta $122,2 \cdot 20 = 2,4 kW/tonelada$. O valor de $1,7 kW/tonelada$ deve corresponder aos cálculos com $B_g = 1T$. Isto seria um bom exercício para investigação.

5. Minimização do Peso da Sapata, Incluindo Ferro e Cobre

$$V_{Cu} = aNl_m = A_{Cu}l_m = A_{Cu}(2b + 4h - 2c) \quad (30)$$

$$V_{Cu} = b(wh - A_{\square}) \quad (31)$$

$$Peso \text{ Total} = \rho_{Fe}V_{Fe} + \rho_{Cu}V_{Cu} \quad (32)$$

$$Peso \text{ Total} = b(wh - A_{\square})\rho_{Fe} + 0,9A_{\square}(2b + 4h - 2c)\rho_{Cu}, \quad (33)$$

onde $A_{\square} = (w - 2c)(h - c)$.

Utilizando o conceito de multiplicador de Lagrange, vem:

$$F = b(wh - A_{\square})\rho_{Fe} + 0,9A_{\square}(2b + 4h - 2c)\rho_{Cu} + \lambda[(w - 2c)(h - c) - A_{\square}] \quad (34)$$

$$\frac{\partial F}{\partial w} = 0 \rightarrow bh\rho_{Fe} + \lambda(h - c) = 0 \quad (35)$$

$$\frac{\partial F}{\partial h} = 0 \rightarrow bw\rho_{Fe} + 4,0,9A_{\square}\rho_{Cu} + \lambda(w - 2c) = 0 \quad (36)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \lambda} = 0 \rightarrow A_{\square} = (w - 2c)(h - c) \quad (37)$$

Substituindo a Equação 35 em 36,

$$\left(-\frac{bh\rho_{Fe}}{h-c} + b\rho_{Fe}\right)w + 2c\frac{bh\rho_{Fe}}{h-c} + 3,6A_{\square}\rho_{Cu} = 0. \quad (38)$$

Então,

$$W = \frac{\frac{2cbh\rho_{Fe}+3,6A_n\rho_{Cu}}{h-c}}{\frac{bh\rho_{Fe}}{h-c}+b\rho_{Fe}}. \quad (39)$$

Substituindo na Equação 37,

$$A_n = \left(\frac{\frac{2cbh\rho_{Fe}+3,6A_n\rho_{Cu}}{h-c}}{\frac{bh\rho_{Fe}}{h-c}+b\rho_{Fe}} - 2c \right) (h - c) \quad (40)$$

$$A_n = \left(\frac{2bch\rho_{Fe}+3,6A_n\rho_{Cu}(h-c)}{bc\rho_{Fe}} - 2c \right) (h - c) \quad (41)$$

$$A_n = \left(\frac{2bch\rho_{Fe}+3,6A_n\rho_{Cu}(h-c)-2bc^2\rho_{Fe}}{bc\rho_{Fe}} \right) (h - c) \quad (42)$$

$$A_n = \left(\frac{2bc\rho_{Fe}+3,6A_n\rho_{Cu}}{bc\rho_{Fe}} \right) (h - c)^2 \quad (43)$$

Com $\rho_{Cu} = 0$ e $\rho_{Fe} = 1$,

$$(h - c) = \sqrt{\frac{A_n}{2}}. \quad (44)$$

O que resulta em:

$$h = 75,8mm \quad (45)$$

$$w = 151,7mm. \quad (46)$$

Com $\rho_{Fe} = 7850 \text{ kg/m}^3 = 7,85 \text{ g/cm}^3$

$\rho_{Cu} = 8930 \text{ kg/m}^3 = 8,93 \text{ g/cm}^3$

$A_n = 4202mm^2$

$b = 50mm$

$c = 30mm$

Resulta:

$$h = 47,7mm \quad (47)$$

$$w = 297,4mm. \quad (48)$$

Constata-se aqui a influência do peso do cobre na otimização do peso.

6. Determinação do Número de Espiras

$$NI = JA_{Cu}$$

$$J = 2,75 \text{ A/mm}^2$$

$$A_{Cu} = 3782 \text{ mm}^2$$

$$NI = 1,04 \cdot 10^4 \text{ A}$$

Tentativa de solução:

- i. Fio AWG 13 ($a = 2,63 \text{ mm}^2$ $I_{max} = 7,88 \text{ A}$ $J_{max} = 3 \text{ A/mm}^2$)

$$N = \frac{A_{Cu}}{a} = \frac{3782}{2,63} = 1438 \text{ voltas} \quad (49)$$

$$I = Ja = 2,75 \cdot 2,63 = 7,23 \text{ A} \quad (50)$$

Sendo que o condutor suporta 7,88A.

$$P = 122,2 \text{ W} \rightarrow V = 16,9 \text{ Volt} \quad (51)$$

$$L = \mu_0 \frac{N^2 Ag}{2s} = 19,5 \text{ mH} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1438^2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3})}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} \quad (52)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{24}{19,5 \cdot 10^{-3}} = 1243 \text{ A/s} \quad (53)$$

- ii. Fio AWG 12 ($a = 3,30 \text{ mm}^2$ $I_{max} = 9,9 \text{ A}$ $J_{max} = 3 \text{ A/mm}^2$)

$$N = \frac{A_{Cu}}{a} = \frac{3782}{3,30} = 1146 \text{ voltas} \quad (54)$$

$$I = Ja = 2,75 \cdot 3,30 = 9,07 \text{ A} \quad (55)$$

Sendo que o condutor suporta 9,9A.

$$P = 122,2 \text{ W} \rightarrow V = 12,3 \text{ Volt} \quad (56)$$

$$L = \mu_0 \frac{N^2 Ag}{2s} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1146^2 \cdot (1,5 \cdot 10^{-3})}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 12,4 \text{ mH} \quad (57)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L} = \frac{24}{12,4 \cdot 10^{-3}} = 1935 \text{ A/s} \quad (58)$$

7. Topologia do Circuito de Potência

A topologia do circuito é dada na Figura 5.

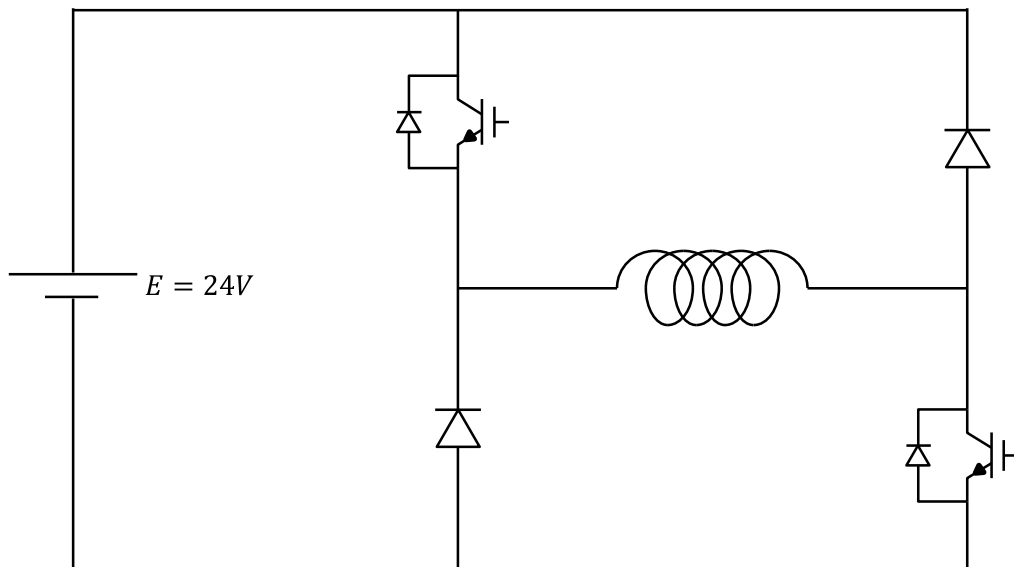


Figura 5. Circuito de potência.

Admitindo uma corrente constante circulando no eletroímã, a potência constante permite saber o valor da tensão média sobre o mesmo.

Para o melhor aproveitamento das chaves, a tensão média deve ser da mesma ordem de grandeza da tensão de alimentação [2], que foi escolhida como $E = 24V$ para se valer de baterias comerciais.

$$\text{Por outro lado, } E = L \frac{di}{dt} \rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{E}{L}.$$

Assim a limitação de $\frac{di}{dt}$ da chave semi-condutora deve ser respeitada com valores de L suficientemente elevados.

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = \frac{N^2}{\frac{1}{\mu_0} \frac{2g}{A}} = \frac{\mu_0 N^2 b c}{2g} \quad (59)$$

8. Escolha do Dimensionamento Final

A otimização do peso do eletroímã levou a um valor de $w = 297,4mm$, o que inviabiliza uma plataforma de $500mm$.

Estudo anterior, que considerou apenas a otimização do peso da armadura de ferro, levou a um valor de $w = 151,7mm$. Como o cobre é mais pesado que o ferro, justifica-se esta tendência em aumentar a largura w , uma vez que assim o valor “ h ” diminui e, com isto, o cobre necessário para o fechamento das bobinas de cobre (cabeças de bobina). As equações que suportam esta afirmativa estão no item 4.

A configuração apresentada na Figura 6 representa um compromisso entre o espaço disponível em uma plataforma de $500mm$, um valor razoável de “ w ” e espaço para colocação do pilar de sustentação. Naturalmente, com o maior valor de “ h ($72mm$)” comparativamente ao valor ótimo ($h = 47,7mm$), as perdas Joule serão maiores e, conseqüentemente, os valores de tensão calculados no item 6. Os números porém continuam aceitáveis.

$$Perdas = \sigma l_m A_{Cu} J^2 = 1,78 \cdot 10^{-5} \cdot l_m \cdot 3782 \cdot 2,75^2 = 167,0W \quad (60)$$

$$\text{Com } l_m = 2b + 4h - 2c = 100 + 4 \cdot 72 - 2 \cdot 30 = 328mm$$

$$\text{Com a fiação AWG 13 (ver item 6), segue } V = \frac{167}{7,23} = 23V$$

$$\text{Com a fiação AWG 12, segue } V = \frac{167}{9,07} = 18,4V$$

O AWG13 parece o mais conveniente.

O comprimento de fiação necessária para um dos quatro eletroímãs vale:

$$l = 1242 \cdot 328 = 407376mm = 407m \quad (61)$$

Ao todo serão necessários aproximadamente $2km$ de fiação.

9. Forças Laterais

Simulações feitas com o COMSOL por Marcelo e Elkin permitiram levantar a curva de força lateral por deslocamento lateral apresentada na Figura 7.

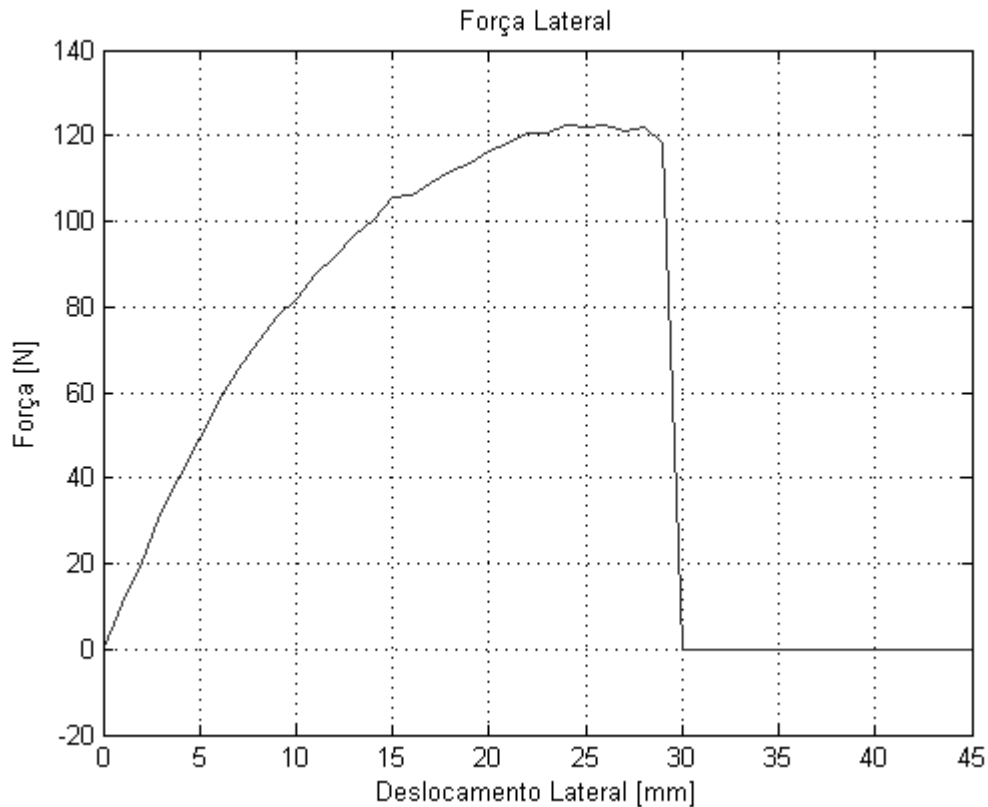


Figura 7. Força lateral para gap de 10mm.

10. Conclusão

Este projeto preliminar sugere a construção de um protótipo com as dimensões apresentadas na Figura 6.

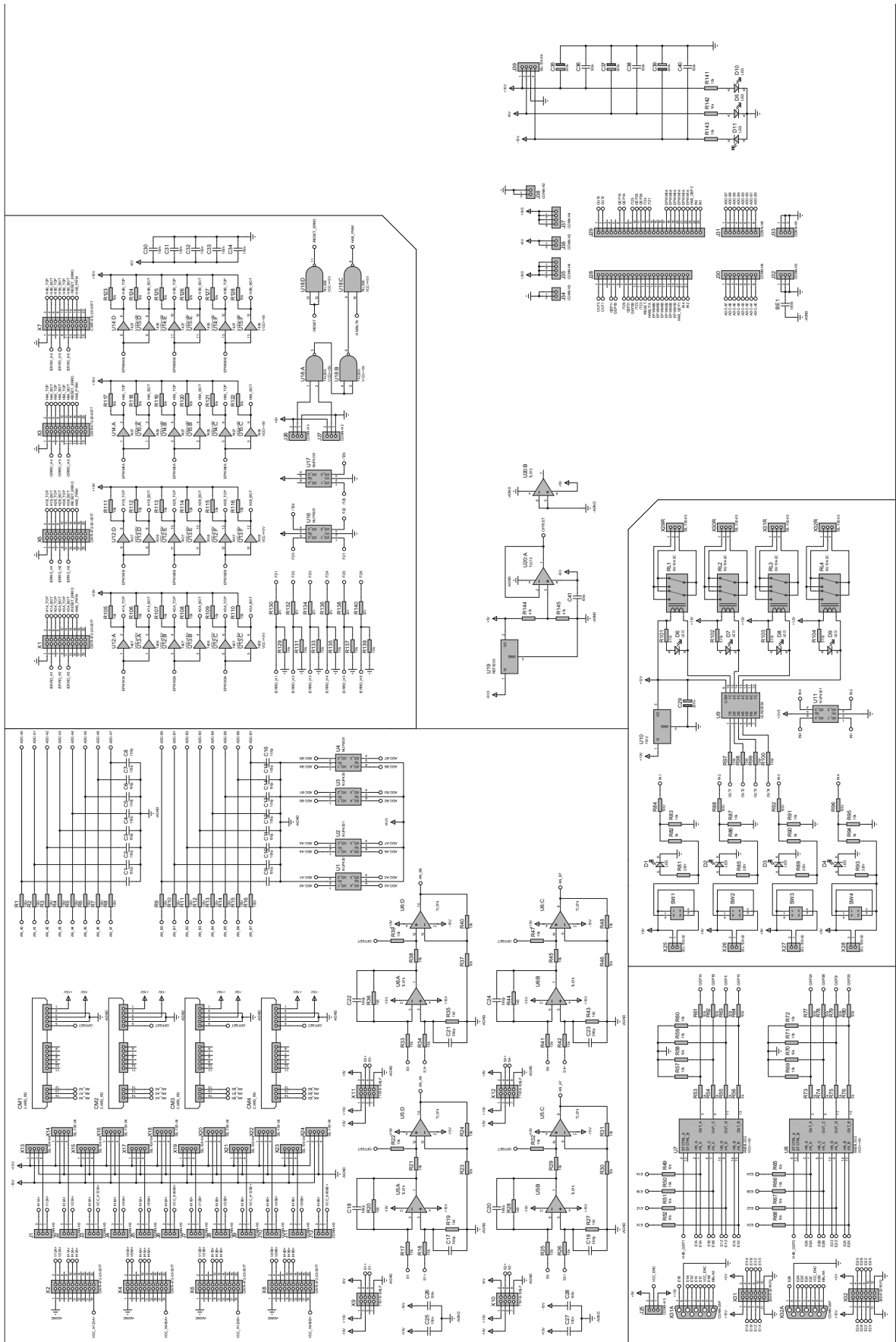
Como trabalhos futuros, têm-se o dimensionamento do sistema de controle, com escolha de sensores, processador digital, circuitos de eletrônica de potência e chaveamento.

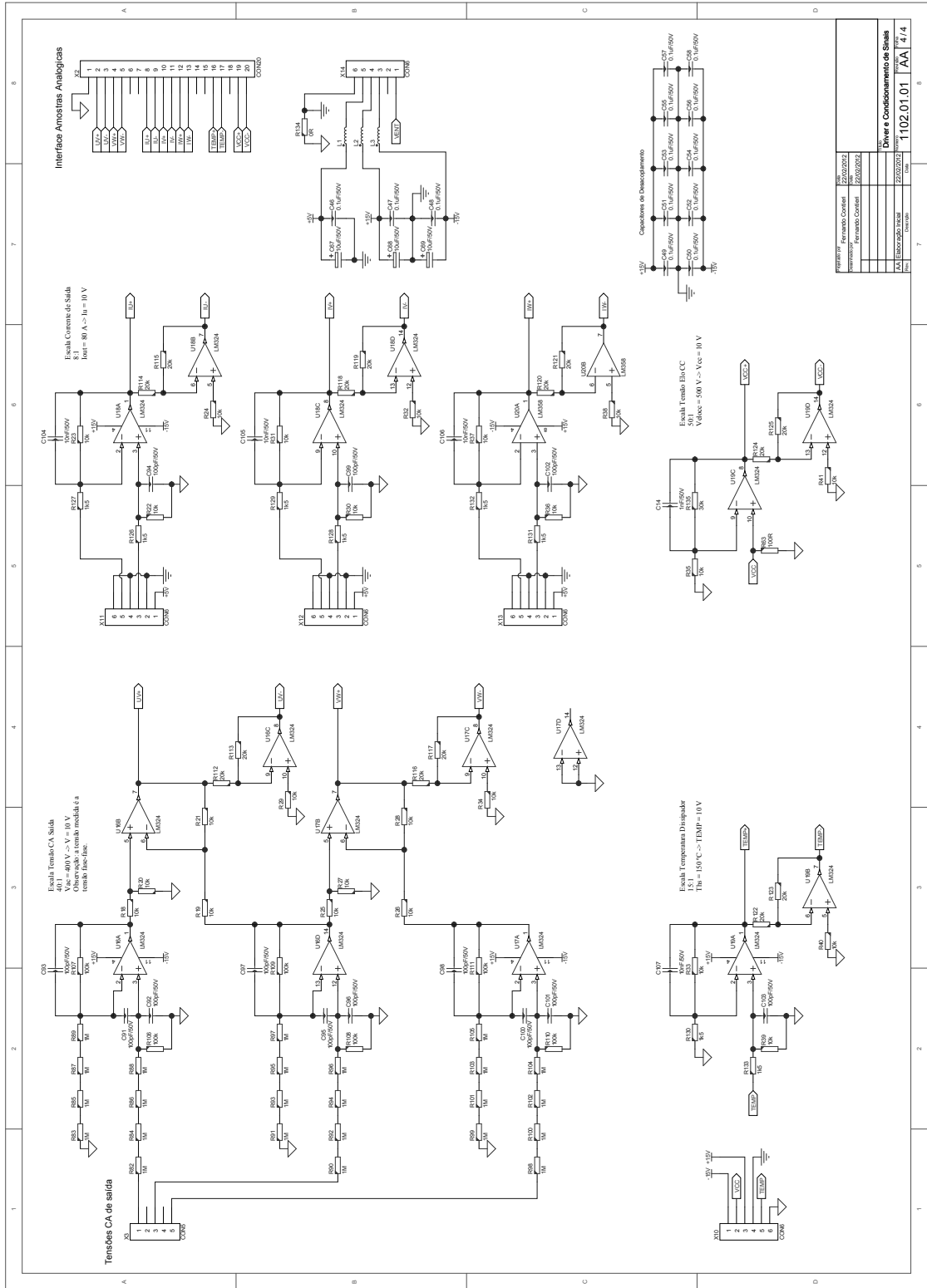
A sequência de testes operacionais também deve ser planejada. Sugere-se uma montagem com articulação central, no centro de gravidade, de modo a testar inicialmente apenas dois eletroímãs.

Anexo II

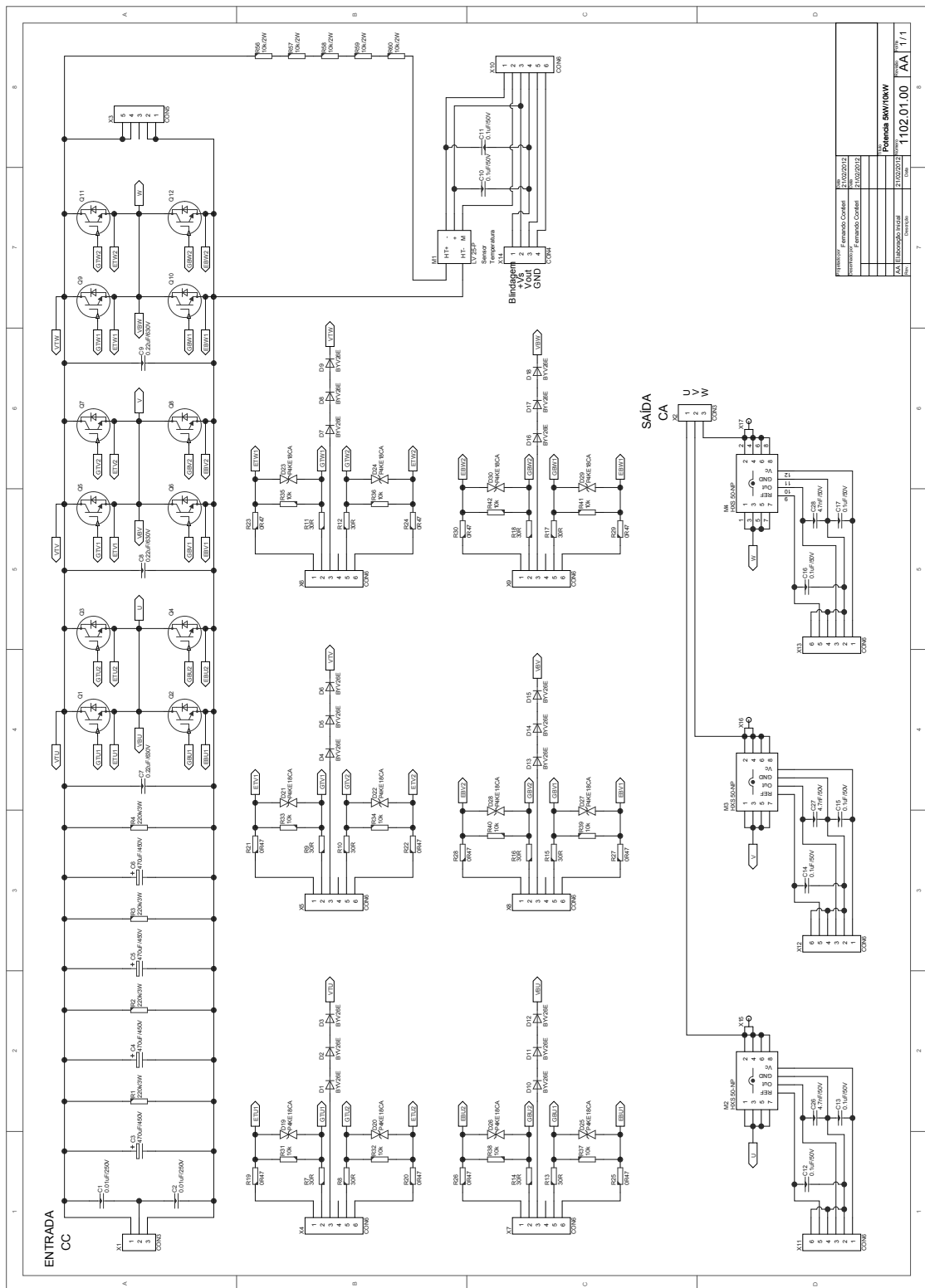
Esquemáticos da Unidade de Eletrônica de Potência

II.1 Esquemático da Placa do DSP





II.3 Esquemático dos circuitos de Eletrônica de Potência



Anexo III

Datasheet do Sensor de Corrente

Current Transducer HXS 20-NP/SP30

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



All Data are given with a $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

Electrical data

I_{PN}	Primary nominal current rms	± 20	A
I_{PM}	Primary current, measuring range	± 60	A
V_{OUT}	Analog Output voltage @ I_P	$V_{OE} \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
G_{TH}	Theoretical sensitivity	0.625	V / I_{PN}
V_{REF}	Reference voltage ¹⁾	2.5 \pm 0.025	V
	Output voltage	typ. 200	Ω
	Output impedance	≥ 200	k Ω
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
	Load impedance	< 5	Ω
R_{OUT}	Output internal resistance	≥ 2	k Ω
C_L	Capacitive loading ($\pm 20 \%$)	< 5	Ω
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$) ²⁾	= 4.7	nF
I_C	Current consumption @ $V_C = 5V$	5	V
		19	mA

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy ³⁾ @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	$\leq \pm 1$	%
ϵ_L	Linearity error	$0 \dots I_{PN}$	$\leq \pm 0.5$ %
		$0 \dots 3 \times I_{PN}$	$\leq \pm 1$ %
TCV_{OE}	Temperature coefficient of V_{OE}	(+25.. 85°C)	$\leq \pm 0.4$ mV/K
		(-40.. +25°C)	$\leq \pm 0.525$ mV/K
TCV_{REF}	Temperature coefficient of V_{REF}	(+25.. 85°C)	$\leq \pm 0.01$ %/K
		(-40.. +25°C)	$\leq \pm 0.015$ %/K
$TCV_{OE/V_{REF}}$	Temperature coefficient of V_{OE} / V_{REF}	$\leq \pm 0.15$	mV/K
TCG	Temperature coefficient of G	$\leq \pm 0.07\%$	of reading/K
V_{OE}	Electrical offset voltage @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_{REF} \pm 0.0125$	V
V_{OM}	Magnetic offset voltage @ $I_P = 0$		$< \pm 1.2$ %
		after an overload of $3 \times I_{PN}$	< 3 μs
t_{ra}	Reaction time to 10 % of I_{PN} step	< 3	μs
t_r	Response time to 90 % of I_{PN} step	< 5	μs
di/dt	di/dt accurately followed	> 50	A/ μs
V_{no}	Output voltage noise (DC .. 10 kHz)		< 20 mVpp
		(DC .. 1 MHz)	< 40 mVpp
BW	Frequency bandwidth (-3 dB) ⁴⁾	DC .. 50	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178: 1997	

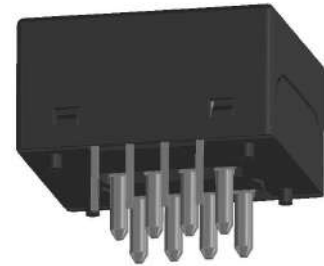
Notes : ¹⁾ It is possible to overdrive V_{REF} with an external reference voltage between 1.5V - 2.8V providing its ability to sink or source approximately 5 mA.

²⁾ Maximum supply voltage (not operating) $< 6.5 \text{ V}$

³⁾ Excluding offset and Magnetic offset voltage.

⁴⁾ Small signal only to avoid excessive heatings of the magnetic core.

$I_{PN} = 5 - 10 - 20 \text{ A}$



Features

- Hall effect measuring principle
- Multirange current transducer through PCB pattern lay-out
- Galvanic isolation between primary and secondary circuit
- Isolation test voltage 3500 V
- Low power consumption
- Extremely low profile $< 11 \text{ mm}$
- Single power supply + 5 V
- Fixed offset & sensitivity
- Isolated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Special feature

- Designed to avoid heating.

Advantages

- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High immunity to external interference
- Internal & external reference.

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.

Application domain

- Industrial.

Current Transducer HXS 20-NP/SP30

Isolation characteristics

V_d	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	3.5	kV
dCp	Creepage distance	> 5.5	mm
dCI	Clearance distance	> 5.5	mm
CTI	Comparative Tracking Index (group I)	> 600	V

Applications examples

According to EN 50178, IEC 61010-1 standards and following conditions:

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2
- Non-uniform field

	EN 50178	IEC 61010-1
Single isolation	600 V	600 V
Reinforced isolation	300 V	150 V

According to UL508 standard and following conditions: Max.Voltage 600V

- Over voltage category OV 3
- Pollution degree PD2

Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply).

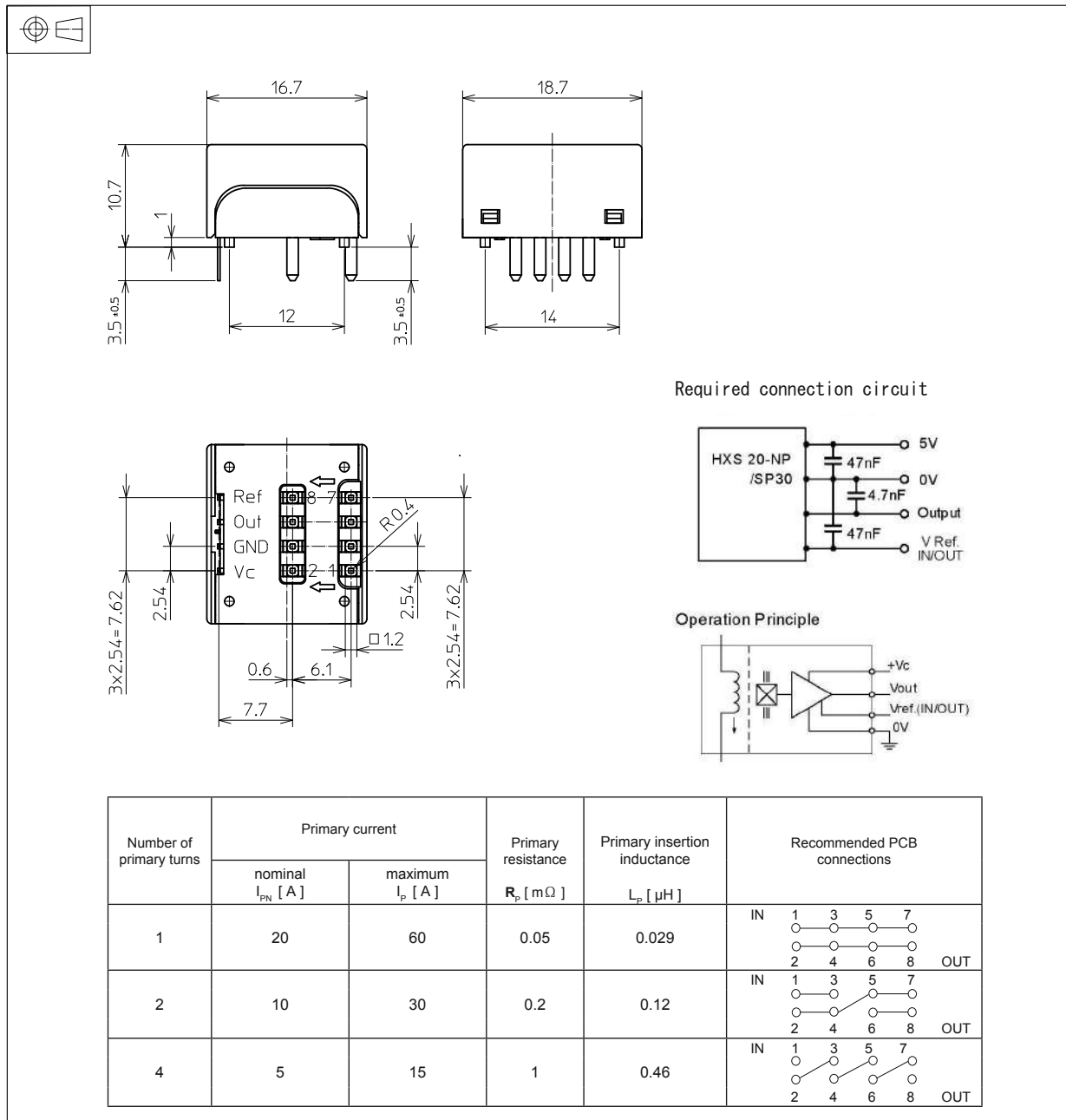
Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

This transducer is a build-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

Dimensions HXS 20-NP/SP30 (in mm)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Transducer fastening & connection of primary jumper 8 pins $\square 1.2$ mm (corner R 0.4mm)
- Transducer fastening & connection of secondary 4 pins 0.5×0.25 mm

Recommended PCB hole

- Primary PCB hole $\varnothing 1.5$ mm
- Secondary PCB hole $\varnothing 0.7$ mm

Remarks

- V_{OUT} is positive when I_p flows from terminals 1,3, 5, 7 (IN) to terminals 2, 4, 6, 8 (OUT).
- Temperature of the primary conductor should not exceed 100°C.

Anexo IV

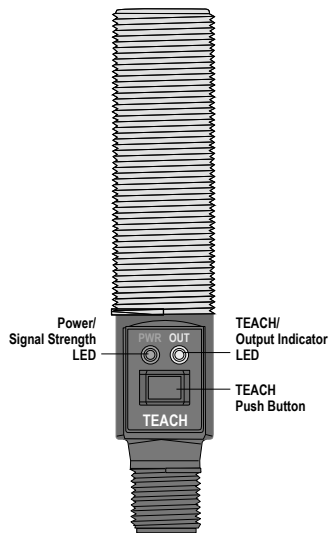
Datasheet do Sensor de Posição

U-GAGE™ S18U Series Sensors with Analog Output



Datasheet

18 mm Ultrasonic Sensors with TEACH-mode programming



- 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 $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($-4\text{ }^{\circ}\text{F}$ to $+140\text{ }^{\circ}\text{F}$)
- Choose either straight or right-angle housing
- Temperature compensation
- Selectable response times of 2.5 ms or 30 ms
- Select analog models with either 0 V to 10 V dc or 4 mA to 20 mA output



WARNING: Not To Be Used for Personnel Protection

Never use this device as a sensing device for personnel protection. Doing so could lead to serious injury or death. This device does not include the self-checking redundant circuitry necessary to allow its use in personnel safety applications. A sensor failure or malfunction can cause either an energized or de-energized sensor output condition.

Models

Model Number	Sensing Range	Cable ¹	Supply Voltage	Output	Housing Configuration	
S18UUA	30 mm to 300 mm (1.2 in to 11.8 in)	5-wire, 2 m (6.5 ft) cable	10 V dc to 30 V dc	0 V dc to 10 V dc	Straight	
S18UUAQ		5-pin Euro style QD		4 mA to 20 mA		
S18UIA		5-wire, 2 m (6.5 ft) cable				
S18UIAQ		5-pin Euro style QD				
S18UUAR		5-wire, 2 m (6.5 ft) cable		10 V dc to 30 V dc	0 V dc to 10 V dc	Right-Angle
S18UUARQ		5-pin Euro style QD			4 mA to 20 mA	
S18UIAR		5-wire, 2 m (6.5 ft) cable				
S18UIARQ		5-pin Euro style QD				



NOTE: Information about discrete models is available at <http://www.bannerengineering.com>.

¹

- 9 m cables are available by adding suffix "**W/30**" to the model number of any cabled sensor (for example, **S18UUA W/30**).
- A model with a QD connector requires a mating cable.



Configuration Instructions

Status Indicators

Power On/Off LED State	Indicates
Off	The power is off
On red	The target is weak or is outside of the sensing range
On green	The sensor is operating normally, target is good

Output/Teach LED State	Indicates
Off	The target is outside of the window limits
On yellow	The target is within the window limits
On red	The sensor is in TEACH mode and is waiting for the first limit
Flashing red	The sensor is in TEACH mode and is waiting for the second limit

Sensor Programming

Use one of two TEACH methods to program the sensor:

- Teach individual minimum and maximum limits
- 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 V dc to 2 V dc, with a remote programming switch between the sensor and the voltage.



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

Programming is accomplished by following the sequence of input pulses. The duration of each pulse (corresponding to a push button “click”), and the period between multiple pulses, are defined as “T”: **0.04 seconds < T < 0.8 seconds**.

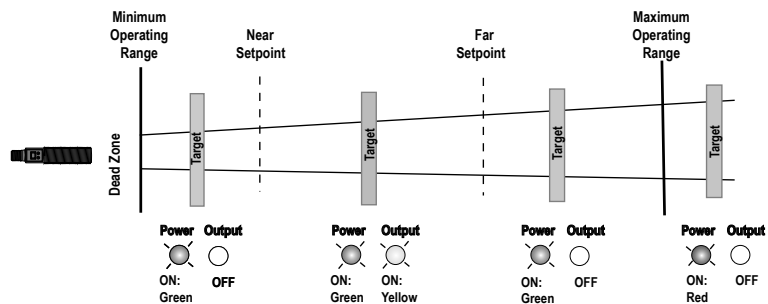


Figure 1. TEACH Interface

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. 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 0 V dc, which may be used to trigger an alarm.

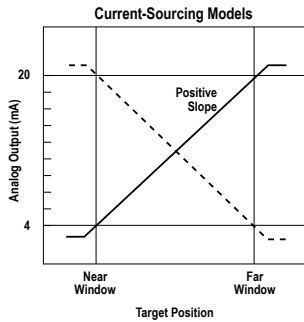


Figure 2. Analog Output Slope—Current-Sourcing Models

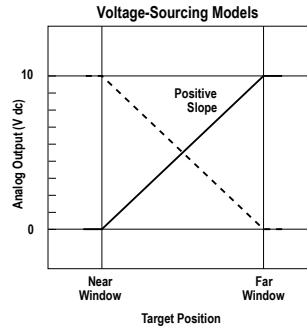


Figure 3. Analog Output Slope—Voltage-Sourcing Models

Teach Minimum and Maximum Limits



NOTE:

- The sensor returns to Run mode if the first Teach condition is not registered within 120 seconds
- After the first limit is taught, the sensor remains 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 reverts to the last saved limits

1. Enter Programming mode.

Method	Action		Result
Push Button²	Press and hold the TEACH button		Output LED: On red Power LED: On green (good signal) or On red (no signal)
Remote Input³	No action required; the sensor is ready for the first limit		

2. Present the target for the first limit. The Power LED must be On green.

3. Teach the first limit.

Method	Action		Result
Push Button	Press the TEACH button one time.		Teach Accepted (The sensor learns the 0 V dc or 4 mA limit)
Remote Input	Single-pulse the remote line.		Output LED: Flashes Red Teach Not Accepted Output LED: On Red

4. Present the target for the second limit. The Power LED must be On green.

5. Teach the second limit.

Method	Action		Result
Push Button	Press the TEACH button one time.		Teach Accepted (The sensor learns the 10 V dc or 20 mA limit)
Remote Input	Single-pulse the remote line.		Output LED: Yellow or OFF Teach Not Accepted Output LED: Flashes Red

Teaching Limits Using the Auto-Window Feature

Teaching the same limit twice for the same output automatically centers a 10 mm window on the taught position.

² 0.04 s < "click" < 0.8 s

³ 0.04 s < T < 0.8 s



NOTE:

- The sensor returns to Run mode if the first Teach condition is not registered within 120 seconds
- After the first limit is taught, the sensor remains 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 reverts to the last saved limits
- Using this procedure, the analog output is centered on the taught position at approximately 5 V dc or 12 mA

1. Enter Programming mode.

Method	Action	Result
Push Button ⁴	Press and hold the TEACH button	Output LED: On red Power LED: On green (good signal) or On red (no signal)
Remote Input ⁵	No action required; the sensor is ready for the first limit	

2. Position the target for the center of the window. The Power LED must be On green.
3. Teach the limit.

Method	Action	Result
Push Button	Press the TEACH button one time.	Teach Accepted Output LED: Flashing Red
Remote Input	Single-pulse the remote line.	Teach Not Accepted Output LED: ON Red

4. Teach the limit a second time.

Method	Action	Result
Push Button	Without moving the target, press the TEACH button one time.	Teach Accepted Output LED: Yellow or OFF
Remote Input	Without moving the target, single-pulse the remote line.	Teach Not Accepted Output LED: Flashing Red

Lock the Buttons

Enable or disable the buttons to prevent unauthorized adjustment of the program settings.

To lock or unlock the buttons, four-pulse the remote line. The buttons are enabled or disabled, depending on the previous condition.

Installation

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 = 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:

In metric units: $C_{m/s} = 20 \sqrt{273 + T_C}$

In English units: $C_{ft/s} = 49 \sqrt{460 + T_F}$

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

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

⁴ 0.04 s < "click" < 0.8 s
⁵ 0.04 s < T < 0.8 s

T_C = temperature in °C

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 (-4° to +140° F) range.



NOTE:

- 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 position will be stable.

Wiring Diagrams

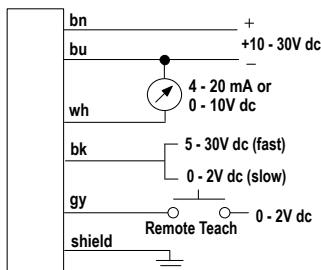


Figure 4. Cabled Models

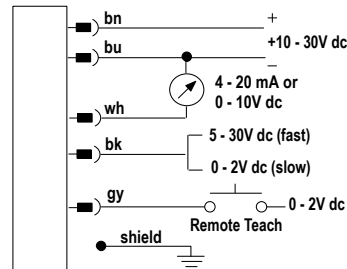


Figure 5. QD Models



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

Specifications

Sensing Range

30 to 300 mm (1.2 in to 11.8 in)

Supply Voltage

10 V dc to 30 V 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

Delay at Power-Up

300 milliseconds

Temperature Effect

0.02% of distance/ °C

Connections

2 m (6.5 ft) or 9 m (30 ft) shielded 5-conductor (with drain) PVC jacketed attached cable or 5-pin Euro-style quick-disconnect

Remote TEACH Input

Impedance: 12 kΩ

Construction

Threaded Barrel: Thermoplastic polyester

Push Button: Santoprene

Push Button Housing: ABS/PC

Lightpipes: Acrylic

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

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 (Amber/Red)

Yellow—Target is within taught limits

OFF—Target is outside taught window limits

Red—Sensor is in TEACH mode

Linearity⁶

2.5 ms response: ±1 mm
 30 ms response: ± 0.5 mm

Resolution⁶

2.5 ms response: 1 mm
 30 ms response: 0.5 mm

Output Response Time (for a 95% step change)

2.5 milliseconds: Black wire at 5 to 30 V dc
 30 milliseconds: Black wire at 0 to 2 V dc (or open)
 Contact Banner Engineering for other response speed options

Operating Conditions

Temperature: -20 °C to +60 °C (-4 °F to +140 °F)

Temperature Warmup Drift

Less than 1.7% of sensing distance upon power-up (see Temperature Compensation)

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 Hz to 60 Hz max., double amplitude 0.06 inch, maximum acceleration 10G). Also meets IEC 947-5-2 requirements: 30G 11 ms duration, half sine wave.

Application Notes

Objects passing inside the specified near limit may produce a false response.

Certifications



Output Ratings

Analog Voltage Output:

2.5 kΩ 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 kΩ 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 $V_{in} = 24 \text{ V dc}$, $R \approx 1 \text{ k}\Omega$ (1 watt). A worst-case shift of 1% of sensing distance is caused by operating the sensor at $V_{in} = 30 \text{ V dc}$ and $R = 0 \Omega$.

Required Overcurrent Protection



WARNING: Electrical connections must be made by qualified personnel in accordance with local and national electrical codes and regulations.

Overcurrent protection is required to be provided by end product application per the supplied table.

Overcurrent protection may be provided with external fusing or via Current Limiting, Class 2 Power Supply.

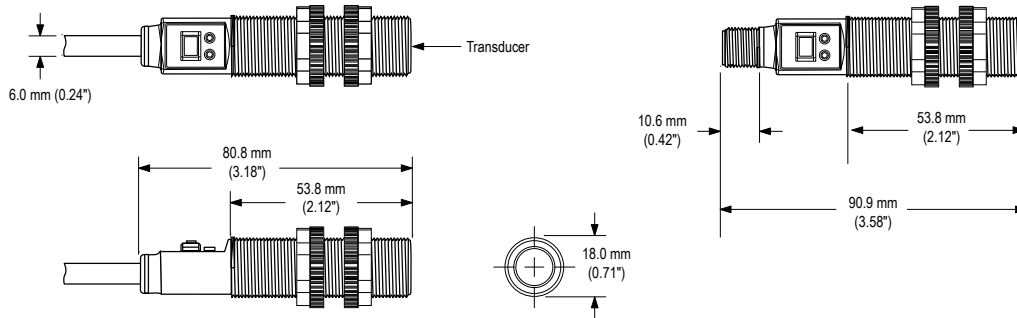
Supply wiring leads < 24 AWG shall not be spliced.

For additional product support, go to <http://www.bannerengineering.com>.

Supply Wiring (AWG)	Required Overcurrent Protection (Amps)
20	5.0
22	3.0
24	2.0
26	1.0
28	0.8
30	0.5

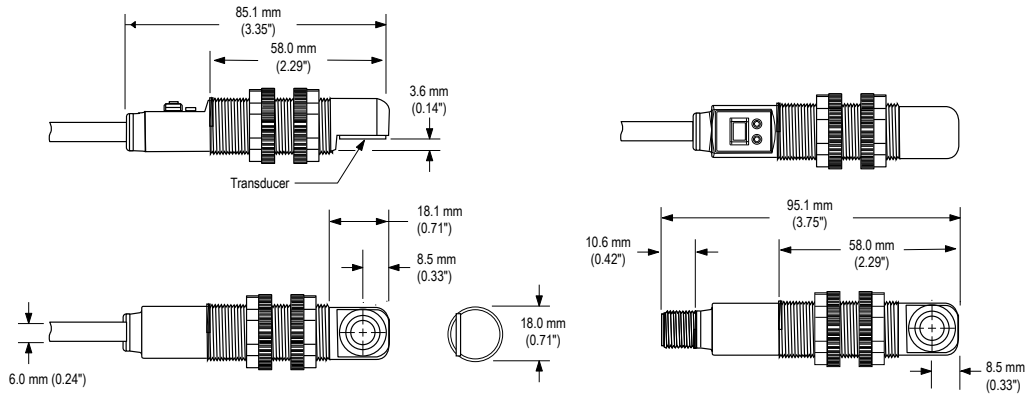
Dimensions

Straight Housing



⁶ Linearity and resolution are specified using a 50 mm x 50 mm (2" x 2") aluminum plate at 22°C under fixed sensing conditions

Right-Angle Housing



Response Curves

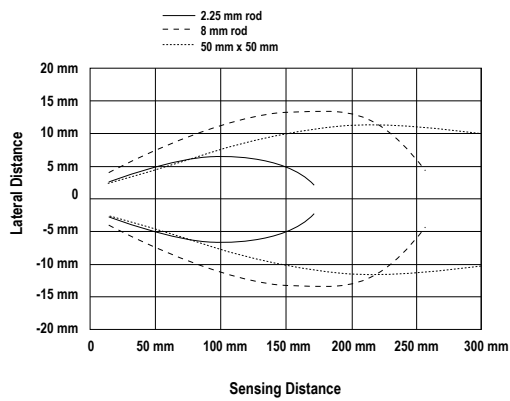


Figure 6. Effective Beam Pattern (Typical)

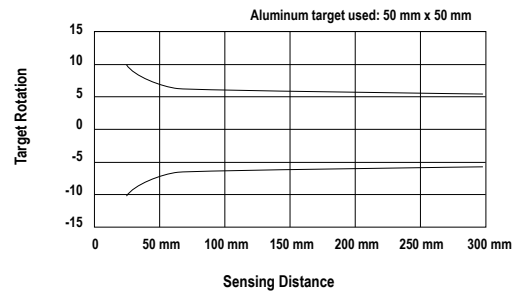


Figure 7. Maximum Target Rotation Angle

Accessories

Quick-Disconnect Cables

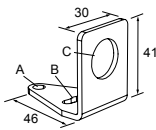
5-Pin Threaded M12/Euro-Style Cordsets—with Shield				
Model	Length	Style	Dimensions	Pinout (Female)
MQDEC2-506	1.83 m (6 ft)	Straight		<p>1 = Brown 2 = White 3 = Blue 4 = Black 5 = Gray</p>
MQDEC2-515	4.57 m (15 ft)			
MQDEC2-530	9.14 m (30 ft)			
MQDEC2-550	15.2 m (50 ft)			

5-Pin Threaded M12/Euro-Style Cordsets—with Shield				
Model	Length	Style	Dimensions	Pinout (Female)
MQDEC2-506RA	1.83 m (6 ft)	Right-Angle		
MQDEC2-515RA	4.57 m (15 ft)			
MQDEC2-530RA	9.14 m (30 ft)			
MQDEC2-550RA	15.2 m (50 ft)			

Brackets

SMB18A

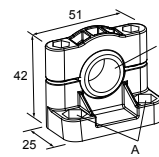
- Right-angle mounting bracket with a curved slot for versatile orientation
- 12-ga. stainless steel
- 18 mm sensor mounting hole
- Clearance for M4 (#8) hardware



Hole center spacing: A to B = 24.2
Hole size: A = ϕ 4.6, B = 17.0 x 4.6, C = ϕ 18.5

SMB18SF

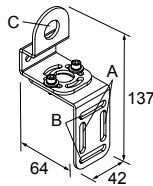
- 18 mm swivel bracket with M18 x 1 internal thread
- Black thermoplastic polyester
- Stainless steel swivel locking hardware included



Hole center spacing: A = 36.0
Hole size: A = ϕ 5.3, B = ϕ 18.0

SMB18UR

- 2-piece universal swivel bracket
- 300 series stainless steel
- Stainless steel swivel locking hardware included
- Mounting hole for 18 mm sensor



Hole center spacing: A = 25.4, B = 46.7
Hole size: B = 6.9 x 32.0, C = ϕ 18.3

Banner Engineering Corp. Limited Warranty

Banner Engineering Corp. warrants its products to be free from defects in material and workmanship for one year following the date of shipment. Banner Engineering Corp. will repair or replace, free of charge, any product of its manufacture which, at the time it is returned to the factory, is found to have been defective during the warranty period. This warranty does not cover damage or liability for misuse, abuse, or the improper application or installation of the Banner product.

THIS LIMITED WARRANTY IS EXCLUSIVE AND IN LIEU OF ALL OTHER WARRANTIES WHETHER EXPRESS OR IMPLIED (INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, ANY WARRANTY OF MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE), AND WHETHER ARISING UNDER COURSE OF PERFORMANCE, COURSE OF DEALING OR TRADE USAGE.

This Warranty is exclusive and limited to repair or, at the discretion of Banner Engineering Corp., replacement. **IN NO EVENT SHALL BANNER ENGINEERING CORP. BE LIABLE TO BUYER OR ANY OTHER PERSON OR ENTITY FOR ANY EXTRA COSTS, EXPENSES, LOSSES, LOSS OF PROFITS, OR ANY INCIDENTAL, CONSEQUENTIAL OR SPECIAL DAMAGES RESULTING FROM ANY PRODUCT DEFECT OR FROM THE USE OR INABILITY TO USE THE PRODUCT, WHETHER ARISING IN CONTRACT OR WARRANTY, STATUTE, TORT, STRICT LIABILITY, NEGLIGENCE, OR OTHERWISE.**

Banner Engineering Corp. reserves the right to change, modify or improve the design of the product without assuming any obligations or liabilities relating to any product previously manufactured by Banner Engineering Corp. Any misuse, abuse, or improper application or installation of this product or use of the product for personal protection applications when the product is identified as not intended for such purposes will void the product warranty. Any modifications to this product without prior express approval by Banner Engineering Corp. will void the product warranties. All specifications published in this document are subject to change; Banner reserves the right to modify product specifications or update documentation at any time. Specifications and product information in English supersede that which is provided in any other language. For the most recent version of any documentation, refer to: www.bannerengineering.com.