

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ENGENHARIA MECÂNICA
CURSO DE ENGENHARIA MECÂNICA

Aline Roberta Santos Righi
Karina Luzia Brumatti

ESTUDO DE SISTEMAS DE SUSPENSÃO MAGNÉTICA

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO

2016

ALINE ROBERTA SANTOS RIGHI
KARINA LUZIA BRUMATTI

ESTUDO DE SISTEMAS DE SUSPENSÃO MAGNÉTICA

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Engenheira Mecânica, do Departamento Acadêmico da Mecânica – DAMEC, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR.

Orientador: Prof. Dr. Adriano Silva Borges.

CORNÉLIO PROCÓPIO

2016



TERMO DE APROVAÇÃO

Título do Trabalho de Conclusão de Curso **Estudo De Sistemas De Suspensão Magnética**

por

Aline Roberta Santos Righi

Karina Luzia Brumatti

Esse trabalho foi apresentado para conclusão do curso de Engenharia Mecânica às ___ horas do dia ___ de _____ de 2016 como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Mecânica, programa de graduação em tecnologia, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. As candidatas foram arguidas pela banca examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a banca examinadora considerou o trabalho

(Aprovado, Aprovado com restrições, Reprovado)

Prof. Dr. Adriano da Silva Borges
(UTFPR)
Orientador

Prof. Me. Fernando Henrique de
Oliveira Camara
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Dr. Adailton Silva Borges
(UTFPR)

Prof. Adriano Silva Borges
Coordenador do curso de Engenharia
Mecânica

AGRADECIMENTOS

Agradecemos primeiro à Deus por ter dado a nós saúde, força e abençoado nossas trajetórias até aqui.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus de Cornélio Procopio, seu corpo docente, direção e administração que oportunizaram nossa formação, mostrando os caminhos do mérito e ética que sempre foram presentes na instituição.

Agradecemos a todos os nossos professores por nos proporcionar o conhecimento racional e manifestação de caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional.

Ao nosso orientador Professor Doutor Adriano Silva Borges, pelo suporte, paciência e dedicação no pouco tempo que lhe coube, pelas suas correções e incentivos.

Aos nossos pais, Edson e Odete Brumatti e Francisco e Roseli Righi, pelo incentivo, amor e apoio incondicional em toda nossa jornada.

Agradecemos aos nossos irmãos, avós, tios, primos e todos aqueles familiares que de alguma maneira se puseram a disposição e apoiaram essa longa jornada.

Aos nossos amigos, companheiros de trajetória, irmãos na amizade que fizeram parte dessa fase especial e continuarão a fazer parte das nossas vidas.

A todos que direta ou indiretamente fizeram parte de nossa formação, nosso muito obrigado.

RESUMO

BRUMATTI, Karina Luzia, RIGHI, Aline Roberta Santos. **Estudo De Sistemas De Suspensão Magnética**. 2016. 50 f. Trabalho de conclusão de curso (graduação) – Curso de Engenharia Mecânica. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Cornélio Procópio. 2016.

Este trabalho tem como finalidade o estudo de técnicas de controle para estabilizar um sistema de suspensão magnética de um grau de liberdade. O primeiro passo foi a elaboração de um modelo da planta em malha aberta. Em seguida, aplicou-se as seguintes técnicas de controle: *root locus* utilizando o PD (proporcional e derivativo), *root locus* utilizando avanço de fase (*lead*), e por fim, o avanço de fase (*lead*) utilizando resposta de frequência. Através desses métodos, o modelo deve ser analisado em malha aberta e fechada. Para isto, é necessário o entendimento dos componentes constituintes, além dos parâmetros a serem analisados. Tendo isso como base, foram realizadas simulações para análise de estabilidade do sistema, análise do diagrama de Bode, e também, estudos de desempenho das técnicas de controle utilizadas. Toda a simulação e as análises foram desenvolvidas em ambiente MATLAB®. Por fim, os resultados mostram que o controle PD e Lead auxiliado pelo Root Locus estabilizaram satisfatoriamente o sistema, enquanto que o controle Lead auxiliado por resposta em frequência apresentou estabilidade marginal do sistema.

Palavras-chaves: Manca Magnético Ativo (MMA); Controle; PD; *Root Locus*; *Lead*; Análise; Estabilidade.

ABSTRACT

BRUMATTI, K.L., RIGHI, A.R.S. **Study of Systems of Magnetic Suspension**. 2016. 50 f. Final project (under graduation) – Mechanical Engineering major. Parana Federal Technological University, Cornelio Procopio. 2016.

The objective of this presented work is the study of the techniques of control to stabilize a system of magnetic suspension with one freedom degree. First, the developed model was in an open loop. Forward, the model had applied techniques of control, like root locus with PD (proportional and derivative), root locus with lead, and, lead with frequency response. Through these methods, the model studying considers an open and closed loop. For this aim, it is necessary the study and understanding of this model, its components, and, the parameters to be analyzed. Based on this, the analyses and simulations of the model is given by the stability of the system, Bode diagram, also, the performance of the control techniques. Finally, the MATLAB® has given all the simulation and analyses. The results demonstrate that the PD and Lead control by root locus technique showed a satisfactory established control, otherwise the Lead control by frequency response technique showed a marginal stability for the system.

Key words: Active Magnetic Bearings (MMA); Control; PD; Root Locus; Lead; Analyzes; Stability.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 Composição das forças e correntes em um mancal magnético radial ativo.	14
Figura 2.2: Exemplo do sistema rotor, ímã, sensor, controlador e amplificador.	16
Figura 2.3: Exemplo de um sistema rotor-mancal magnético com controle.	16
Figura 2.4: Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.	17
Figura 2.5: Diagrama de blocos do sistema com controle.	20
Figura 3.1: Gráfico de polos da função de transferência para o sistema sem controle em malha aberta.	26
Figura 3.2: Gráfico de resposta de entrada em degrau unitário para sistema sem controle em malha aberta.	26
Figura 3.3 Gráfico de localização dos polos com as condições de critério do projeto para o controle PD.	28
Figura 3.4 Gráfico de polos e zeros para o sistema com controle PD.	29
Figura 3.5 Gráfico de resposta ao degrau unitário para sistema com controle PD. ...	30
Figura 3.6 Diagrama de Bode para a planta com controlador PD em malha aberta e fechada.	30
Figura 3.7 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador PD em malha aberta.	31
Figura 3.8 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador PD em malha fechada.	32
Figura 3.9 Gráfico de localização dos polos com as condições de critério do projeto para o controle <i>Lead</i>	33
Figura 3.10 Gráfico de polos e zeros para o sistema com controle <i>Lead</i>	34
Figura 3.11 Gráfico de resposta de entrada em degrau unitário para sistema com controle <i>Lead</i>	34
Figura 3.12 Diagrama de Bode para a planta com controlador <i>Lead</i> em malha aberta e fechada.	35
Figura 3.13 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador <i>Lead</i> em malha aberta.	36
Figura 3.14 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador <i>Lead</i> em malha fechada.	36

Figura 3.15: Gráfico de Polos e Zeros para o sistema com controlador em malha aberta.	38
Figura 3.16: Gráfico de polos e zeros para o sistema com controlador em malha fechada.	38
Figura 3.17: Zoom do Gráfico de polos de zeros para o sistema com controlador em malha fechada.	39
Figura 3.18: Gráfico de entrada em degrau do sistema em malha aberta com controlador.	40
Figura 3.19: Gráfico de entrada em degrau para o sistema em malha fechada com o controlador.	41
Figura 3.20: Diagrama de Bode para o lead em malha fechada.	42
Figura 3.21: Gráfico de impulso para o lead em malha fechada.	42

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	14
2.1	FORÇA ELETROMAGNÉTICA	14
2.2	FUNCIONAMENTO DO SISTEMA	15
2.3	SISTEMA DE CONTROLE	17
2.3.1	CONTROLADORES ANALÓGICOS	18
2.3.2	LUGAR DAS RAÍZES (<i>ROOT LOCUS</i>) E A ESTABILIDADE DO SISTEMA ...	19
2.3.3	O CONTROLADOR PD.....	20
2.3.4	O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (<i>LEAD</i>).....	21
2.3.5	O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (<i>LEAD</i>) UTILIZANDO <i>ROOT LOCUS</i>	21
2.3.6	O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (<i>LEAD</i>) USANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA.....	22
3	RESULTADOS SIMULADOS	24
3.1	DEFINIÇÕES DO SISTEMA A SER ANALISADO	24
3.2	DEFINIÇÕES DOS CRITÉRIOS DO PROJETO	25
3.3	ANÁLISE DE ESTABILIDADE COM CONTROLADOR EM MALHA ABERTA....	25
3.4	SÍNTESE DOS CONTROLADORES.....	27
3.4.1	SÍNTESE DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO A TÉCNICA <i>ROOT LOCUS</i>	27
3.4.2	ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO A TÉCNICA <i>ROOT LOCUS</i>	28
3.4.3	ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO O <i>ROOT LOCUS</i>	30
3.4.4	SÍNTESE DO CONTROLADOR <i>LEAD</i> (AVANÇO DE FASE) UTILIZANDO O <i>ROOT LOCUS</i>	32
3.4.5	ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR <i>LEAD</i> UTILIZADO A TÉCNICA <i>ROOT LOCUS</i>	33
3.4.6	ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR <i>LEAD</i> UTILIZANDO O <i>ROOT LOCUS</i>	34
3.4.7	SÍNTESE DO COMPENSADOR <i>LEAD</i> UTILIZANDO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA.....	36

3.4.8 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR <i>LEAD</i> UTILIZANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA	37
3.4.9 ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR <i>LEAD</i> UTILIZANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA	39
3.5 ANÁLISES DE ESTABILIDADE: COMPARANDO AS MARGENS DE GANHO E MARGEM DE FASE	43
4 CONCLUSÕES.....	46
5 REFERÊNCIAS	47

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, a crescente demanda por máquinas e equipamentos de alto desempenho no ambiente industrial tem impulsionado o desenvolvimento de sistemas cada vez mais sofisticados e capazes de suportar grandes esforços. Neste sentido, um dos principais aspectos a serem considerados é o atrito causado pelo contato entre partes móveis. Com isso, além do desgaste natural deste processo, tem-se limitações de velocidade de operação devido a fatores tais como o superaquecimento. Neste contexto, uma alternativa que tem despertado grande interesse, tanto da comunidade acadêmica quanto de setores estratégicos da indústria, é o emprego de técnicas de levitação magnética. Dentre as áreas mais promissoras deste tipo de tecnologia estão os Mancais Magnéticos Ativos (MMA's), que são desenvolvidos principalmente para aplicações em máquinas rotativas de alto desempenho.

Neste ponto, é interessante introduzir os conceitos de controle de vibração, cujas principais categorias são: o controle ativo que é um método mais sofisticado em malha fechada, e o controle passivo que é mais simples e de baixo custo.

O controle passivo de vibrações consiste na alteração de propriedades dos sistemas, tais como massa, rigidez e amortecimento de forma a reduzir os níveis de vibração. A grande vantagem destes métodos reside na sua relativa simplicidade e no fato de não necessitarem de uma fonte externa de energia para operarem. Já como principais desvantagens pode-se citar a sua falta de versatilidade, haja vista que não são capazes de se adaptarem alterações tanto das condições de operação quanto do seu comportamento dinâmico (OLIVEIRA, 2015).

Já o controle ativo consiste no método mais sofisticado de atenuação dos níveis de vibração. Tais técnicas baseiam-se na aplicação de forças dinâmicas no sistema de forma a combater a vibração indesejada (TAMMI, 2007). De maneira simplificada, um sistema de controle ativo de vibrações geralmente é constituído por sensores, atuadores e por uma unidade de controle. Os sensores servem para fornecer informações a respeito das variáveis a serem controladas. A unidade de controle é responsável pelo processamento das informações provenientes dos sensores de forma a aplicar os algoritmos de controle correspondentes, produzindo os sinais de comando. Por fim, aparecem os atuadores que convertem os sinais de comando fornecidos pela unidade de controle em ações efetivas sobre o sistema. No controle ativo de vibração em máquinas rotativas, os dispositivos mais utilizados são:

atuadores hidráulicos, atuadores piezelétricos e os mancais magnéticos ativos (MMAs).

Os mancais magnéticos ativos (MMAs) não são uma tecnologia recente, já que sua primeira aplicação industrial foi feita por Harbermann em 1977, sendo aplicado em rodas de reação de satélites terrestres, porém, nos últimos 20 anos os mancais magnéticos ativos tem sido utilizado em um número maior de aplicações industriais. Os mancais magnéticos ativos (MMAs) podem ser considerados como uma das soluções mais promissoras para aplicações em máquinas rotativas. Estes utilizam-se de uma malha de controle, possuindo sensores, reguladores e atuadores. Esses sistemas, necessitam também de uma fonte alimentação, além de outros componentes (LOPES, 2014). Nestes sistemas, os campos magnéticos existentes fazem com que o rotor literalmente levite.

Como principais vantagens do emprego desta tecnologia, pode-se citar: ausência de atrito, a eliminação da necessidade de lubrificantes, a possibilidade de operação em ambientes extremos tais como atmosferas corrosivas e grandes variações de temperatura. Neste contexto, vale lembrar que, como não há desgaste por atrito, a necessidade de intervenções para manutenção é bastante reduzida, além de proporcionar uma vida útil longa. Em contrapartida, há algumas desvantagens tais como o custo ainda elevado e a necessidade de uma fonte de alimentação permanente. Desta forma, deve-se salientar que, caso haja uma interrupção do fornecimento de energia, a levitação cessa, fazendo com que o sistema perda a sua estabilidade e se choque com os atuadores magnéticos, podendo danificá-los permanentemente. Para remediar este problema, são incluídos nos projetos de máquinas rotativas mancais convencionais auxiliares, ou de segurança, que possuem a finalidade tanto de suportar o rotor em caso de uma perda de levitação quanto em casos de sobrecarga de esforços externos (GUIRAO, 2012).

Os mancais magnéticos ativos (MMA's) podem ser utilizados em diversas aplicações envolvendo maquinas rotativas de alta rotação, como por exemplo, em bombas, compressores ou turbo expansores. Nestas aplicações específicas, os mancais magnéticos são capazes de obter maior eficiência, eliminar problemas devido a impurezas, além de tornar o projeto mais leve e compacto (GUIRAO, 2012). Os mancais magnéticos ativos (MMA's) também tem sido assunto de pesquisas na área da biomedicina, pois devido a grande vantagem de não utilizarem lubrificantes, podem ser aplicados para bombas cardíacas em corações artificiais, possibilitando o

funcionamento completo das funções cardíacas. Mancais convencionais nestas aplicações costumam utilizar o próprio sangue do paciente para lubrificar o sistema, podendo causar diversos problemas à sua saúde, pois os rolamentos podem causar danos às células, principalmente relacionados aos problemas de coagulação (GUIRAO, 2012).

Na área de processos de fabricação, os mancais magnéticos ativos (MMAs) podem ser aplicados a máquinas-ferramentas. Neste caso, proporcionam uma maior precisão das operações, haja vista que possibilitam o controle ativo de vibrações que, conseqüentemente, reduz drasticamente a trepidação do sistema. Os mancais magnéticos também são aplicados no armazenamento de energia em sistemas de volantes (flywheel system). Isto é, em relação aos mancais convencionais, os MMAs permitem que se tenha altas velocidades com uma pequena perda de potência, pois estes sistemas de volantes armazenam energia. Este sistema está sendo desenvolvido para aplicação em veículos elétricos híbridos e aplicações espaciais (GUIRÃO, 2012).

Por fim, um setor que tem realizado grandes investimentos em aplicações envolvendo MMA's é o de óleo e gás. Nestes casos, os MMA's são utilizados em bombas e compressores, reduzindo a necessidade de paradas para manutenção do sistema e, conseqüentemente, aumentando a confiabilidade do sistema e a lucratividade dos processos. De acordo com MONACO (2012), os mancais magnéticos apresentam mais vantagens se aplicados para extração de petróleo diminuindo o atrito do sistema, os esforços de manutenção, e também a diminuição dos problemas causados pela contínua exposição ao fluido que é extraído, o qual possui impurezas.

Neste contexto, propõe-se como tema central deste trabalho de conclusão de curso o estudo e a realização de simulações envolvendo a investigação dos princípios físicos fundamentais que norteiam a operação de sistemas de suspensão magnética. Sendo para isso analisado a estabilidade de um sistema de um grau de liberdade em malha aberta bem como o seu controle em malha fechada. O controle em malha fechada é confrontado por dois métodos de controle que serão mais detalhados no decorrer dos próximos capítulos desse trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção, serão apresentados os fundamentos teóricos que possibilitam a operação de sistemas de suspensão magnética. Primeiramente, será apresentada uma introdução sobre força eletromagnética. E por fim, será apresentado o funcionamento de um MMA para que se possa entender a modelagem do sistema estudado. Onde toda a modelagem matemática será implantada em ambiente MATLAB® nas próximas seções.

2.1 FORÇA ELETROMAGNÉTICA

Como foi mencionado, este trabalho emprega um sistema com um grau de liberdade, onde será considerado ativo devido à ação de forças eletromagnéticas atuantes para elevar o eixo. Sistemas de controle são então utilizados para manter o eixo na posição pré-estabelecida. Desta maneira, é essencial o entendimento de força eletromagnética, também como, o estudo dos métodos de controle que serão empregados nesse caso.

Por meio do controle das forças verticais serão utilizados diferentes métodos de controle visando manter o sistema na posição pré-definida e comparar a eficácia de cada um desses métodos para o sistema em questão. A figura 2.1 ajuda a compreender esse sistema esquematizando as forças geradas pelos ímãs.

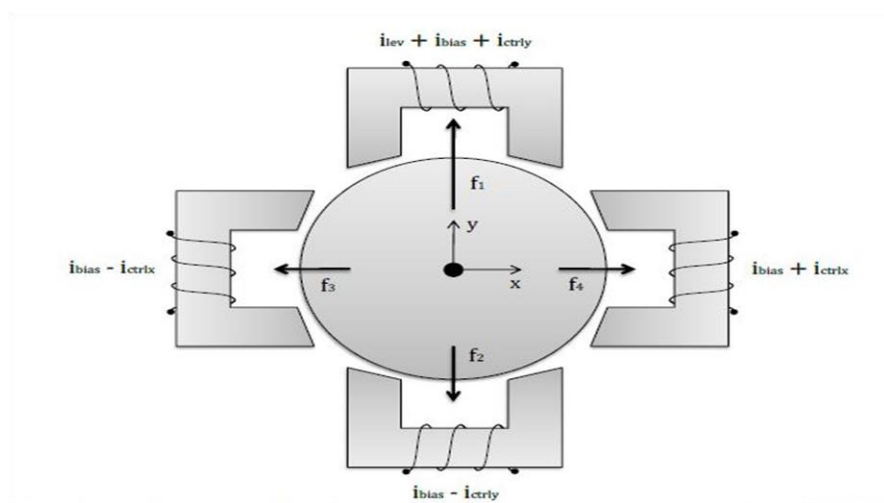


Figura 2.1 Composição das forças e correntes em um mancal magnético radial ativo.

Fonte: Lopes (2014).

A força eletromagnética é gerada através de uma corrente passando pelo eletroímã que atua transmitindo essas forças para o eixo. Segundo Schweitzer & Maslen (2009), a intensidade dessa força depende da corrente de saturação (i), do entreferro (h), também conhecido como air gap, do número de espiras que compõem a bobina (N) e claro da área da seção transversal do próprio eletroímã (A_g), conforme equação 2.1. É importante saber que alguns efeitos que surgem no mancal magnético, como por exemplo, corrente de flutuação, não são levados em consideração na equação da força eletromagnética.

$$F = \varepsilon * \frac{\mu_0 * N^2 * i^2 * A_g}{4 * h^2}$$

Equação 2.1

Onde ε é o fator de correção geométrica, que pode ser considerado 0,9 para mancais axiais e 0,8 para mancais radiais e μ_0 é a constante de permeabilidade do ar no valor de $4 * \pi * 10^{-7}$ H/m

A força que é aplicada ao rotor, possui um ângulo α em relação a área dos polos do atuados. Desta maneira, considerando mancais magnéticos possuindo 4 pares de polos têm-se $\alpha=22,5^\circ$. Sendo assim, é necessário que seja inserido o $\cos \alpha$ na equação A, sendo assim:

$$F = \varepsilon * \frac{\mu_0 * N^2 * i^2 * A_g}{4 * h^2} * \cos \alpha$$

Equação 2.1

2.2 FUNCIONAMENTO DO SISTEMA

Para o funcionamento desse sistema são usados sensores, um controlador e um atuador eletromagnético, como apresentado na figura 2.2. Cada eixo possui dois sensores e estes são usados para detectar sinais. Nesse caso o sinal a ser detectado é o sinal de posição do eixo do sistema. O sensor será responsável por indicar ao controlador se a posição do eixo está deslocada positivamente ou negativamente com relação ao ponto determinado como ponto referencial para o eixo.

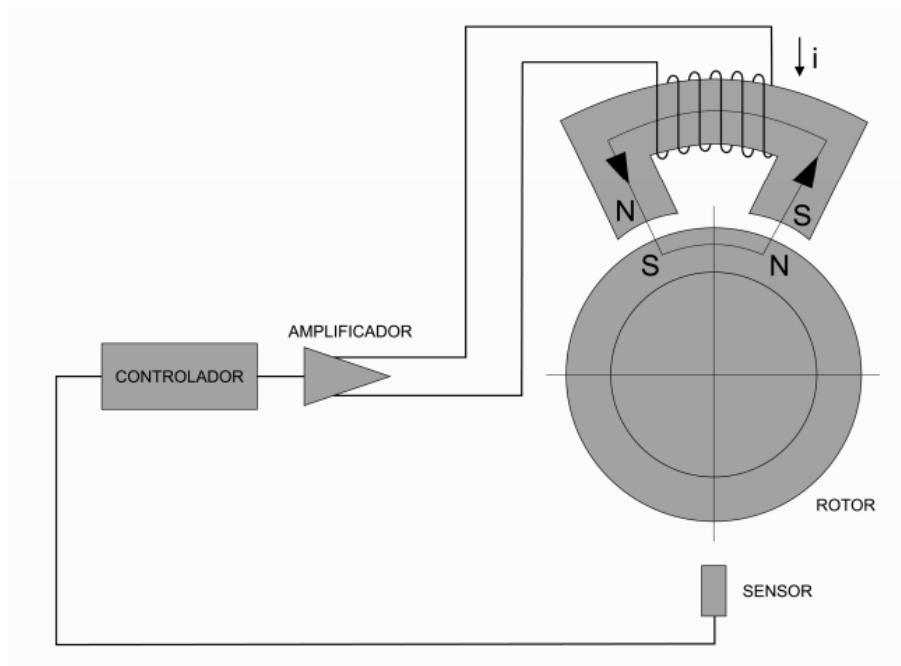


Figura 2.2: Exemplo do sistema rotor, ímã, sensor, controlador e amplificador.
Fonte: Furtado (2008).

Segundo Ogata (2013), o controlador é responsável por receber os sinais de tensão (V) mandados dos sensores, fazer o processamento, definir se a força eletromagnética deverá ser aumentada ou diminuída e enviar ao amplificador um comando que define a quantidade de corrente que deverá ser condicionada por ele.

Genericamente, o amplificador tem a responsabilidade de condicionar o sinal para níveis de trabalho do atuador, sendo então utilizado um amplificador para cada atuador. O campo eletromagnético necessário para estabilizar o eixo na posição pré-definida dependerá da escolha do controlador e a quantidade de corrente que deverá ser enviada para o atuador. A figura 2.3 apresenta o exemplo de um sistema rotor-mancal magnético usando um sistema de controle.

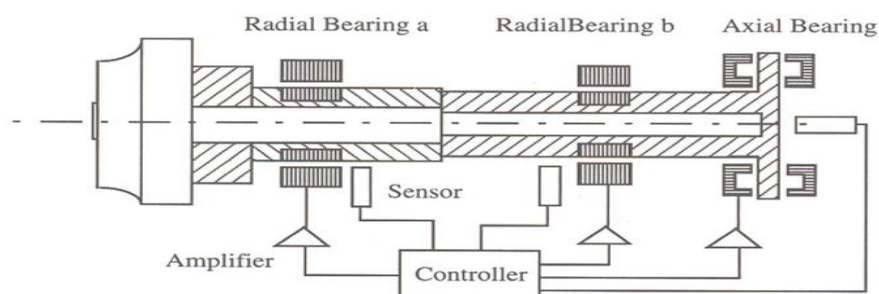


Figura 2.3: Exemplo de um sistema rotor-mancal magnético com controle.
Fonte: Hillyard (2006)

2.3 SISTEMA DE CONTROLE

Segundo OGATA (1997), os sistemas de controle são feitos para a realização de tarefas específicas, geralmente relacionadas à precisão, relativas à estabilidade e tempo de resposta. Os sistemas de controle dependem do devido entendimento de um sistema por parte do “programador” para que possam ser implementados os métodos de controle das entradas e processos.

Todo sistema é constituído de uma entrada, um processo e uma saída. Como define DORF (2001), o sistema em malha aberta usa um dispositivo de atuação na entrada desse sistema de forma a controlar o processo. Já o sistema em malha fechada usa um método de retroação, que realiza a comparação da saída com a resposta desejada para manter um controle dinâmico sobre o sistema.

O diagrama de blocos, representado na figura 2.4 exemplifica esse sistema em malha fechada. Deve-se lembrar que para cada grandeza a ser medida existe um transdutor específico a fim de convertê-la em corrente ou tensão para análise.

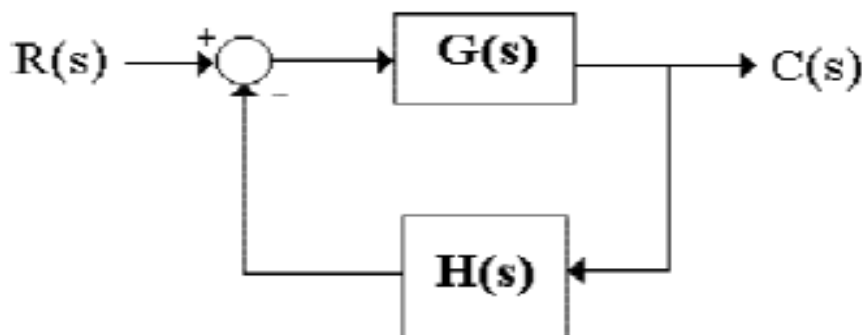


Figura 2.4: Diagrama de blocos de um sistema em malha fechada.
Fonte: Dorf (2001).

Função de transferência é descrita por DORF (2001) para um sistema linear como a relação da transformada de Laplace da variável de saída e a transformada de Laplace da variável de entrada. Dessa forma a função de transferência em malha fechada para o diagrama de blocos representado na figura 2.3 é representado pela equação 2.3.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s) * H(s)}$$

Consequentemente os polos do sistema em malha fechada são as raízes da equação 2.4.

$$1 + G(s) * H(s) = 0$$

Equação 2.3

Na forma complexa esses polos podem ser descritos como na equação 2.5.

$$G(s) * H(s) = -1 + j_0$$

Equação 2.4

2.3.1 CONTROLADORES ANALÓGICOS

Os controladores são usados para ajustar a saída dos sistemas a fim de garantir estabilidade. O sistema de controle deve ter pouca sensibilidade às variações de parâmetro do sistema, e por fim, deve diminuir os efeitos de perturbações indesejáveis. Segundo Monzani (2010), para o projeto de um sistema de controle é necessário a realização e concepção da estrutura do sistema, a seleção de componentes e parâmetros adequados. Desta forma, quando há mudança ou ajuste em um sistema de controle, com o objetivo de se obter o comportamento desejável, corrigindo deficiências e inadequações, é chamado de compensação. Então, o dispositivo que é inserido com essa finalidade, é chamado de compensador e estes são adicionados de forma a minimizar os erros e alcançar estabilidade. Para este trabalho os compensadores utilizados serão o *lead* e o PD.

A adição de polos ao sistema em malha aberta ocasiona o deslocamento do lugar das raízes para a direita, fazendo com que o sistema apresente características de amortecimento mais lentas, ou seja, altera a resposta em regime permanente do sistema. Já a adição de zeros ao sistema em malha aberta apresenta características opostas, ocasionando o deslocamento do lugar das raízes para a esquerda e assim fazendo com que o sistema apresente um tempo de acomodação menor, ou seja, altera a resposta transitória do sistema. (MONZANI, 2010)

A técnica visual do lugar geométrico das raízes, também conhecida como *root locus* será empregada de forma a auxiliar a visualização dos zeros e polos do sistema para que assim sejam mais facilmente escolhidos os ganhos dos compensadores.

2.3.2 LUGAR DAS RAÍZES (*ROOT LOCUS*) E A ESTABILIDADE DO SISTEMA

Métodos computacionais, podem ser empregados para obter os polos de maneira mais versátil. O *root locus* tem como principal característica facilitar a visualização dos zeros e polos, dessa maneira essa técnica gráfica permite ao projetista definir adequadamente a estrutura do controlador apropriada para cada sistema. Uma vez que ao variar parâmetros, analisa-se a evolução das raízes da equação visando atingir a estabilidade. Para obter o método gráfico deve-se traçar o LGR (Local geométrico das raízes), também conhecido como *Root Locus*.

Os polos da função de transferência de malha fechada, que são as raízes da equação característica, devem estar no semi-plano esquerdo (parte real da raiz negativa) para que se tenha estabilidade do sistema. Quanto mais distantes da origem do semi-plano mais estáveis podem ser considerados os sistemas. Sendo assim os coeficientes das equações características serão positivos. Coeficientes nulos ou negativos implicam em instabilidade ou estabilidade marginal do sistema. Ou seja, estabilidade para uma margem de valores.

Segundo Monzani (2010), mesmo seguindo esta condição não pode-se garantir que o sistema será estável. Por isso deve-se aplicar testes de estabilidade como por exemplo o critério de Routh-Hurwitz.

A partir do entendimento do método usado para se encontrar os polos do sistema deve-se escolher um compensador para realizar o controle.

Esses compensadores podem ser por avanço de fase (*lead*), atraso de fase (*lag*), atraso-avanço de fase (*lead-lag*), proporcional, proporcional derivativo (PD), proporcional integral (PI) e proporcional, integral derivativo (PID). O *lead lag* e o PID são análogos, e melhoram o desempenho em regime permanente do sistema e também do regime transitório.

Dessa forma, o *lead* e o PD (Proporcional – Derivativo), auxiliados pela técnica visual *root locus*, assim como o *lead* utilizando resposta de frequência serão os controladores estudados nesse trabalho, para análise de seus desempenhos em um sistema de malha fechada com um grau de liberdade.

2.3.3 O CONTROLADOR PD

O controle PID (proporcional integral derivativo) é muito utilizado em ambiente industrial por possuir flexibilidade para diversas aplicações e ter um algoritmo robusto e simples. (NATIONAL INSTRUMENTS, 2011)

Esse tipo de controle é bastante dinâmico podendo ser facilmente adaptável onde necessário porque consegue-se combinar suas variáveis de controle separadamente.

O mais simples é o controle proporcional que reduz o tempo de resposta, aumenta o tempo de recuperação do sistema e conseqüentemente reduz o erro estático. Outra variação é o proporcional com derivativo (PD), onde a adição do ganho derivativo reduz o tempo de recuperação e de estabilização do sistema. Tem-se também o Proporcional Integral (PI), onde o ganho integral reduz o tempo de resposta do sistema, aumentando o tempo de recuperação e o tempo de estabilização do mesmo. (CANERGIE MELLON, 2011)

Desta maneira, o ganho proporcional multiplica o erro, e tem influência na rigidez. O ganho derivativo multiplica a velocidade da variação do erro, e possui influência no amortecimento, e por fim, o ganho integral elimina o erro em regime estacionário (*offset*).

Para esse trabalho será utilizado o ganho PD. O diagrama de blocos para o sistema com esse tipo de controle pode ser observado abaixo na figura 2.5.

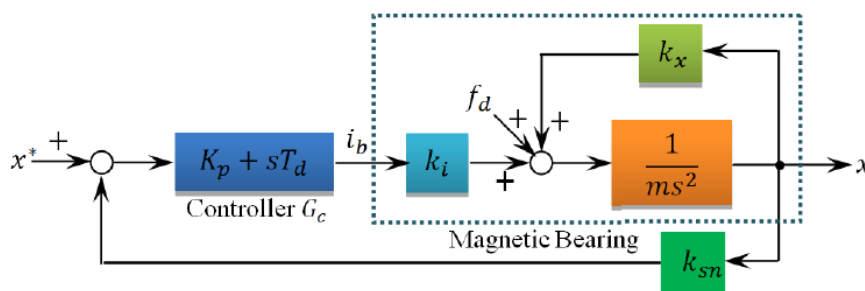


Figura 2.5: Diagrama de blocos do sistema com controle.
Fonte: Borges (2013).

O ganho desse controlador PD é dado pela equação 2.6

$$G_c = k_p + T_d * s$$

Onde os ganhos dos controladores podem ser obtidos a partir das equações de Chiba et al. (2005) apresentadas a seguir:

$$k_p = \frac{m * \omega_n^2 + k_x}{k_i * k_{sn}}$$

Equação 2.6

$$T_d = \frac{2 * m * \omega_n * \zeta}{k_i * k_{sn}}$$

Equação 2.7

Sendo ω_n a frequência natural do sistema, associado a rapidez de resposta do sistema, e ζ a razão de amortecimento, associado a estabilização do sistema, que irão compor os critérios de busca dos polos para satisfazer o sistema em malha fechada. Deve-se ser cuidadoso ao escolher polos muito rápidos, pois isso pode exigir muito esforço dos atuadores ou até impossibilitar a implementação física do controlador. (Borges, 2013)

2.3.4 O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (*LEAD*)

O filtro de avanço (*lead*) de fase é composto por um polo e um zero, onde a frequência do polo é maior que do zero. Sua finalidade é suprir o atraso de fase natural do sistema original, que é gerado pelas características de alguns componentes. É possível haver um aumento do ganho e da fase da região entre as duas frequências e amortecimento, com menores tempo de subida e acomodação. Este tipo de filtro é indicado para MMA's pois lida com frequências naturais que são localizadas na faixa operacional da máquina.

2.3.5 O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (*LEAD*) UTILIZANDO *ROOT LOCUS*

O compensador *lead* através do *Root Locus* é representado pela equação 2.9. Onde, a frequência do zero, observada no eixo real, é menor que do polo. Neste tipo de controle, a fase *lead* move o *root locus* para a esquerda do plano complexo. Desta maneira, é possível melhorar a estabilidade do sistema e aumentar o tempo de resposta.

$$C(s) = \frac{(s - z_0)}{(s - p_0)}$$

Equação 2.8

2.3.6 O CONTROLADOR DE AVANÇO DE FASE (LEAD) USANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

O compensador *lead* através de resposta de frequência tem como objetivo adicionar um ganho de fase ao sistema. A margem de ganho do sistema indica quanto o ganho do sistema pode ser aumentado, de forma que ele ainda se mantenha estável, enquanto a margem de fase indica quanto de fase pode ser atrasado de forma que o sistema continue estável. E está representado pela equação 2.10

$$C(s) = \frac{1 + aTs}{1 + Ts}$$

Equação 2.9

A equação 2.10 é equivalente à equação 2.9, se for substituído as equações 2.11, 2.12 e 2.13.

$$p = \frac{1}{a * T}$$

Equação 2.10

$$z = \frac{1}{T}$$

Equação 2.11

$$K_c = a$$

Equação 2.12

Neste caso, uma fase *lead* adiciona uma fase positiva para o sistema, que é localizada entre o polo e o zero. Considerando o valor de a , o maior valor de fase adicionado pode ser 90° . Caso seja necessário uma fase maior que 90° , deve-se adicionar mais um compensador *lead* em série. O máximo valor de ganho que o *lead* pode prover é representada pela equação 2.14. O valor da máxima frequência onde a fase máxima acontece, é dada pela equação 2.15.

$$\omega_n = \frac{1}{T\sqrt{a}}$$

Equação 2.13

$$\sin\phi = \frac{a - 1}{a + 1}$$

Equação 2.14

O *lead* através da resposta de frequência é determinado usando a quantidade de fase que é necessária ser adicionada para satisfazer os pré-requisitos do sistema, e assim, determinando T para adicionar a fase no ganho da nova frequência.

3 RESULTADOS SIMULADOS

Nesta seção, serão realizados estudos de técnicas de controle, tais como: PD e *lead* auxiliados pela técnica de visualização *root locus* e por fim, *lead* utilizando resposta de frequência para estabilizar um sistema de suspensão magnética. Será realizada uma análise do comportamento do sistema com um grau de liberdade frente a um distúrbio, de forma a controlar o sistema em fechada.

O MATLAB® é uma ferramenta essencial durante o processo de síntese e análise de controladores, portanto, utilizou-se os recursos deste ambiente para realizar os estudos deste trabalho por análise computacional. Outros softwares como o Proteus® e SIMULINK® podem ser utilizados de forma a observar teoricamente os resultados obtidos de forma mais versátil.

3.1 DEFINIÇÕES DO SISTEMA A SER ANALISADO

Neste trabalho, serão realizadas análises de desempenho e estabilidade de um sistema de suspensão magnética, comparando suas margens de ganho e margem de fase. Este sistema será inicialmente analisado em malha aberta, e em seguida, estudado com os controladores empregados, tendo sido eles já citados previamente.

Para isto, os dados iniciais do modelo, estão apresentados na tabela 1. Onde vê-se também, dados do critério de performance adotado, valores da frequência natural do sistema e *damping ratio* (razão de amortecimento). O sistema que será modelado para análise está apresentado na figura 2.5, que representa o diagrama de blocos do sistema com controle em malha fechada.

Tabela 1: Parâmetros do modelo utilizado.

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Massa do motor	m	4	kg
Rigidez de corrente	k_i	170	N/A
Rigidez de posição	k_x	$1,7 \times 10^6$	N/m
Ganho do sensor	K_{sn}	6000	V/m

Frequência natural	ω_n	1200	rad/s
Razão de amortecimento	ζ	0,8	-

Fonte: Borges, 2013.

3.2 DEFINIÇÕES DOS CRITÉRIOS DO PROJETO

De forma a atender os requisitos de performance do projeto e torná-lo mais robusto, alguns critérios são pré-definidos aqui, sendo eles a frequência natural e razão de amortecimento.

Quanto maior for o valor da frequência natural (ω_n) mais rápida será a resposta do sistema, enquanto que a razão de amortecimento (ζ) será responsável pela estabilização do sistema e redução do *overshoot*. Segundo Borges (2013) é necessário ter cuidado ao escolher polos muito rápidos para o sistema, porque isso pode exigir muito esforço dos atuadores, ou até mesmo impossibilitar a implementação física do controlador.

Assume-se então, para essa análise, que os valores de frequência natural igual a 1200 rad/s e razão de amortecimento igual a 0,8 satisfazem os requisitos do sistema.

3.3 ANÁLISE DE ESTABILIDADE COM CONTROLADOR EM MALHA ABERTA

A primeira análise será feita para o sistema em malha aberta. Desta maneira, a equação de transferência utilizada é descrita pela equação 3.1.

$$G_P = \frac{k_i * k_{sn}}{m * s^2 - k_x}$$

Equação 3.1

Observa-se na figura 3.1, que o sistema em malha aberta não é estável. Isto pode ser concluído com base nas posições dos polos, pois há um polo localizado no semi plano real positivo do gráfico, o que é indicativo de instabilidade. Portanto, conclui-se que o sistema em malha aberta, só pode ser estabilizado através do emprego de técnicas de controle ativo.

Outra análise que pode ser feita para avaliar estabilidade do sistema em malha aberta é o gráfico de entrada em degrau unitário (*step response*), que é apresentado na figura 3.2. Este gráfico mostra a resposta de um sistema no domínio

do tempo a uma entrada em degrau unitário. Pode-se através deste gráfico, analisar que o sistema se desestabiliza em torno de 0,08 segundos. Com isso, reafirma-se a necessidade do emprego de um controlador ativo, que será apresentado nas próximas seções.

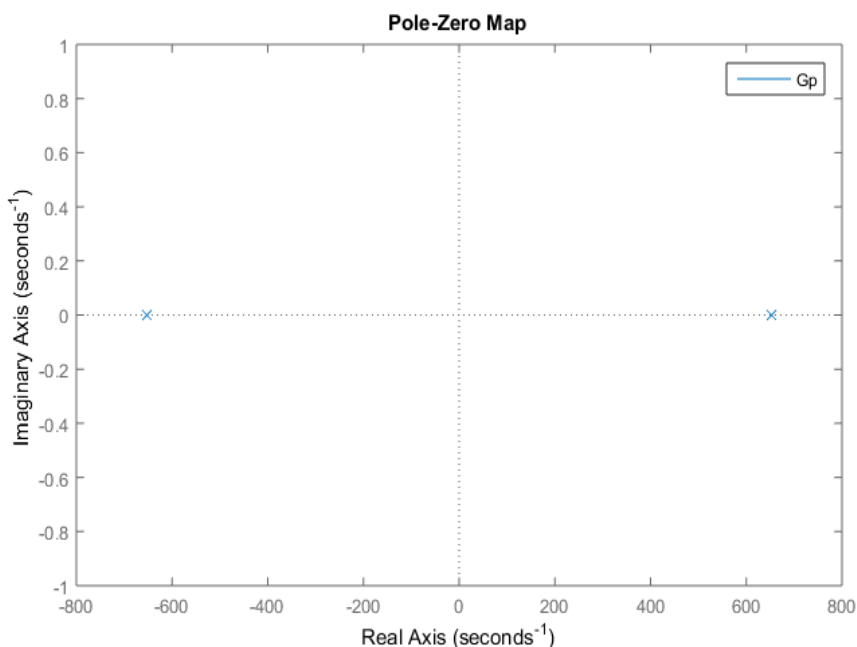


Figura 3.1: Gráfico de polos da função de transferência para o sistema sem controle em malha aberta.
Fonte: Autoria própria.

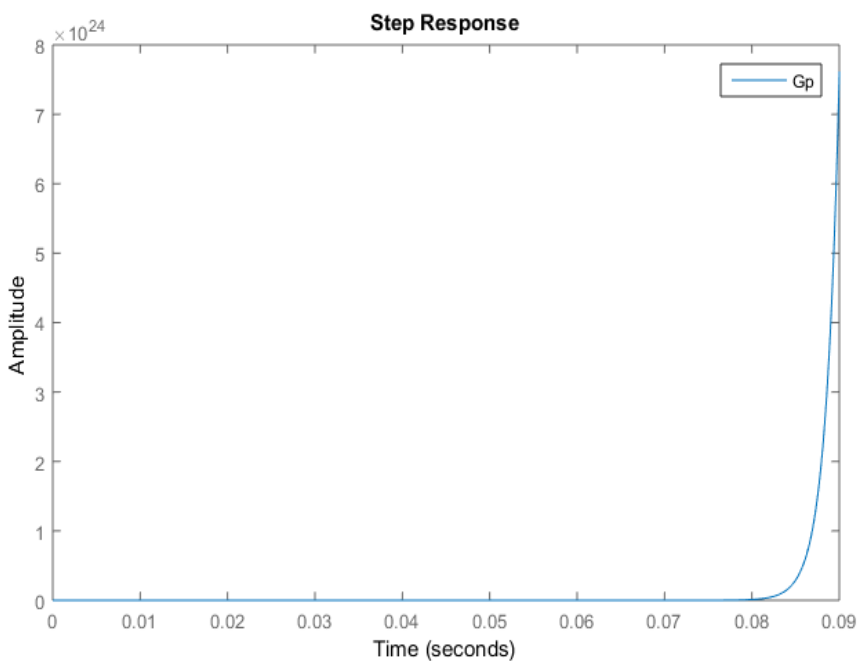


Figura 3.2: Gráfico de resposta de entrada em degrau unitário para sistema sem controle em malha aberta.
Fonte: Autoria própria.

3.4 SÍNTESE DOS CONTROLADORES

Nesta seção, serão apresentadas as técnicas utilizadas para controle e seus respectivos resultados obtidos, com a finalidade de comparar e entender as melhores aplicações de cada técnica.

3.4.1 SÍNTESE DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO A TÉCNICA *ROOT LOCUS*

O *Root Locus* é uma técnica de visualização que nos permite avaliar o ganho para o sistema no intuito de satisfazer as condições de critério. Esse ganho é avaliado por método gráfico, onde a partir dos critérios desejados, incluídos em funções do MATLAB® obtém-se a figura 3.3 mostrada abaixo.

No gráfico mostrado na figura 3.3, as duas linhas tracejadas indicam a localização de polos para uma razão de amortecimento do sistema de 0,8. Internamente às essas linhas os polos terão uma taxa de amortecimento maior e externamente menor que 0,8. O semicírculo por sua vez apresenta localização de polos para uma frequência natural do sistema de 1200 rad/s, internamente ao semicírculo possuem uma frequência natural menor, enquanto que externamente ao semicírculo a frequência natural do sistema para esses polos é maior que 1200 rad/s.

Ao serem selecionados pontos do polo que satisfazem as condições de critério do projeto obteve-se como resposta os valores de ganho correspondente àqueles pontos.

Para fins de comparação, neste trabalho foram selecionados 5 pontos para parametrização do sistema com controle PD.

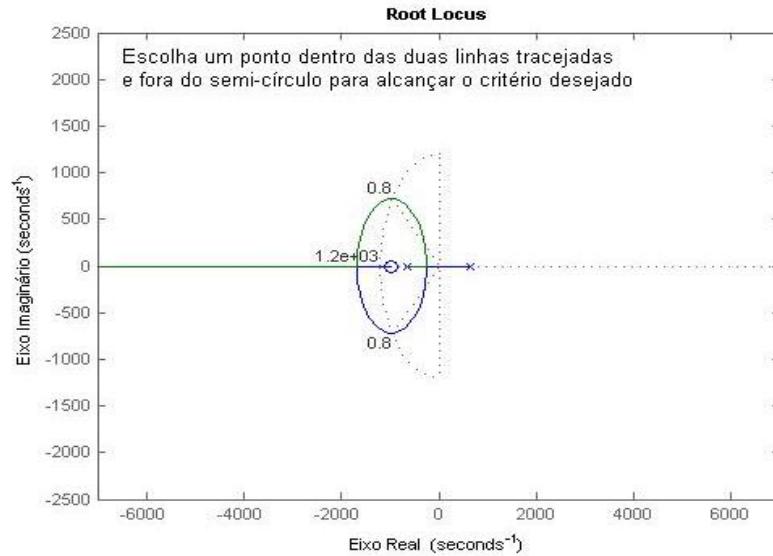


Figura 3.3 Gráfico de localização dos polos com as condições de critério do projeto para o controle PD.
Fonte: Autoria própria.

3.4.2 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO A TÉCNICA ROOT LOCUS

O controle proporcional e derivativo (PD) aplicado ao sistema, caracterizado por reduzir o erro estático e o tempo de estabilização, emprega as equações 2.7 e 2.8 já apresentadas anteriormente para determinar-se os valores de ganho proporcional e derivativo, respectivamente. Os valores são obtidos com base na tabela 1 que contém os parâmetros do sistema. Como representado a seguir nas equações 3.2 e 3.3:

$$k_p = \frac{m * \omega_n^2 + k_x}{k_i * k_{sn}} = \frac{4 * 1200^2 + 1,7 * 10^6}{170 * 6000} = 3,078$$

Equação 3.2

$$T_d = \frac{2 * m * \omega_n * \zeta}{k_i * k_{sn}} = \frac{2 * 4 * 1200 * 0,8}{170 * 6000} = 7,53 * 10^{-3}$$

Equação 3.3

Então aplicam-se os valores obtidos acima na equação 2.6 para que seja encontrado o ganho do controlador como pode ser observado na equação 3.4:

$$G_c = k_p + T_d * s = 3,078 + 7,53 * 10^{-3} * s$$

Equação 3.4

Nesse ponto determina-se o ganho do controlador PD que será aplicado ao sistema. Assim, será aplicado o ganho do controlador PD ao sistema e a partir da técnica *Root Locus* serão construídos os polos do sistema. Selecionando alguns pontos que satisfazem os critérios definidos para o projeto, como já explicado anteriormente, pode-se observar a parametrização dos polos na figura 3.17. Sendo os valores de ganho estudados com controle PD nesse trabalho 1,1681; 1,5201; 1,7515; 2,0531 e 3,5572. Esta figura 3.4 traz o gráfico com os polos e zeros do sistema, elaborado utilizando o comando *pzmap* do MATLAB, onde fica fácil reconhecer que o sistema com controle em malha aberta era instável e após o controle em malha fechada tem-se um sistema estável. Isso pode ser concluindo a partir da observação de que somente para o sistema em malha aberta há um polo localizado no semiplano à direita do eixo real.

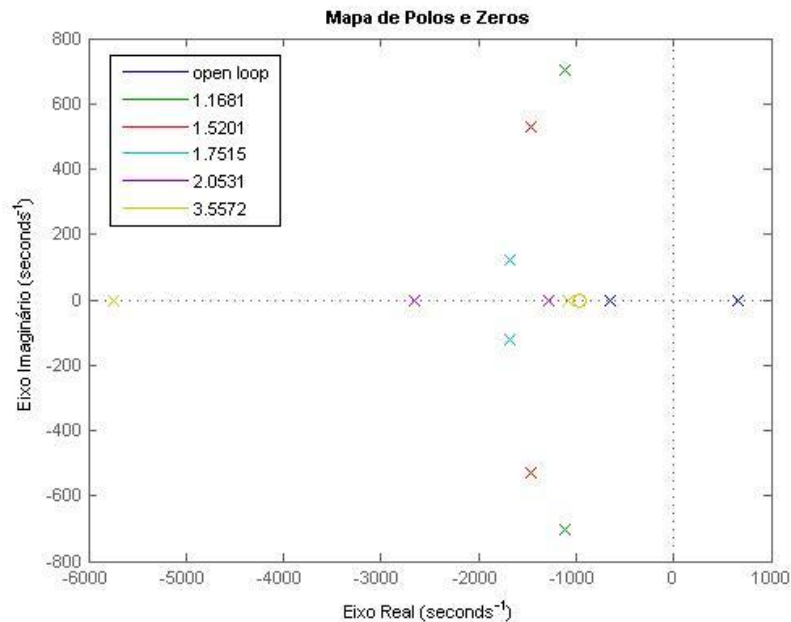


Figura 3.4 Gráfico de polos e zeros para o sistema com controle PD.
Fonte: Autoria própria.

3.4.3 ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR PD UTILIZANDO O *ROOT LOCUS*

No gráfico da figura 3.5 tem-se uma análise parametrizada da resposta ao tempo para a entrada em degrau unitário, ficando fácil observar que o aumento do ganho, k , no sistema diminui a amplitude e conseqüentemente, reduz o tempo de estabilização do sistema.

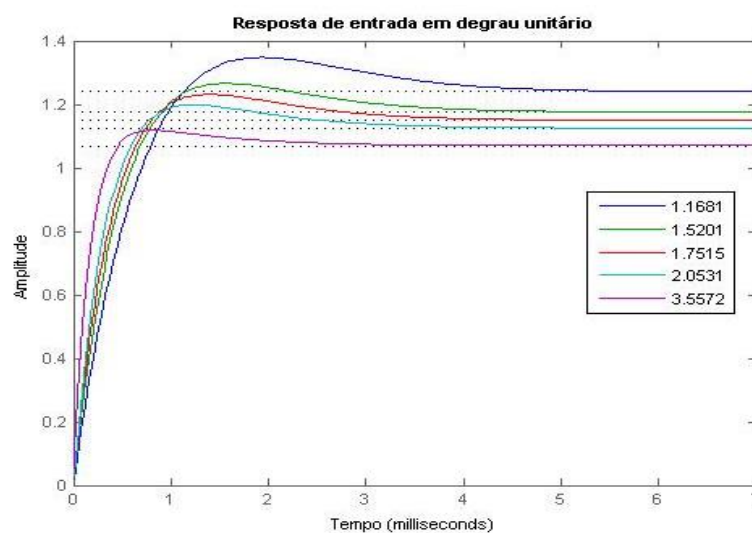


Figura 3.5 Gráfico de resposta ao degrau unitário para sistema com controle PD.

Fonte: Autoria própria.

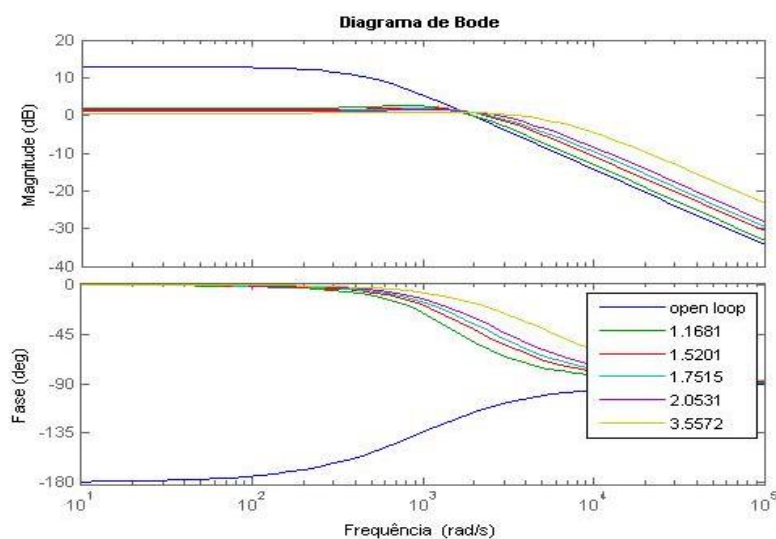


Figura 3.6 Diagrama de Bode para a planta com controlador PD em malha aberta e fechada.

Fonte: Autoria própria.

Na figura 3.6 acima, pode-se ver que do sistema em malha aberta com controle PD para o sistema em malha fechada com o mesmo controle obteve-se estabilização do sistema como desejado. Uma vez que o gráfico de fase para o sistema em malha aberta se inicia em uma fase de -180 graus, o que caracteriza um sistema instável, e a partir do controle do sistema em malha fechada o gráfico de fase se inicia com fase próxima de 0 graus que é característico de sistemas estáveis. Para maiores valores de ganho fica fácil observar que a mudança de fase acontece para maiores valores de frequência do sistema.

Comparando-se o sistema com controle em malha aberta, figura 3.7, e malha fechada, figura 3.8, vê-se a grande vantagem do controle em malha fechada para a resposta ao impulso. Visto que em malha aberta a resposta do sistema divergia a partir de 0,08 segundos, enquanto que em malha fechada para qualquer um dos valores de ganho o sistema se mostra estável.

Podendo ser observado que para maiores valores de ganho essa resposta é mais satisfatória. Uma vez que a amplitude é estabilizada pouco depois de 0,5 milissegundo para o ganho de 3,5572, enquanto que essa estabilização acontece próximo aos 2 milissegundos para o menor valor de ganho que é de 1,1681.

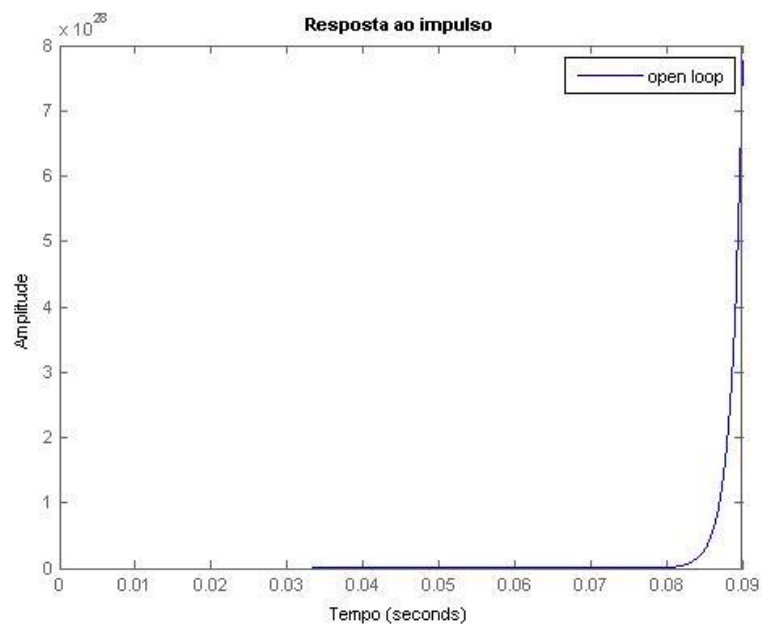


Figura 3.7 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador PD em malha aberta.
Fonte: Autoria própria.

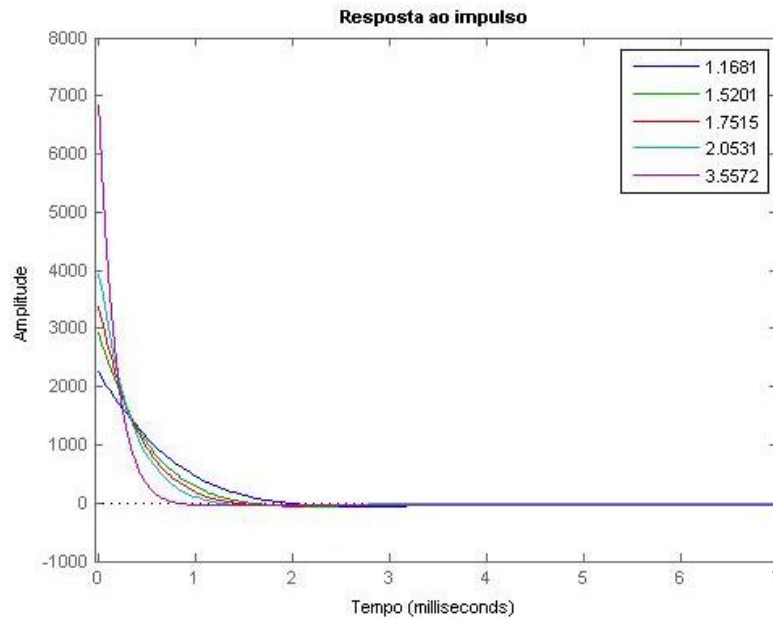


Figura 3.8 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador PD em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

3.4.4 SÍNTESE DO CONTROLADOR *LEAD* (AVANÇO DE FASE) UTILIZANDO O *ROOT LOCUS*

Como visto na seção 3.4.1 o *root locus* é uma técnica visual que irá auxiliar o alcance dos critérios desejados. As explicações para seleção dos pontos também se encontram lá. De forma que os ganhos estudados serão selecionados internamente às linhas tracejadas e fora do semicírculo que podem ser vistos na figura 3.9.

Da mesma maneira ao serem selecionados pontos do polo que satisfazem as condições de critério do projeto têm-se como resposta os valores de ganho correspondente àqueles pontos.

Para fins de comparação neste trabalho foram selecionados 3 pontos para o sistema com controle *Lead* como serão observados na análise a seguir.

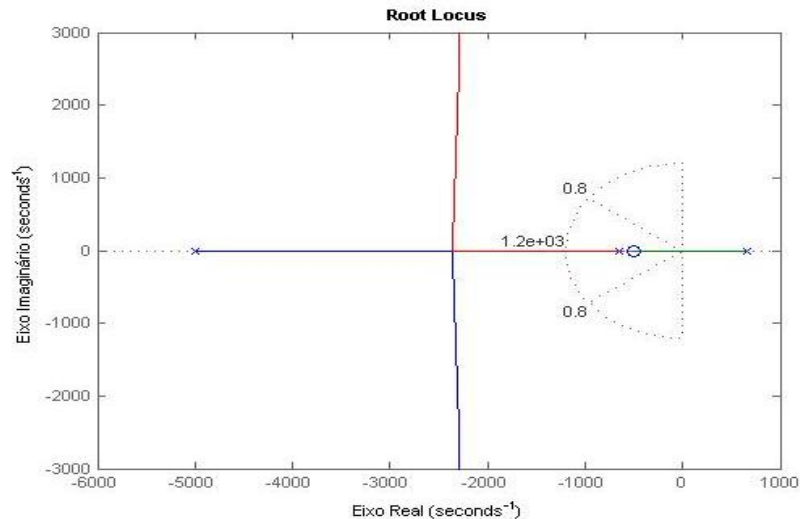


Figura 3.9 Gráfico de localização dos polos com as condições de critério do projeto para o controle *Lead*.
Fonte: Autoria própria.

3.4.5 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR *LEAD* UTILIZADO A TÉCNICA *ROOT LOCUS*

De forma a suprir o atraso de fase do sistema em malha aberta sem controle, o controlador *Lead* desloca o sistema mais à esquerda do plano real a partir da adição de um polo e um zero ao sistema.

Satisfazendo a definição do controle *Lead*, onde a frequência do polo é maior que a do zero, será adotado o seguinte par para estabilização do sistema: polo no valor de 500 rad/s e zero no valor de 5000 rad/s. Vale ressaltar que esses valores foram obtidos por tentativa e erro até que o gráfico pudesse condizer com o esperado de um sistema estável.

Baseando-se nos critérios adotados pela técnica *root locus* pode-se observar na figura 3.10, a parametrização do sistema para esse controle. Observa-se com a aplicação do controle *Lead* o critério de estabilidade também satisfeito.

Uma vez que a partir da observação do gráfico de polos e zeros para o sistema com controle *Lead*, figura 3.18, pode-se ver que o único ponto fora da região estável (no lado positivo do eixo real) é o ponto para sistema em malha aberta. Nos demais pontos da parametrização para os ganhos de sistema nos valores de 38,2513; 34,4390 e 27,5935 encontram-se polos nas regiões estáveis.

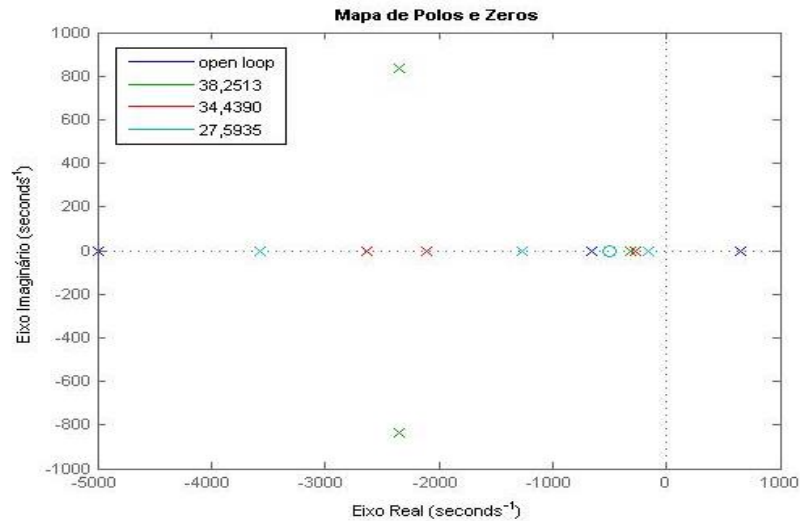


Figura 3.10 Gráfico de polos e zeros para o sistema com controle *Lead*
Fonte: Autoria própria.

3.4.6 ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR *LEAD* UTILIZANDO O *ROOT LOCUS*

O gráfico de resposta de entrada em degrau unitário obtido a partir dos valores de ganho selecionados para o controle *Lead* encontra-se na figura 3.11, utilizando o comando “*step*” do *Matlab*, Para este gráfico pode-se observar que o aumento de ganho proporciona uma diminuição do tempo de resposta, bem como diminuição da amplitude assim como foi observado no controle com *PD*.

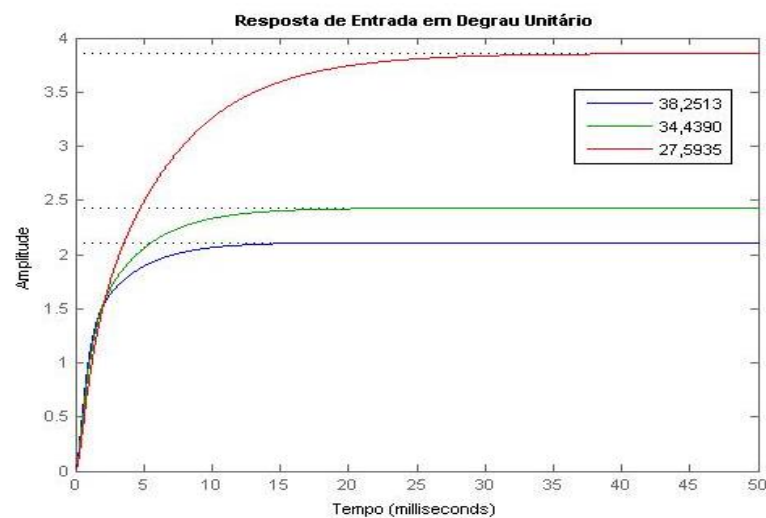


Figura 3.11 Gráfico de resposta de entrada em degrau unitário para sistema com controle *Lead*.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 3.12 observa-se que, em baixas frequências, a fase se encontra próximo a -180 graus, e não há margem de ganho, indicando que o sistema não é estável.

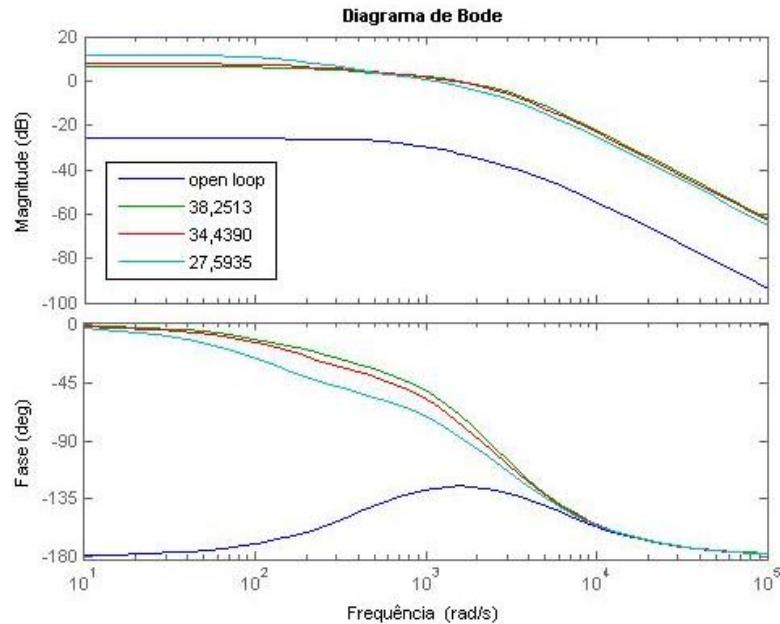


Figura 3.12 Diagrama de Bode para a planta com controlador Lead em malha aberta e fechada.
Fonte: Autoria própria.

Analisando a resposta ao impulso para o sistema em malha aberta, figura 3.12, tem-se analogamente ao PD, que o sistema diverge em aproximadamente 80 milissegundos. Enquanto que com o sistema em malha fechada, observado na figura 3.13, o sistema responde satisfatoriamente ao impulso com no máximo 25 milissegundos.

Fazendo-se uma avaliação da parametrização realizada para o sistema, maiores valores de ganho respondem mais satisfatoriamente ao impulso como pode ser observado. Tendo que para o ganho de 38,2513 estabilizou-se o sistema para aproximadamente 15 milissegundos, enquanto que o menor valor de ganho, 27,5935, alcançou a estabilização do sistema em aproximadamente 25 milissegundos.

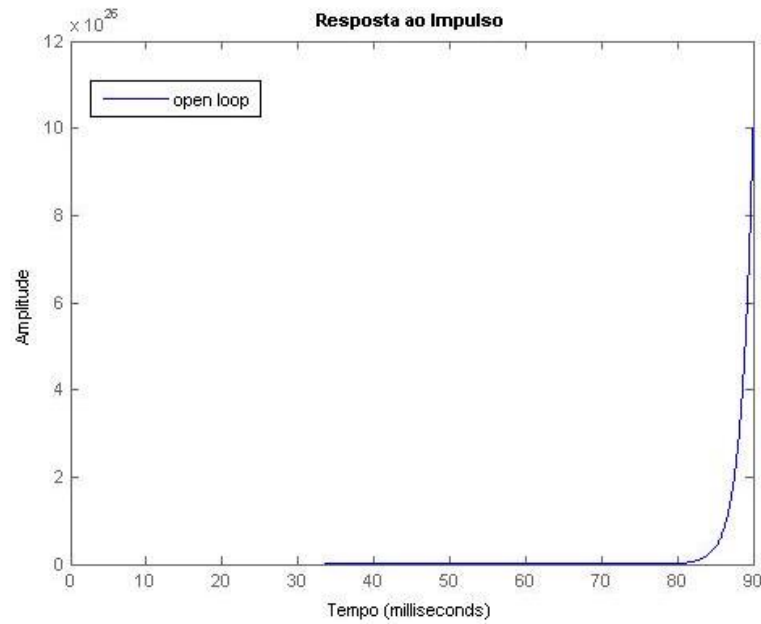


Figura 3.13 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador *Lead* em malha aberta.
Fonte: Autoria própria.

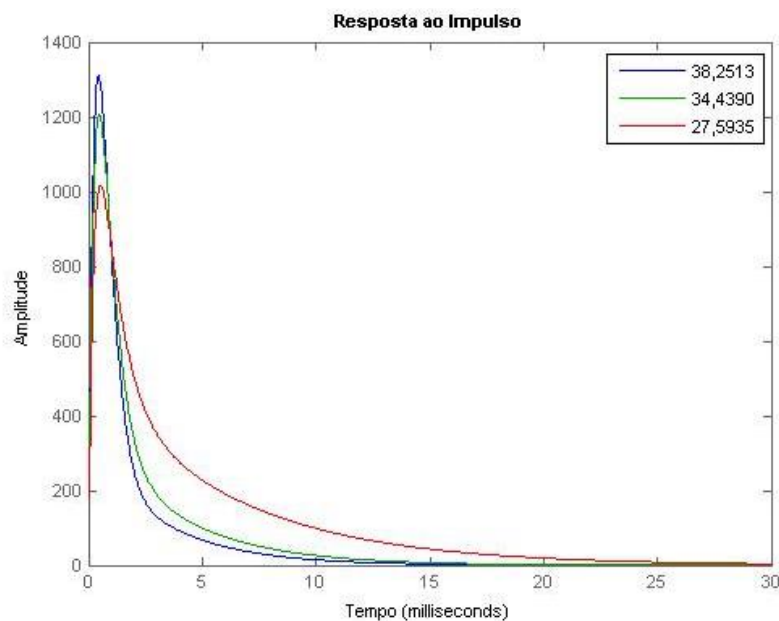


Figura 3.14 Gráfico de resposta ao impulso para a planta com controlador *Lead* em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

3.4.7 SÍNTESE DO COMPENSADOR *LEAD* UTILIZANDO RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

O *lead* utilizando resposta de frequência é constituído de um polo e um zero, e tem como finalidade adicionar ganho de fase positiva ao sistema, que é

localizada entre o polo e o zero. Onde a maior fase que pode ser adicionada é de 90° , considerando o valor de atenuação do sistema (a).

Então, inicialmente é necessário se determinar a quantidade de fase desejável a ser adicionada ao sistema para satisfazer os pré-requisitos necessários. Em seguida, a partir do valor da frequência natural do sistema (ω_n) previamente determinada, se determina o valor de T , que indica através de equações a localização do polo e zero, para adicionar a fase de ganho da nova frequência.

3.4.8 ANÁLISE DE ESTABILIDADE DO CONTROLADOR *LEAD* UTILIZANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

Como citado anteriormente, neste caso, utiliza-se o controlador *lead* para adicionar uma fase positiva ao sistema. Para isto, determinou-se inicialmente a quantidade de fase que é desejada para o sistema, ou seja, o valor de ϕ . Para início da análise, será determinado o valor de K_c , o ganho proporcional do sistema. Então, foi utilizado a equação 3.5, com os valores dos parâmetros encontrados na tabela 1.

$$K_c = \frac{m\omega_n^2 + k_x}{k_i k_{sn}}$$

Equação 3.5

Desta maneira, obtém-se que:

$$K_c = \frac{m\omega_n^2 + k_x}{k_i k_{sn}} = \frac{4(1200)^2 + 1,7 \times 10^6}{170 \times 6000} = 8,78$$

Equação 3.6

A partir do valor encontrado para K_c , o próximo passo é selecionar os valores para ϕ . Os valores escolhidos foram 25, 35 e 55 graus, e torna-se possível a realização das simulações em ambiente MATLAB®.

A figura 3.15 mostra o mapa de polos e zeros para o sistema em malha aberta com o controlador *lead*, permitindo analisar a estabilidade do sistema. Neste caso, nota-se que o sistema em malha aberta com o controlador não é estável, pois existem polos no lado direito do gráfico. O objetivo então, é fazer com que os polos sejam deslocados para o semiplano complexo à esquerda do eixo imaginário.

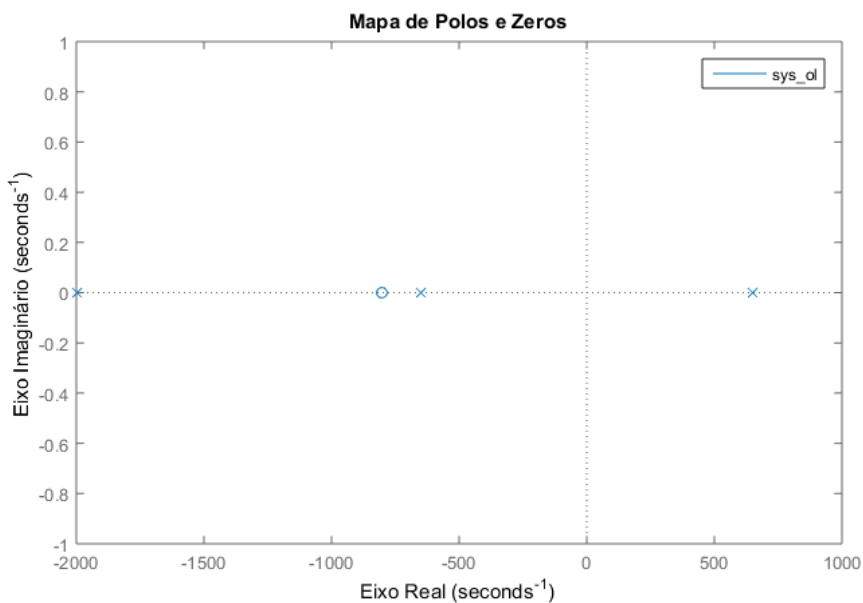


Figura 3.15: Gráfico de Polos e Zeros para o sistema com controlador em malha aberta.
Fonte: Autoria própria.

Aplicando-se, o *lead* em malha fechada no sistema, conforme apresentado na figura 3.16, é possível a estabilização do sistema. Na figura 3.17 mostra-se em detalhe os polos e zeros mais próximos da origem. Observa-se que todos polos e zeros do sistema encontram-se do lado esquerdo do eixo imaginário, o que confere a estabilidade do sistema.

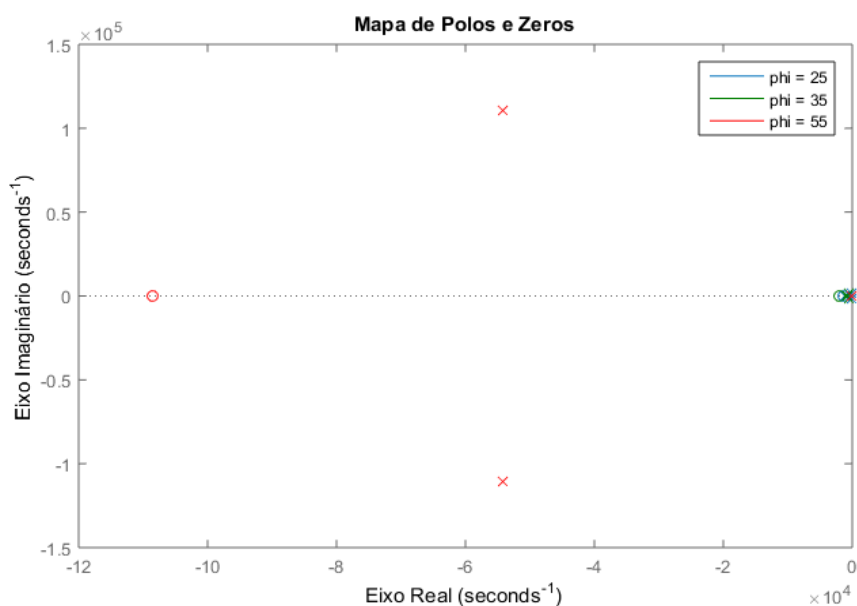


Figura 3.16: Gráfico de polos e zeros para o sistema com controlador em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

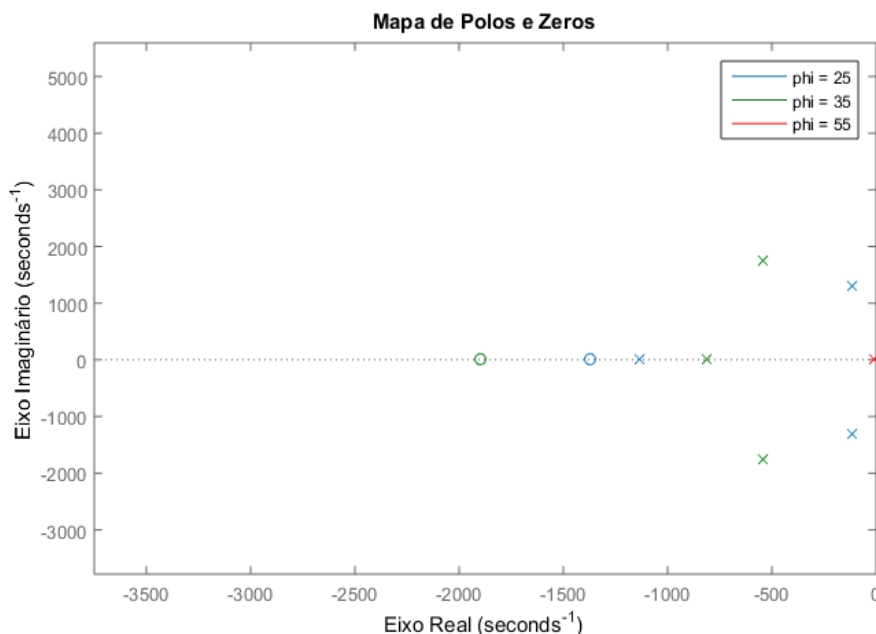


Figura 3.17: Zoom do Gráfico de polos de zeros para o sistema com controlador em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

3.4.9 ANÁLISE DE DESEMPENHO DO CONTROLADOR *LEAD* UTILIZANDO RESPOSTA DE FREQUÊNCIA

A figura 3.18 nos mostra o gráfico da resposta do sistema a uma entrada degrau, utilizando o controlador *lead* em malha aberta, onde também é observado a instabilidade do sistema.

Conclui-se então, que para determinação da estabilidade do sistema, são necessárias mais modificações. As análises serão feitas para o sistema com o controlador em malha fechada.

Então, na figura 3.19, observa-se o gráfico da resposta do sistema a uma entrada degrau utilizando o controlador *lead* em malha fechada. O gráfico mostra-se satisfatório, pois o sistema também se prova estável para os três valores pré-determinados de ϕ .

Ainda considerando a figura 3.19, nota-se que apesar de todos os valores se mostrarem estáveis, o ganho de fase de 55 graus tem um maior tempo de resposta. Enquanto que para o valor de 25 graus, o sistema apresenta um maior *overshooting*, ou seja, oscila várias vezes em um intervalo até se acomodar. Por fim, para o valor de 35 graus, o sistema oscila poucas vezes até sua acomodação, o que nos mostra o melhor resultado. Os valores de 25 e 35 graus são satisfatórios, porém, para 35 graus

o sistema traz o melhor resultado e performance, por oscilar menos e em um menor intervalo de tempo até alcançar sua acomodação.

Outro critério a ser analisado, é o tempo de subida do gráfico de resposta ao degrau. Para o sistema em malha aberta, o sistema diverge em aproximadamente 0,08 segundos, desta maneira, não atinge sua estabilidade. Para o sistema em malha fechada, o sistema para 35 graus, novamente é o mais satisfatório, pois este, tem um menor tempo e amplitude de subida até a sua acomodação. Enquanto para os outros dois valores, 25 e 55 graus, o tempo de subida e acomodação são maiores, o que se faz menos satisfatório.

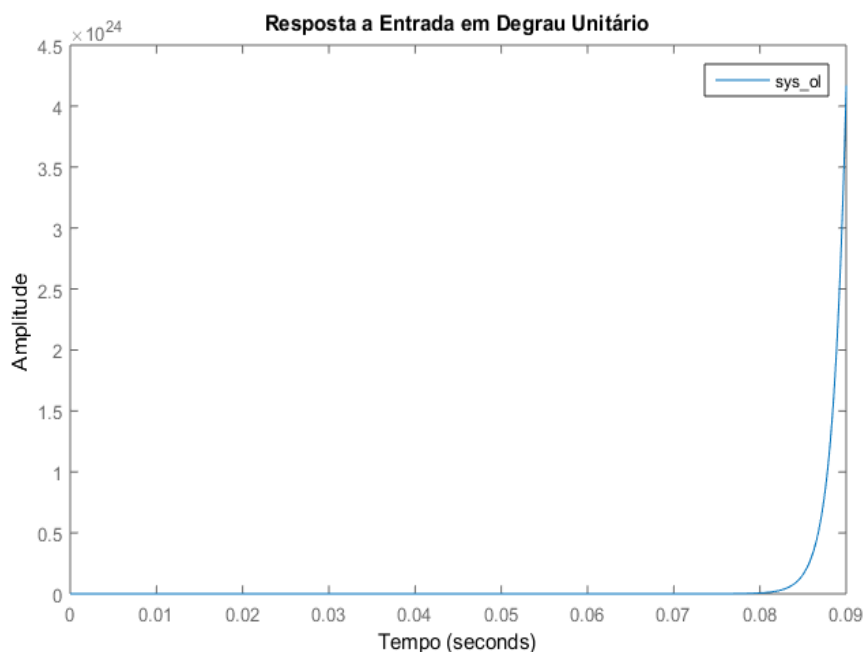


Figura 3.18: Gráfico de entrada em degrau do sistema em malha aberta com controlador.

Fonte: Autoria própria.

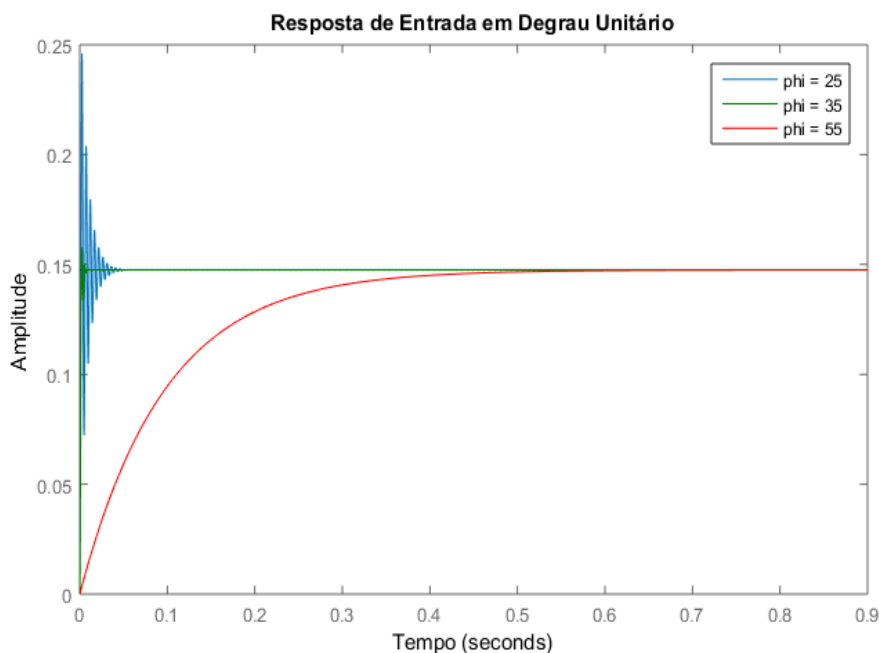


Figura 3.19: Gráfico de entrada em degrau para o sistema em malha fechada com o controlador.
Fonte: Autoria própria.

Em seguida, para a análise de performance, será analisado o diagrama de bode. Novamente, serão comparadas as performances das respostas para os três valores de \varnothing inicialmente selecionados, que são: 25, 35 e 55°.

Na figura 3.20 tem-se o diagrama de bode utilizando o controlador *lead* em malha fechada. Analisando os valores encontrados através das curvas, conclui-se que houve, aproximadamente, para o \varnothing com valor de 25°, um ganho de fase de 90,3 dB, para 35° um valor de 110dB e para 55°, um valor de -128dB. É possível notar que o valor de ganho K_c influencia bastante o valor inicial da magnitude.

Com base nos valores satisfatórios já citados no início dessa seção, nota-se que para o valor de 55°, o sistema não se apresenta satisfatório, pois a margem de fase se apresenta negativa, o que leva o sistema à instabilidade. Para os outros dois valores de \varnothing , os valores de margem de fase se apresentam satisfatórios, porém, o valor da adição do avanço de fase de 35° mostra-se o mais satisfatório, pois este possui uma curva de margem de fase mais próxima do ideal.

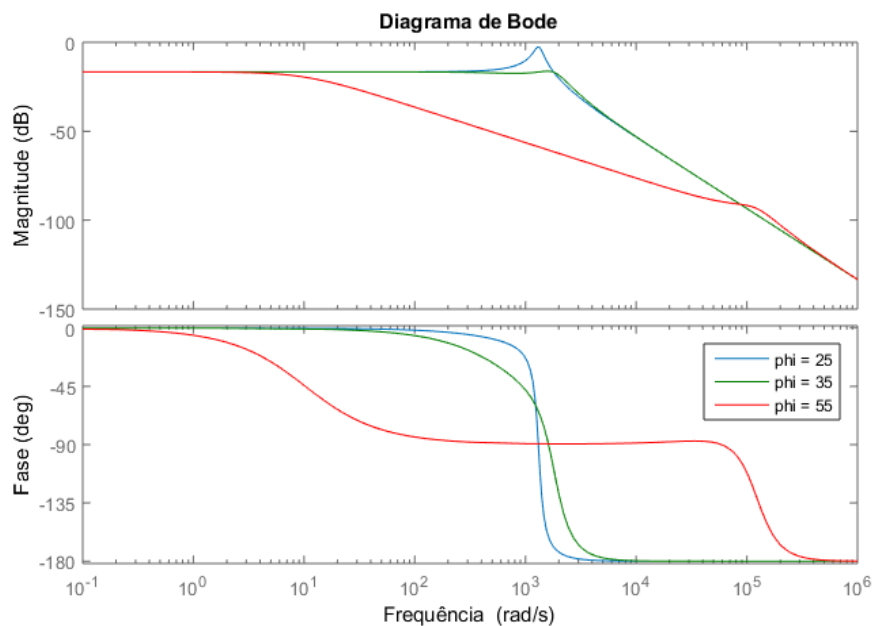


Figura 3.20: Diagrama de Bode para o lead em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

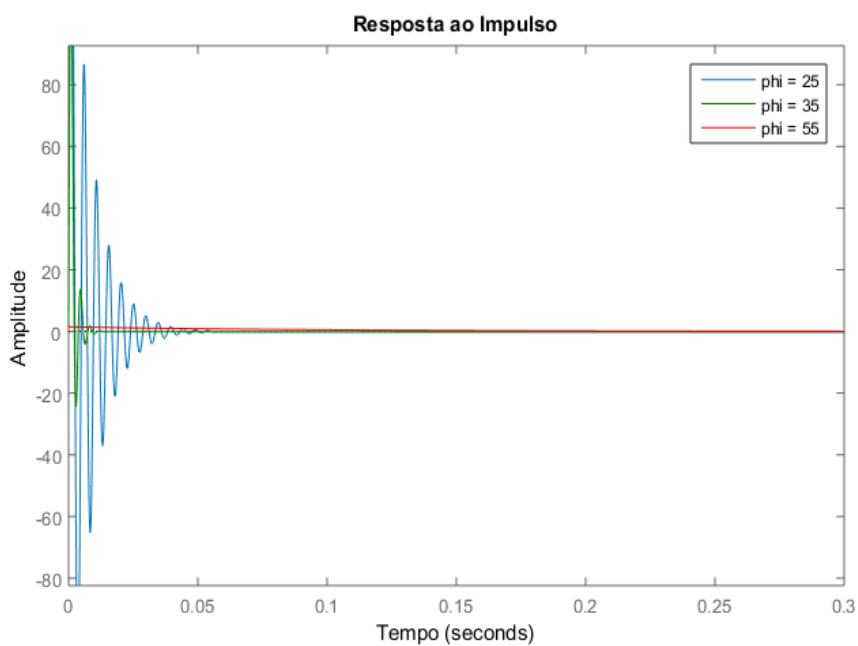


Figura 3.21: Gráfico de impulso para o lead em malha fechada.
Fonte: Autoria própria.

Por fim, observando a figura 3.21, o gráfico de *impulse* (resposta a uma entrada em impulso), o qual calcula a resposta de um sistema no domínio do tempo a uma entrada de impulso, nota-se que o menor tempo de variação da amplitude até a estabilização do sistema é para a adição de fase de 35° . Enquanto para 25° há uma grande quantidade de oscilação até a estabilização, e para 55° não há oscilação, somente um pequeno distúrbio até sua estabilização.

3.5 ANÁLISES DE ESTABILIDADE: COMPARANDO AS MARGENS DE GANHO E MARGEM DE FASE

Pode-se definir nesta seção, os conceitos de margem de estabilidade, sendo eles: margem de ganho e margem de fase. Margem de ganho (GM) é a faixa de ganho que se pode incrementar ou decrementar a curva de resposta em frequência do módulo da função de transferência de malha aberta de um sistema até que se alcance o ponto de estabilidade crítica. E margem de fase (PM) é o valor angular a ser acrescido ou decrescido à curva de fase da resposta em frequência de um sistema operando em malha aberta na frequência em que a curva de módulo da resposta em frequência deste mesmo sistema apresenta valor unitário. (Sistemas e Sinais)

Segundo OGATA (2007), as margens de ganho e fase protegem o sistema contra variações nos componentes do sistema nas proximidades da frequência de ressonância, onde os valores de margem de fase entre 30° e 60° , e margens de ganho acima de 6dB são considerados satisfatórios.

Retomando a análise do Diagrama de Bode para que sejam avaliados os ganhos de margem (Gm) e ganhos de fase (Gp). Pode-se notar na tabela 2 descrita abaixo que os ganhos de margem para todos os ganhos em sistema fechado do PD tenderam ao infinito. Satisfazendo assim a condição de estabilidade, uma vez que para que o sistema seja estável os ganhos devem ser acima de 6 dB como citado anteriormente. Mesmo embora os ganhos de fase estejam altos e não se encaixem nos critérios descritos anteriormente de permanecerem na margem entre 30 e 60 graus.

Na tabela 3 pode ser observado também os ganhos obtidos com o controlador *Lead*. Onde de maneira análoga ao descrito para o controlador PD, os ganhos de margem estando acima de 6 dB satisfazem o critério de estabilidade do sistema.

Tabela 2: Valores encontrados de Gm e Pm para o *root locus* utilizando o controlador PD.

K	Gm (db)	Frequência (rad/s)	pm (deg)	Frequência (rad/s)
1,1681	Inf	-	128	$1,98 \cdot 10^3$
1,5201	Inf	-	134	$2,28 \cdot 10^3$
1,7515	Inf	-	137	$2,46 \cdot 10^3$
2,0531	Inf	-	141	$2,67 \cdot 10^3$
3,5572	Inf	-	150	$3,55 \cdot 10^3$

Tabela 3: Valores encontrados de Gm e Pm para o *root locus* utilizando o controlador *lead*.

K	Gm (dB)	Frequência (rad/s)	Pm (deg)	Frequência (rad/s)
27,5935	80,5	$2,47 \cdot 10^5$	106	$1,09 \cdot 10^3$
34,439	78,5	$2,47 \cdot 10^5$	110	$1,39 \cdot 10^3$
38,2513	79,1	$2,7 \cdot 10^5$	110	$1,58 \cdot 10^3$

Através das análises realizadas e calculadas em ambiente MATLAB® para o *lead* utilizando resposta de frequência, os resultados obtidos no diagrama de Bode para os ganhos de margem (Gm) e fase (Pm) para os valores de ϕ previamente escolhidos indicam que o valor mais satisfatório é de 35° . Pois, para 25° foi obtido um Gm de 58,8dB e Pm de 90,3deg, para 35° um Gm de 110dB e Pm Inf, e por fim, para 55° um Gm de -128dB e Pm de -88,8deg. O valor de ϕ de 55° mostra-se insatisfatório pois para valores de ganho de margem (Gm) e fase (Pm) negativos, o sistema é instável.

Considerando então os valores de 25° e 35° , tem-se que como citado anteriormente, segundo OGATA (2009), os valores ideais de Pm são entre 30 e 60° . O que nos leva aos valores de 35° mais satisfatórios. Por fim, o diagrama de Bode para o valor de 35° nos mostra mais satisfatório em comparação aos outros, pois se mostra mais próximo do real. Desta maneira, entre os valores previamente estabelecidos de ϕ para o sistema estudado, $\phi=35^\circ$ é o mais indicado quando se utiliza o controlador *lead* através de resposta de frequência.

Confrontando os valores de ganho de fase do controlador *Lead* pelo método de *Root Locus* e resposta de frequência nota-se que o ganho de fase para o ângulo ϕ de 35° , que é o considerado mais satisfatório está correspondente aos

ganhos de fase para o mesmo controlador usando o método *root locus*, que foi de 110°.

4 CONCLUSÕES

Concluindo o estudo que foi realizado neste trabalho, foi observado que a resposta de frequência nos mostrou uma resposta menos satisfatória para se encontrar o valor do ganho. Isso se deu porque foi utilizado uma técnica analítica que leva em consideração os valores mínimos necessários para se alcançar a estabilidade do sistema. Porém, se aplicado o controlador *lead* utilizando resposta em frequência, para o sistema estudado, o melhor resultado obtido é para o ganho de 35 graus, o qual apresentou melhor desempenho dentre os três valores pré-definidos. Em contrapartida, o *root locus* utilizando sua técnica visual, foi amplamente satisfatório para que o valor do ganho fosse encontrado, isso se deve porque a técnica visual utilizada por esse método ajuda a delimitar os polos e zeros que satisfazem os critérios de estabilidade do sistema.

Quanto aos compensadores utilizados para estabilizar o sistema, foi observado que o PD alcançou esse objetivo com aproximadamente 3 milissegundos, enquanto o *lead* conseguiu estabilizar o sistema por volta de 15 milissegundos, ficando claro que quando se trata de velocidade de estabilização o PD é mais indicado. Por outro lado, o PD nos mostrou uma resposta ao impulso de 7000dB, enquanto o *lead* mostrou uma resposta de 1300dB. Desta maneira, quanto se trata de resposta ao impulso, o *lead* nos mostrou um resultado mais satisfatório.

Por fim, pode-se concluir que apesar dos compensadores se mostrarem satisfatórios em todos os casos, porém o *root locus* utilizando o *lead* e o PD são os mais indicados para aplicação neste sistema, pois apresentam os resultados mais satisfatórios.

5 REFERÊNCIAS

ARAÚJO, F. M. U. De. **Sistemas de Controles**. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, RN, 2007.

AUTOR DESCONHECIDO. **Economize Tempo E Dinheiro No Ajuste De Controladores PID**. Mecatronica atual. Julho de 2013. Web. Acesso em 26 de Outubro de 2015.

AUTOR DESCONHECIDO. **Sistemas e Sinais**. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Web. Acesso em 25 de Outubro de 2016.

MESSNER, BILL., TILBURY, DAWN. **Extras: Designing Lead and Lad Compensators. Control Tutorials for MATLAB® & SIMULINK®**. Acesso em 21 de Setembro de 2016.

BORGES, A. S. **Controle Modal De Rotores Com Mancais Magnéticos – Projeto Robusto**. 2013. 67 f. Qualificação (Doutorado em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2013.

CARDOSO, N. N. **Controle Simultâneo De Velocidade E Posição Em Mancais Motores Magnéticos**. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2003.

CARNEGIE MELLON. **Control Tutorials for MATLAB® & SIMULINK®**. Disponível em: <<http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home>>. Acesso em: 14 set. 2016.

COSTA, E. A. da. **Mancal Magnético Ativo Aplicado A Um Motor De Indução Linear Tubular**. Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil, 2009.

COSTA, G. C. Da. **Estudo Da Levitação Magnética E Determinação Da Corrente Crítica De Blocos Supercondutores De Alta Tc Pelo Método Dos**

Elementos Finitos. Coppe. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2005.

DORF, R. C. **Sistemas de Controle Modernos.** 8 ed. Rio de Janeiro, RJ. LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2001.

DOUGLAS, B. ***Designing a Lead Compensator with Bode Plot.*** Maio de 2013. Acesso em 6 de Outubro de 2016.

FURTADO, Rogério M. **Desenvolvimento De Um Atuador Magnético Para Excitação Sem Contato De Sistemas Rotativos.** Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP, Brasil, 2008

GASPAR, P. et. al. **Controlo de Sistemas.** Universidade da Beira Interior. 2002.

GONSIOROSKI, Leonardo. **Introdução - Curso De Sistema De Controle.** Vídeo. Instituto Militar de Engenharia, 2012.

GUIRAO, V. S. **Mancais Magnéticos Ativos Para Atenuação De Vibrações Em Eixos Rotativos.** UNESP. Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, SP, Brasil, 2012.

HILLYARD, J. **Magnetic Bearings.** Join Advanced Student School. Technische Universitat Munchen, 2006.

LEAL, A. B. **Análise da Resposta em Frequência.** Universidade do Estado de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

LOPES, M. de A. **Estudo De Um Mancal Magnético Eletrodinâmico.** Coppe. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2014.

MONACO, L.H. **Controle De Sistemas De Mancais Magnéticos Ativos Para Um Motor De Indução Linear Tubular**. Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2012.

MRAZ, S. **Magnetic Bearings Come Of Age**. Machine Design. Setembro 2004.

NATIONAL INSTRUMENTS. **Explicando a Teoria PID**. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/3782/pt/>>. Acesso em: 14 set. 2016.

OGATA, K. **Engenharia De Controle Moderno**. 5 ed. São Paulo. Pearson Prentice Hall, 2010.

OLIVEIRA, M. V. F. De. **Caracterização Numérica E Experimental De Uma Bancada De Rotor Flexível Suportada Por Mancais Magnéticos Ativos**. Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, 2015.

SCHWEITZER, G. **Active Magnetic Bearings - Changes And Limitations**. International Centre for magnetic bearings. ETH Zurich.

SCHWEITZER, G., MASLEN, E. H. **Magnetic Bearings**. Berlin, Springer-Verlag, 2009.

SILVA, L. S. da. **Sensores E Atuadores**. Instituto Federal de Ciência e Tecnologia do Ceará, Fortaleza, CE, Brasil, 2009.

SOBRINHO, A. P. **Critérios De Projeto E Construção De Motores De Indução Trifásicos De Alta Rotação**. Universidade Federa de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2008.

STEPHAN, R. M. et al. **Mancais Magnéticos: Mecatrônica Sem Atrito**. Rio de Janeiro. Editora Moderna Ltda., 2013.

TAMMI, K. **Active Control Of Radial Rotor Vibrations: Identification, Feedback, Feedforward, And Repetitive Control Methods.** PhD Thesis, Helsinki University of Technology, Espoo, 2007.

UJIHARA, D. Y. **Obtenção De Um Modelo De Rotor Flexível Sustentado Por Mancais Magnéticos Ativos Através Do Método Dos Elementos Finitos.** Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, 2011.