

**MARINHA DO BRASIL**  
**DIRETORIA DE ENSINO DA MARINHA**  
**CENTRO DE INSTRUÇÃO ALMIRANTE ALEXANDRINO**

**CURSO DE APERFEIÇOAMENTO AVANÇADO EM**  
**SISTEMAS DE CONTROLE E ELETRICIDADE EM NAVIOS**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**SISTEMA DE CONTROLE DA MÁQUINA DA CORVETA BARROSO:**  
**O Aprimoramento do Subsistema de Ar Comprimido do Navio**



**PRIMEIRO-TENENTE RODRIGO GUEDES DE OLIVEIRA**

**RIO DE JANEIRO**  
**2023**

PRIMEIRO-TENENTE RODRIGO GUEDES DE OLIVEIRA

## SISTEMA DE CONTROLE DA MÁQUINA DA CORVETA BARROSO:

O Aprimoramento do Subsistema de Ar Comprimido do Navio

Monografia apresentada ao Centro de Instrução Almirante Alexandrino como requisito parcial à conclusão do Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Sistemas De Controle e Eletricidade Em Navios.

Orientadores:

Professor Alessandro Jacoud Peixoto, D.Sc.

Capitão-Tenente (EN) Luiz Renato Tomelin

CIAA  
RIO DE JANEIRO  
2023

PRIMEIRO-TENENTE RODRIGO GUEDES DE OLIVEIRA

SISTEMA DE CONTROLE DA MÁQUINA DA CORVETA BARROSO:  
O Aprimoramento do Subsistema de Ar Comprimido do Navio

Monografia apresentada ao Centro de Instrução Almirante Alexandrino como requisito parcial à conclusão do Curso de Aperfeiçoamento Avançado em Sistemas De Controle e Eletricidade Em Navios.

Aprovada em \_\_\_\_\_

Banca Examinadora:

Nome, título, instituição e assinatura]

Nome completo, MSc – PUC Rio \_\_\_\_\_

Nome completo, MSc – UFRJ \_\_\_\_\_

Nome completo, PhD – CIAW \_\_\_\_\_

CIAA  
RIO DE JANEIRO  
2023

## **AGRADECIMENTOS**

Depois do trabalho dispendido na formulação deste trabalho acadêmico, agradeço àqueles que tornaram isso possível:

- Aos meus orientadores, que me ajudaram a compreender os aspectos que apresentavam deficiência no trabalho, e contribuíram para que este fosse concluído com sucesso;

- Ao professor da disciplina de controle no CIAA, professor César, pelos conselhos e preocupação na condução do curso e nos auxílios prestados na condução do trabalho;

- À minha esposa, que compreendeu com louvor o meu período de ausência das atividades extra-acadêmicas, e me apoiou em todo o processo da confecção deste trabalho; e

- Aos meus amigos e companheiros de classe do quarto de SCELN, que foram imprescindíveis na hora das dúvidas e nas ideias sobre o que abordar no trabalho.

# SISTEMA DE CONTROLE DA MÁQUINA DA CORVETA BARROSO: O Aprimoramento do Subsistema de Ar Comprimido do Navio

## **RESUMO**

Os sistemas de controle evoluíram com as técnicas computacionais. Controlar simultaneamente múltiplas variáveis em múltiplos estados se tornou dependente principalmente da capacidade de armazenamento e processamento de computadores digitais. Isto posto, este trabalho apresenta a implementação de um controle analógico e um digital no subsistema de Ar Comprimido da Corveta Barroso, de forma a fornecer um melhor controle da pressão entregue aos principais utilizadores. Inicialmente, descreve-se os conceitos de cada controle, e elucidam-se os principais avanços tecnológicos que permitiram a mudança das técnicas de controle. Em seguida, propõe-se um modelo para o sistema de Ar Comprimido do Navio, considerando os utilizadores mais sensíveis a variação de pressão (Motores Principal, Auxiliar e a Turbina a Gás). Observando ambos os tipos de controle, serão discutidas as vantagens e desvantagens de cada um, com a apresentação de resultados do modelo proposto.

**Palavras chave: Sistemas de controle, Corveta Barroso, Ar Comprimido.**

## **ABSTRACT**

Control systems have evolved with computational techniques. Simultaneously controlling multiple variables in multiple states has become primarily dependent on the storage and processing capacity of digital computers. That said, this work presents the implementation of both analog and digital control in the Compressed Air subsystem of the Corveta Barroso, aiming to provide better control of the pressure delivered to the main users. Initially, the concepts of each control are described, and the key technological advances that enabled the shift in control techniques are elucidated. Next, a model for the Ship's Compressed Air system is proposed, taking into account the users most sensitive to pressure variations (Main Engines, Auxiliary Engines, and Gas Turbine). By examining both types of control, the advantages and disadvantages of each will be discussed, along with the presentation of results from the proposed model.

**Keywords: Control Systems, Corveta Barroso, Compressed Air.**

## LISTA DE FIGURAS

|  |    |
|--|----|
| Figura 1 - Ligação GaAs.....   | 12 |
| Figura 2 - Diagrama de Blocos de uma Função de Transferência de Malha Fechada .....  | 15 |
| Figura 3 - Atuação dos tipos controles em sistema de segunda ordem .....   | 18 |
| Figura 4 - Gráfico de Bode da função $G(s)=(s+a)$ em (a) magnitude e (b) fase .....  | 19 |
| Figura 5 - Diagrama de Bode da função $G(s) = (s+a)$ para valores reais.....   | 19 |
| Figura 6 -Gráfico de Bode para Sistemas de segunda ordem.....  | 20 |
| Figura 7 -- Projeto de realimentação de estado utilizando um observador para estimar variáveis de estado indisponíveis: (a) observador em malha aberta; (b). observador em malha fechada; (c). vista detalhada de um observador em malha fechada, mostrando a estrutura estrutura de realimentação para reduzir o erro de estimação das variáveis de estado..... | 23 |
| Figura 8 -- Função $f(t)$ discretizada pelo método ZOH .....   | 25 |
| Figura 9 - Formas de discretização (a) por avanço (b) por atraso (c) bilinear.....   | 26 |
| Figura 10 - Portas Lógicas .....   | 28 |
| Figura 11 - Válvula pneumática.....  | 32 |
| Figura 12 - Diagrama de blocos do modelo de controle do ar de partida dos motores e turbina do Navio .....   | 33 |
| Figura 13 - Resposta ao degrau da função de transferência do controle do ar comprimido .....   | 35 |
| Figura 14 - Lugar Geométrico das Raízes da Função de Transferência .....   | 35 |
| Figura 15 - Resposta ao degrau com ganho ajustado .....  | 36 |

## LISTAS DE SIGLAS E ABREVIATURAS

|        |   |
|--------|---|
| ABNT   | Associação Brasileira de Normas Técnicas  |
| CI     | Circuitos Integrados  |
| CLP    | Controladores Lógico-Programáveis   |
| FT     | Função de Transferência   |
| GTO    | Tiristor de porta controlada ( <i>Gate Turn-off Thyristor</i> )   |
| IA     | Inteligência Artificial   |
| IGBT   | Transistor bipolar de porta isolada ( <i>Isolated-gate bipolar transistor</i> )                                     |
| IPqM   | Instituto de Pesquisas da Marinha   |
| IHM    | Interface Homem-Máquina   |
| IoT    | Internet das coisas ( <i>Internet of Things</i> )   |
| MATLAB | <i>software</i> de computação numérica da empresa <i>MathWorks</i>  |
| MB     | Marinha do Brasil   |
| MCA    | Motor de Combustão Auxiliar   |
| MCP    | Motor de Combustão Principal  |
| MOSFET | Transistor de efeito de campo metal-óxido semicondutor ( <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ) |
| TG     | Turbina a Gás   |

## SUMÁRIO

|   |    |
|---|----|
| <b>1 INTRODUÇÃO</b> .....   | 10 |
| <b>1.1 Apresentação do Problema</b> .....                             | 11 |
| <b>1.2 Justificativa e Relevância</b> .....                           | 12 |
| <b>1.3 Objetivos</b> .....  | 12 |
| 1.3.1 Objetivo Geral .....  | 12 |
| 1.3.2 Objetivos Específicos .....                                     | 12 |
| <b>2 REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....                                    | 13 |
| <b>2.1 Eletrônica Básica</b> .....                                    | 13 |
| <b>2.2 Controle Clássico</b> .....                                    | 14 |
| <b>2.3 Controle Moderno</b> .....                                     | 19 |
| <b>2.4 Discretização</b> .....  | 26 |
| <b>2.5 Álgebra Booleana, Operadores Lógicos e Lógica Ladder</b> ..... | 28 |
| <b>3 METODOLOGIA</b> .....  | 30 |
| <b>3.1 Classificação da Pesquisa</b> .....                            | 30 |
| <b>3.2 Limitações do Método</b> .....                                 | 30 |
| <b>4 ESTUDO DE CASO</b> .....   | 31 |
| <b>4.1 Modelagem do Sistema de Controle</b> .....                     | 32 |
| <b>4.2 Apresentação dos Resultados</b> .....                          | 34 |
| <b>5 CONCLUSÃO</b> .....  | 37 |
| <b>5.1 Considerações Finais</b> .....                                 | 37 |
| <b>5.2 Sugestões para futuros trabalhos</b> .....                     | 37 |
| <b>REFERÊNCIAS</b> .....  | 38 |

# 1 INTRODUÇÃO

Durante muito tempo, a humanidade conviveu com os fenômenos da natureza, aprendendo a aproveitá-los e explorá-los para gerar recursos necessários à sua sobrevivência. Graças a capacidade de raciocínio do homem, captar recursos foi e segue sendo constantemente otimizado, perpassando pelo domínio de diversas tecnologias, as quais foram divididas em marcos temporais e categorizando a evolução da humanidade.

Nesse interim insere-se o domínio do conhecimento de máquinas eletromecânicas, iniciado com Nikola Tesla, no auge da primeira revolução industrial. Foram criadas então as primeiras máquinas de indução eletromagnética em corrente alternada e diversas outras máquinas síncronas derivadas deste primeiro invento. Ademais, Tesla também ajudou a desenvolver os primeiros geradores CA e as linhas de transmissão.

Estas invenções atingiram um outro estágio evolutivo quando estes diversos equipamentos passaram a ser controlados dinamicamente por seus projetistas e operadores, de forma a atender parâmetros desejados voltados a um objetivo específico (velocidade, rotação, corrente elétrica, posição, frequência de acionamento, entre outros).

Desde então os dispositivos e as formas de controlar equipamentos evoluíram, com o advento de relés e contadores, no início do século XX, passando pelo início da eletrônica analógica, com transistores e suas derivações funcionando como chaves, sendo capazes de substituir os componentes anteriormente mencionados. O objetivo sempre foi possuir a capacidade de segregar ou interligar circuitos elétricos/eletrônicos por meio de um chaveamento controlável, seja por um circuito de acionamento (relés), por valores de referência (transistores), ou por uma temporização configurável (tiristores).

Os processos anteriormente analógicos, que dependiam de valores de tensões e correntes para fazer o chaveamento de relés, transistores e contadores, depois da lógica de Boole (Álgebra Booleana) aplicada a sistemas, poderia acionar equipamentos por comandos binários, associados a funções de verdadeiro ou falso, aberto ou fechado, ligado ou desligado em quaisquer aplicações. A eletrônica, agora digital, abria uma infinidade de processos aos seus utilizadores.

Com arranjos físicos capazes de combinar esses elementos e com a evolução da computação e da capacidade de processamento de dados dos hardwares, a quantidade de processos controláveis em frações de segundo tornou possível a criação dos primeiros controladores lógico-programáveis (CLP), nas décadas de 60 e 70 do século supracitado.

Esse avanço tecnológico foi e ainda é amplamente utilizado na indústria, dada sua confiabilidade e sua flexibilidade no controle de processos. Entretanto, mais de meio século depois os CLP foram muito aprimorados, graças a compactação de componentes eletrônicos (em níveis nanométricos atualmente) e ao aprimoramento das suas capacidades tanto de processamento quanto de armazenamento de dados. Segundo (Boylestad, 2013), “A miniaturização que vem ocorrendo nos últimos anos nos leva a pensar sobre seus limites. Sistemas completos aparecem agora em wafers<sup>1</sup> milhares de vezes menores do que um único elemento das redes mais antigas.”

Ademais, a necessidade de programar processos e sua relevância para a sociedade fizeram com que fossem desenvolvidas diversas linguagens para executar determinadas tarefas. Dentre elas insere-se a lógica *Ladder*, baseada na Álgebra Booleana, que consegue de maneira bem intuitiva, associar os antigos arranjos físicos analógicos com uma lógica digital facilmente programável, facilitando a transição de conhecimento e a modernização de plantas industriais.

Também fruto da evolução da computação e da transmissão de dados, estações de trabalho e CLPs passaram a poder ser controlados remotamente. Basta que estejam ligados a uma rede e esta a um servidor, de forma a transmitir parâmetros de funcionamento, alarmes, falhas e nos casos mais modernos, receber comandos a distância para corrigi-los. Mesmo um navio ou uma aeronave então, possuindo uma antena de internet satelital, é capaz de transmitir e receber comandos. Isso permite então que veículos, robôs, drones, e quaisquer outros equipamentos sejam remotamente monitorados e controlados.

A evolução caminha, portanto, em condensar esses conhecimentos com os adquiridos em outras áreas de atuação, como a internet das coisas (*IoT*) e da inteligência artificial (IA), de forma a automatizar ainda mais comandos e processos. Os investimentos em IHM permitem e permitirão ainda mais que tarefas sejam determinadas por pessoas que não tenham o pleno conhecimento de toda a lógica de programação por trás do equipamento. Os operadores, portanto, apenas determinarão à uma interface o comando ou um modo de operação para atender uma determinada finalidade, configurada pelo projetista do sistema.

## **1.1 Apresentação do Problema**

Diante do cenário apresentado, será abordado neste trabalho acadêmico as dificuldades da conversão do controle analógico para o digital, sua relevância para a operação de equipamentos e as principais vantagens e desvantagens de um arranjo em relação ao outro. Após essa abordagem, será usado como exemplificação o projeto de um sistema de controle

analógico-digital, desenvolvido pelo IPqM para a Corveta Classe Barroso, a fim de comparar parâmetros e ratificar as conclusões debatidas de forma teórica. Esta análise será restrita ao Subsistema de Ar Comprimido do Navio, dada a complexidade de se analisar todos os sistemas e subsistemas destas embarcações. Entretanto, estudos semelhantes com outro enfoque podem ser objeto de estudo de outros trabalhos acadêmicos.

## **1.2 Justificativa e Relevância**

Esta tecnologia nacional, desenvolvida pela Marinha do Brasil, possui aplicabilidade em todos os meios Navais desta instituição, atentando-se somente às peculiaridades de cada classe de navio para o estabelecimento de parâmetros de funcionamento. Sua aplicação equalizaria a tecnologia empregada nos navios de guerra brasileiros aos navios mercantes e de guerra mais modernos lançados, diminuindo a frequência de avarias de máquinas onerosas e permitindo diversas configurações com poucas máquinas.

## **1.3 Objetivos**

### **1.3.1 Objetivo Geral**

Objetiva-se então apresentar e comparar duas abordagens de controle, das quais uma é capacidade instalada na maioria dos navios e outra é a forma mais atualizada de controle no mercado industrial e naval.

### **1.3.2 Objetivos Específicos**

De posse dessa análise, este trabalho tem como objetivo demonstrar o emprego dos dois tipos de controle no subsistema de Ar Comprimido da Corveta Barroso, comparando os resultados obtidos.

## 2 REFERENCIAL TEÓRICO

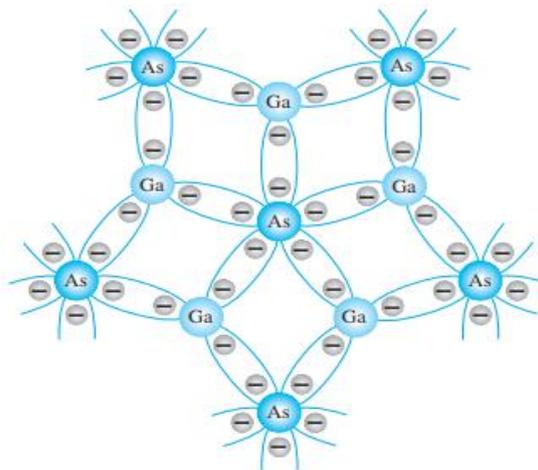
Nesta abordagem, serão discutidas as técnicas de controle clássico e moderno, comparando um tipo com o outro. Para entender essas técnicas, iniciaremos com a teoria dos semicondutores, os conceitos de eletrônica de potência e de técnicas de controle, chegando ao controle digital executado por programação.

### 2.1 Eletrônica Básica

Segundo (Boylestad, 2013), “Os semicondutores são uma classe especial de elementos cuja condutividade está entre a de um bom condutor e a de um isolante.” Dada as peculiaridades desses elementos, estes compõem uma seção especial da tabela periódica dos elementos químicos. Essas propriedades peculiares permitem aos componentes que possuem semicondutores em sua composição conduzir eletricidade (na forma de corrente elétrica) sob determinadas circunstâncias, dependendo da construção física desses elementos.

Podendo possuir quaisquer elementos desta tabela e mesclá-los na composição de ligas semicondutoras, a indústria escolheu desenvolver componentes feitos majoritariamente de silício (Si), dada a sua abundância na natureza e conseqüente baixo preço no mercado internacional. Também podem ser encontrados dispositivos eletrônicos de germânio (Ge), arseneto de gálio (GaAs), sulfeto de cádmio (CdS), entre outros, observando a estequiometria entre o elemento semicondutor e o elemento que completa a ligação covalente entre ânions e cátions da camada de valência. (BOYLESTAD, 2013)

Figura 1 - Ligação GaAs



Fonte - Boylestad, 2013

Esta propriedade dos semicondutores de conduzir eletricidade sobre determinadas circunstâncias se dá pela propriedade dos elétrons desses elementos conseguirem transitar entre as bandas de condução e banda de valência, aumentando ou diminuindo o seu nível de energia de ligação com o núcleo. Isso implica que um átomo de silício (ou qualquer outro semicondutor), quando recebendo energia externa, é capaz de liberar elétrons, tornando-os livres e capazes de conduzir eletricidade. Da mesma forma, um átomo previamente energizado, no momento em que deixa de conduzir, provê energia na forma de luz (fótons) ou calor (fêntons) para o ambiente.

Ambas as propriedades citadas acima foram aproveitadas da indústria para diversas finalidades, dentre as quais destacam-se, no escopo deste trabalho, os diodos, transistores, tiristores e suas derivações, tais como IGBT, MOSFET e GTO, por exemplo.

Esses dispositivos, devido a sua construção física, quando acoplados a circuitos elétricos, permitem a condução de corrente em um único sentido (diodos), permitindo que atuem como chave para uma corrente alternada. Os transistores também possuem essa capacidade, quando ligados eletricamente para atuar nessa função. Já os tiristores são um dos tipos de transistores que podem ter sua capacidade de condução controlada externamente por um sinal de controle. De maneira sucinta então, os diodos e transistores são chaves não-controladas e os tiristores são chaves controladas.

Os transistores também podem ser utilizados para amplificar um sinal desejado, ao ser ligada a entrada em seu terminal de base e a saída no seu terminal do emissor. Essa característica permite ganhos de corrente na ordem de 100 vezes, o que faz com que sinais de instrumentação, por exemplo, possam ser convertidos em sinais de acionamentos de sistemas de força.

## **2.2 – Controle Clássico**

Segundo (OGATA, 2010), “Controlar significa medir o valor da variável controlada do sistema e aplicar o sinal de controle ao sistema para corrigir ou limitar os desvios do valor medido a partir de um valor desejado.”

A variável controlada ou variável manipulada costuma ser a saída do sistema de controle, ou seja, o valor desejado de tensão ou rotação, por exemplo, que aciona uma planta (ou atuador).

A planta, por sua vez, pode ser um equipamento ou máquina que funcione de maneira integrada, com o objetivo de realizar determinada operação. Em suma, é o que se deseja controlar.

O autor (OGATA, 2010) também define um distúrbio ou perturbação como “um sinal que tende a afetar de maneira adversa o valor da variável de saída de um sistema.” Os distúrbios podem acontecer em qualquer fase do controle (instrumentação ou sensoriamento, interferências de sinais enviados ou recebidos, ou qualquer influência externa que não tenha sido modelada no sistema.

O Controle Clássico lida, portanto, com Sistemas Lineares Invariantes no Tempo (SLIT), pois considera que um retardo ou um avanço no tempo da transmissão do sinal de entrada leva a um mesmo resultado na saída. Também considera que o sistema satisfaça condições de homogeneidade e superposição, ou seja, a resposta do sistema a uma soma ponderada de sinais equivale a soma ponderada de saídas individuais de cada um dos sinais. (Fonseca, 2023)

Partindo desse princípio pode-se aplicar a matemática das transformadas de Laplace, a fim de se obter a resposta de um sistema no domínio da frequência e não do tempo. Assim, desconsideramos o efeito das condições iniciais e avaliamos o comportamento do sistema até o ponto de regime permanente.

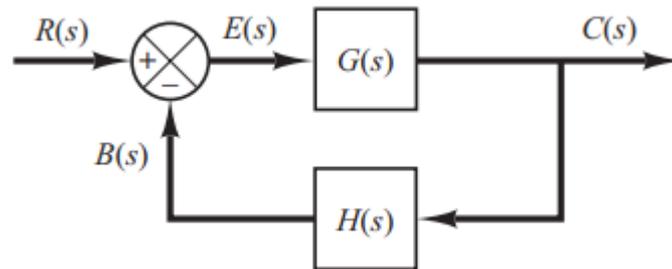
A função de transferência de um sistema representado por uma equação diferencial linear invariante no tempo é definida como a relação entre a transformada de Laplace da saída (função de resposta — response function) e a transformada de Laplace da entrada (função de excitação — driving function), admitindo-se todas as condições iniciais nulas. (OGATA, 2010)

Dessa forma, há duas distribuições de malhas de controle de uma planta (considerando o controle clássico): com ou sem realimentação. Essa realimentação será uma comparação entre o sinal de referência dado na entrada e o sinal que foi processado na saída.

Esse arranjo é comumente expresso em um diagrama de blocos, abordando cada termo físico como um dos blocos, perfazendo uma etapa do processo. No exemplo da figura abaixo, o sinal  $R(s)$  é a referência ou o valor desejado, o sinal de  $C(s)$  é o sinal de saída, o sinal de  $B(s)$  é fruto do processamento de  $C(s)$  com a realimentação  $H(s)$  (que pode ser um conversor de sinais), o sinal de  $E(s)$  é o erro relacionado a subtração do sinal de  $B(s)$  e de  $R(s)$  e  $G(s)$  é o sistema de controle desse sistema.

No caso de malha aberta, o caminho que interliga  $C(s)$  a  $R(s)$  perpassando por  $H(s)$  não existe, e assim o controle não possui a informação (na forma de erro) se o sinal de saída  $C(s)$  está próximo do desejado pelo operador ao inserir  $R(s)$  na malha.

Figura 2 - Diagrama de Blocos de uma Função de Transferência de Malha Fechada



Fonte: OGATA,2010

Trabalhar com um sistema realimentado traz algumas vantagens à operação do sistema, tais como: reduzir efeito de perturbações ao longo do ramo de malha aberta, estabilizar sistemas anteriormente instáveis e cria uma relação bem definida entre sinal de entrada e saída.

É importante definir o que são os polos e os zeros nas funções de transferência. O primeiro se define como o(s) valor(es) no qual a equação característica do denominador da função tem valor zero, ou seja, os polos são as raízes do denominador da FT. Analogamente, define-se os zeros como as raízes do numerador da FT.

Destarte, de forma a controlar sistemas, há três tipos de controle: o proporcional, o derivativo e o integrador. Eles interferem de forma distinta nos sistemas, considerando a variável de entrada sujeita a um ganho (proporcional), a uma variação de sua derivada (para uma entrada de posição, o controle atuaria na velocidade, por exemplo) ou a um integrador (que é o caso inverso do derivativo). O mais comum é interligar-se esses controles em cascata de forma a otimizar suas vantagens e mitigar suas desvantagens, obtendo os controladores do tipo P, PI, PD e PID.

Considerando um sinal de saída  $u(t)$  de um controlador e um sinal de erro  $e(t)$  de entrada, os controles atuarão da seguinte forma:

Para um controlador proporcional,  $u(t) = K_p \cdot e(t)$ , no domínio do tempo, e no domínio da frequência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p.$$

Portanto, a saída será somente multiplicada por um ganho  $K_p$  que pode assumir qualquer valor real positivo. Dessa forma, a diferença entre a saída e entrada pode ser reduzido a um valor muito baixo (quando  $K_p$  tender a zero), mas nunca será nulo. Logo, a principal desvantagem desse controlador é nunca eliminar o erro, ou seja, o valor de referência jamais será atingido.

No caso de um integrador puro, teremos a função saída pela entrada, no domínio do tempo, da forma:

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i \cdot e(t);$$

$$u(t) = \int_0^t e(t) \cdot dt.$$

Passando ao domínio da frequência, obtém-se:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}.$$

Neste caso portanto, teremos um ganho associado a uma resposta que variará com a integral do sinal de saída. Portanto, neste caso, é possível obter-se o erro zero, porém o tempo necessário pra que isso aconteça será elevado (quando comparado aos outros controladores).

Este tipo de controlador, assim como todos os que tiverem um integrador em sua composição, adicionarão um termo em  $s$  no denominador, aumentando a ordem desse sistema. Isso se não for corretamente ajustado pode ocasionar em uma instabilidade do sistema.

O controlador PI pode ser definido, no domínio da frequência, na seguinte forma:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right), \quad K_i = \frac{K_p}{T_i},$$

onde  $T_i$  é o chamado tempo de reset ou tempo integrador.

Este tipo de controle é capaz de mesclar as duas qualidades de cada um dos dois tipos de controle, ou seja, o controlador proporcional tende a eliminar o erro à medida que o valor de ganho se aproxima de zero, enquanto que o controle integral é capaz de fazer esse erro chegar a zero. Entretanto, assim como no integrador simples, o tempo até o assentamento pode ser melhor.

O controle do tipo derivativo atua na taxa de variação do erro, ou seja, em sua derivada. O efeito imediato é fazer as correções de maneira muito mais rápida, já que em um controlador de velocidade, por exemplo, ele atuará na aceleração da planta. Este controlador não é utilizado sozinho, ao passo que sua sensibilidade pode produzir uma atuação

desnecessária na planta, gerando oscilações que poderiam ser evitados, além de poder, inevitavelmente, ampliar sinais de perturbações.

O controle do tipo PID, amplamente utilizado, é da forma:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \left( 1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right), \quad K_i = \frac{K_p}{T_i} \text{ e } K_d = K_p \cdot T_d,$$

onde  $T_d$  é chamado de tempo derivativo.

Este controlador, portanto, aglutina as vantagens de todos os tipos de controladores, obtendo uma resposta rápida, sendo capaz de eliminar o erro, com uma resposta satisfatória em regime transiente e permanente. Ele atua adicionando um polo e dois zeros ao sistema, que dependerão dos valores do ganho e dos tempos  $T_i$  e  $T_d$ .

Assim, este controle terá uma componente proporcional ao erro, uma componente proporcional à integral do erro e uma componente proporcional à derivada do erro. Os efeitos dos valores de ganho em um controlador PID são sintetizados na tabela abaixo:

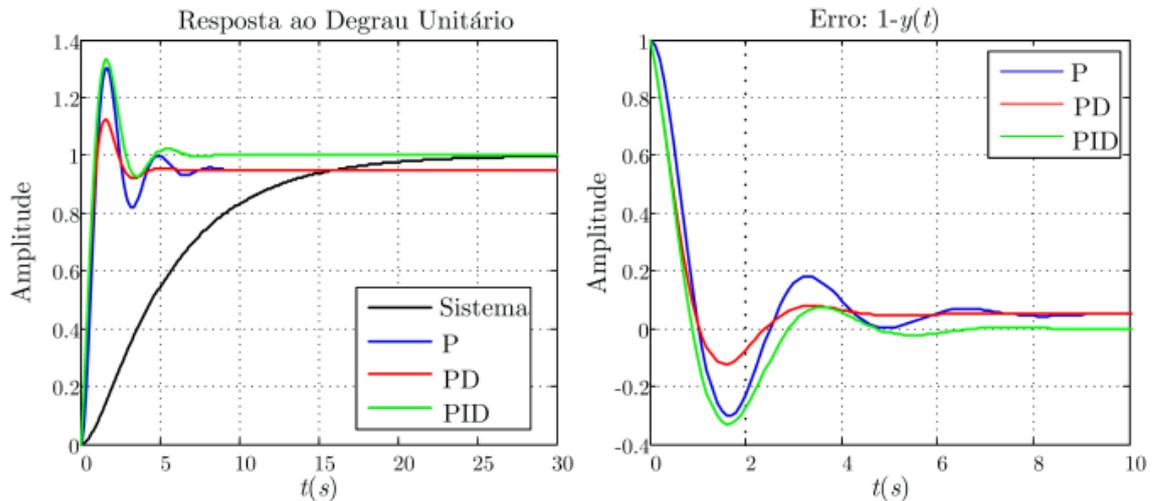
Tabela 1 - Atuação dos ganhos no controle PID

| Ganho          | $t_r$ (tempo de subida) | $M_o$ (sobressinal) | $t_s$ (tempo de acomodação) | $e_{ss}$ (erro em regime permanente) | Estabilidade |
|----------------|-------------------------|---------------------|-----------------------------|--------------------------------------|--------------|
| $\uparrow K_p$ | Decresce                | Aumenta             | Aumenta pouco               | Decresce                             | Degrada      |
| $\uparrow K_i$ | Decresce pouco          | Aumenta             | Aumenta                     | Zero                                 | Degrada      |
| $\uparrow K_d$ | Decresce pouco          | Decresce            | Decresce                    | Influi pouco                         | Melhora      |

Fonte: [http://paginapessoal.utfpr.edu.br/avargas/courses1/principios\\_de\\_controle/principios\\_de\\_controle/principiosCap10.pdf](http://paginapessoal.utfpr.edu.br/avargas/courses1/principios_de_controle/principios_de_controle/principiosCap10.pdf)

Esta análise também pode ser feita de forma gráfica, ao compararmos a atuação dos principais tipos de controladores. Para tal, será utilizado um sistema de segunda ordem submetido a uma entrada do tipo degrau unitário:

Figura 3 - Atuação dos tipos controles em sistema de segunda ordem



Fonte: [http://paginapessoal.utfpr.edu.br/avargas/courses1/principios\\_de\\_controle/principios\\_de\\_controle/principiosCap10.pdf](http://paginapessoal.utfpr.edu.br/avargas/courses1/principios_de_controle/principios_de_controle/principiosCap10.pdf)

## 2.3 – Controle Moderno

Da mesma forma que no controle clássico, podemos utilizar as transformadas de Laplace para observar o comportamento do sistema. Entretanto, a variável  $s$  agora é complexa da forma:

$$s = \sigma + j\omega.$$

Podemos então representar o comportamento do sistema analisando somente o comportamento da magnitude da frequência e da sua fase. Este método pode ser representado graficamente pelo diagrama de Bode. Considerando uma função de transferência abaixo, esboçaremos o gráfico de Bode desta função.

$$G(s) = (s + a),$$

$$G(j\omega) = (j\omega + a) = a \cdot \left( \frac{j\omega}{a} + 1 \right),$$

Em baixas frequências,

$$G(j\omega) \approx a.$$

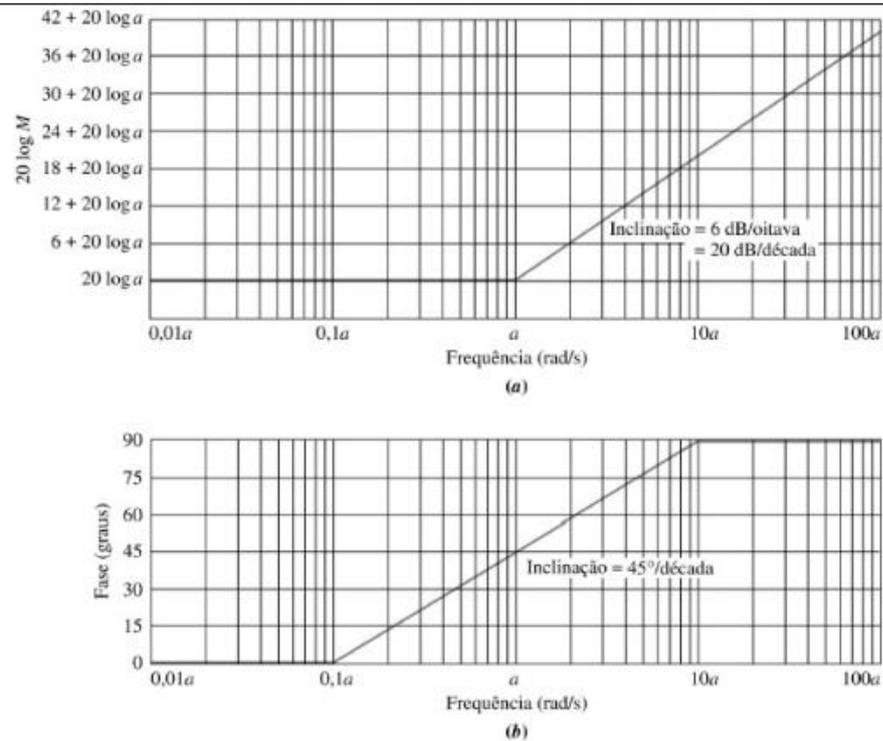
No diagrama de Bode, representa-se a magnitude em decibéis, logo esta será, para baixas frequências,

$$\text{Mag}(G(j\omega)) = 20 \log a.$$

Já em altas frequências,

$$G(j\omega) \approx a \cdot \left( \frac{j\omega}{a} \right) = \omega \angle 90^\circ.$$

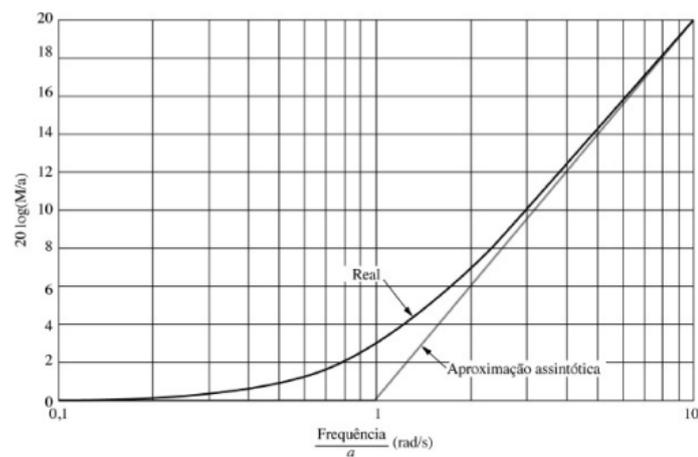
Figura 4 - Gráfico de Bode da função  $G(s)=(s+a)$  em (a) magnitude e (b) fase



Fonte: Nise, 2012

Os pontos de inflexão do gráfico são chamados de assíntotas, e representam um comportamento aproximado do sistema nos valores próximos a frequência de referência. É comum, em inclinações de 20Db/década, aproximar o valor da frequência de ruptura (ou assintótica), para valores acima ou abaixo (de acordo com a mudança de inclinação da reta) de 3 Db do valor inicial.

Figura 5 - Diagrama de Bode da função  $G(s) = (s+a)$  para valores reais



Fonte: Nise, 2012

Para sistemas de segunda ordem, o gráfico de Bode será um pouco diferente. Levaremos em consideração o fator de amortecimento ( $\zeta$ ). Dada uma função de transferência da forma:

$$G(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2, \text{ e } G(j\omega) = (\omega_n^2 - \omega^2) + 2\zeta\omega_n\omega$$

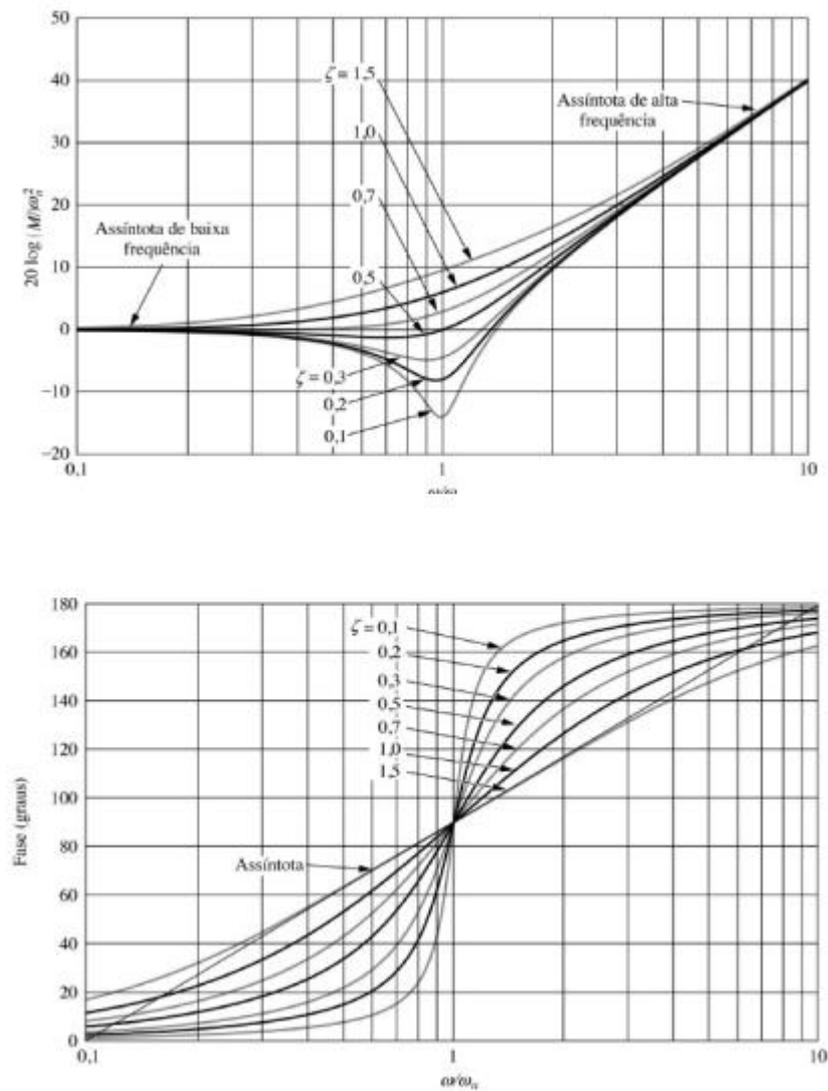
O módulo da função então é definido por:

$$\text{Mod}(G(j\omega)) = \sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega)^2},$$

E a fase como:

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{2\zeta\omega_n\omega}{(\omega_n^2 - \omega^2)}\right).$$

Figura 6 -Gráfico de Bode para Sistemas de segunda ordem



Fonte: Nise, 2012

Os estudos de controle moderno iniciaram-se em 1930, por Nyquist e Bode, ao estudar como plantas se comportam no domínio da frequência. O controle clássico partiu do pressuposto que a entrada do sistema era invariante no tempo, linear e homogêneo. Entretanto, o conceito de resposta em frequência utiliza uma entrada senoidal e avalia como o sistema se comportará com as variações de frequência. Essa análise possui algumas vantagens quando comparados com um controle clássico nas seguintes situações:

- As funções de transferência são modeladas a partir de dados físicos;
- Os compensadores de avanço de fase são projetados para atender a um requisito de erro em regime permanente e a um requisito de resposta transitória; e
- A estabilidade de sistemas não lineares é estudada. (NISE, 2012)

Essa entrada senoidal produzirá na saída sinais senoidais de mesma frequência, porém com amplitude e fase diferentes. Entretanto, para múltiplas entradas, o sinal de saída terá um sinal de diversas frequências e fases.

A teoria de controle moderno contrasta com a teoria de controle convencional porque a primeira é aplicada a sistemas de entradas e de saídas múltiplas, que podem ser lineares ou não lineares, variantes ou invariantes no tempo, ao passo que a última é aplicável somente a sistemas lineares, invariantes no tempo, de entrada e de saída únicas. (OGATA, 2010)

Assim, cabe uma análise mais aprofundada na frequência complexa, e como o sistema reagirá às diferentes entradas e saídas.

Como no controle clássico, algumas definições são necessárias para compreender os conceitos subsequentes.

O espaço de estado é definido como todas as dimensões pelas quais as variáveis de estado são definidas. Ele se referenciará a um espaço, ou seja, a uma condição de uma variável em um determinado instante. “As variáveis de estado de um sistema dinâmico são aquelas que constituem o menor conjunto de variáveis capaz de determinar o estado desse sistema dinâmico” (OGATA, 2010).

A relação entre esses espaços de estado e as variáveis de estado definem as equações no espaço de estado, que serão funções de sistemas que dependem das condições iniciais relacionadas ao espaço de estado relacionado e a forma como as variáveis se relacionará com esse estado. Estas equações para um espaço de estado  $\dot{x}(t)$ , variáveis de estado  $x(t)$  e  $u(t)$ ,

linearizadas em um ponto (estado)  $A(t)$  (matriz de estado da variável) e  $B(t)$  (matriz de entrada, é definida como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A(t)\mathbf{x}(t) + B(t)\mathbf{u}(t).$$

Esse raciocínio pode ser replicado para qualquer espaço de estado, formando um conjunto de matrizes que são linearizadas pela equação acima.

Manipulando a equação de espaço de estados, obtemos no domínio da frequência:

$$s \cdot X(s) - X(0) + Ax + Bu.$$

Considerando condições iniciais nulas, definiremos a matriz no domínio da frequência:

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) \cdot \mathbf{X}(s) = \mathbf{B} \cdot U(s).$$

Portanto, uma função de transferência para múltiplas entradas  $X(s)$  e variáveis de entrada  $U(s)$  trará uma saída  $Y(s)$  é da forma:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{X(s)}{|s\mathbf{I} - \mathbf{A}|},$$

onde a matriz  $A$  é definida como a matriz de autovalores da função de transferência (equivalente às raízes no controle clássico). Uma limitação desse método, chamado por (OGATA, 2010) de alocação de polos é supor que todas as variáveis de estado estão disponíveis para a realimentação. Na prática, é necessário estimar valores não conhecidos. Para isso utilizam-se controladores e observadores de estado.

Finalmente, há uma ampla variedade de suporte computacional para métodos do espaço de estados; diversos pacotes de programas suportam a álgebra matricial requerida pelo processo de projeto. Contudo, como mencionado anteriormente, as vantagens do suporte computacional são equilibradas pela perda da visão gráfica do problema de projeto que os métodos do domínio da frequência fornecem. (NISE, 2012)

Outra preocupação do controle por espaço de estados é a capacidade de um sistema de ser controlado. Segundo (NISE, 2012), “Se para um sistema for possível obter uma entrada capaz de transferir todas as variáveis de estado de um estado inicial desejado para um estado final desejado, o sistema é dito controlável; caso contrário, o sistema é não controlável.”.

Assim define-se a matriz controlabilidade como:

$$C_M = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{n-1}B]$$

A controlabilidade de um sistema é determinada verificando se a matriz de controlabilidade  $C_M$  tem posto completo. Um sistema é considerado controlável se o posto da

matriz de controlabilidade for igual à ordem do sistema ( $n$ ). Se isso for verdade, significa que é possível encontrar uma sequência de entradas de controle para direcionar o sistema de qualquer estado inicial para qualquer estado desejado em um tempo finito.

Também é dito por (NISE, 2012) que “Todavia, a controlabilidade, a condição para que o projeto de alocação de polos tenha êxito, pode ser mais bem visualizada na forma paralela, onde a matriz de sistema é diagonal com raízes distintas.”

Outro fator importante no projeto de controladores é a presença de equipamentos capazes de fornecer valores das variáveis de estado para cada estado analisado. Assim poderemos realimentar o sistema com ganhos ajustáveis e fazer o controle a cada espaço de estado. Entretanto, em algumas circunstâncias de projetos de controladores, medir continuamente as variáveis de estado pode ser muito oneroso ou mesmo inviável. Para estes casos, foi desenvolvida a figura do observador (ou estimador), utilizado para calcular as variáveis não acessíveis pelo controlador.

Consideraremos então uma planta da forma:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \text{ e } y = \mathbf{C}\mathbf{x},$$

e um observador:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u \text{ e } \check{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}$$

Subtraindo uma equação da outra, obtemos:

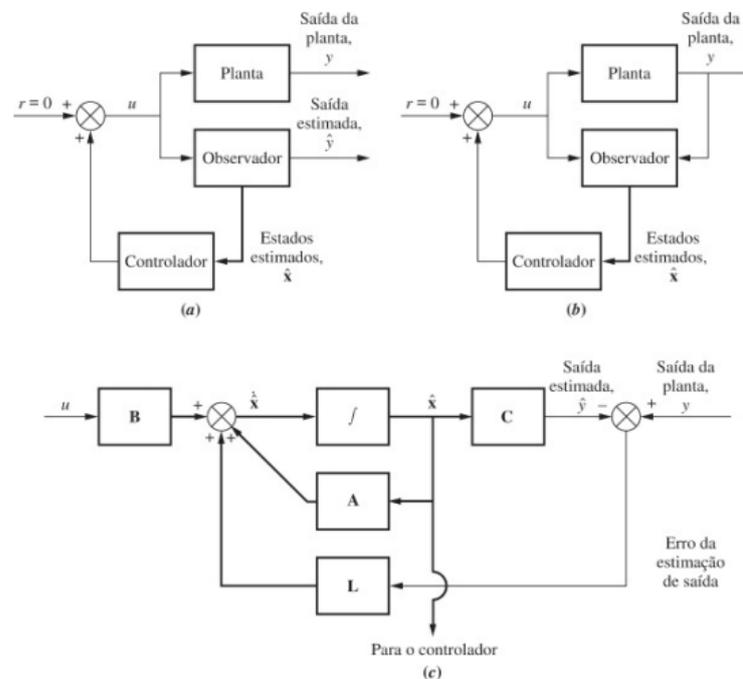
$$\dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}) \text{ e } y - \hat{y} = \mathbf{C}(\mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}).$$

Desse modo, “a dinâmica da diferença entre o estado real e o estado estimado está livre, e se a planta é estável, essa diferença, decorrente de diferenças iniciais nos vetores de estado, tende a zero.” (NISE, 2012)

Se projetarmos então um observador com realimentação podemos ter uma resposta transitória desejada para o observador que é muito mais rápida que a da planta ou a do sistema controlado em malha fechada. Um erro entre a saída da planta e do observador é realimentado para as derivadas dos estados do observador, conforme descrito nas equações. O sistema efetua as correções para levar esse erro a zero, como pode ser visto nos exemplos (b) e (c) da figura 7:

Figura 7 -- Projeto de realimentação de estado utilizando um observador para estimar variáveis de estado indisponíveis: (a) observador em malha aberta; (b). observador em malha

fechada; (c). vista detalhada de um observador em malha fechada, mostrando a estrutura de realimentação para reduzir o erro de estimação das variáveis de estado.



Fonte: (NISE, 2012)

Portanto, o projeto do observador consiste em calcular o vetor observabilidade de modo que a resposta transitória do observador seja mais rápida que a resposta da malha controlada, com a finalidade de resultar em uma estimação atualizada rapidamente do vetor de estado. (NISE, 2012) A matriz observabilidade será da forma:

$$O_M = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}.$$

O estudo desta técnica de controle tem a sua aplicabilidade quando pensamos que um computador pode processar diversas manipulações entre matrizes e entregar valores de correção de ganho em microssegundos. Enquanto o controle analógico avaliava o comportamento de um sistema para um grau de liberdade (uma entrada e uma saída), o controle moderno considera todas as variáveis e como estas interagem entre si, sendo um controle ainda tão mais sensível quanto a diferença entre um espaço de estado e outro. Nise elucida algumas das vantagens do uso de computadores digitais em substituição ao controle analógico:

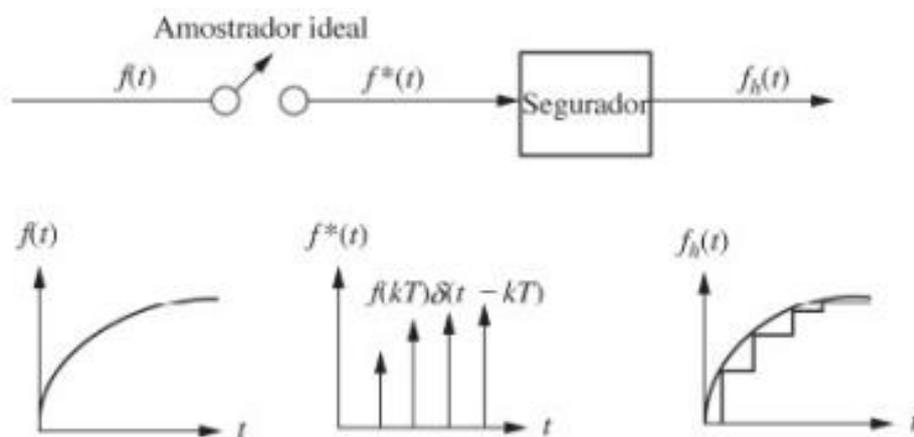
A utilização de computadores digitais na malha resulta nas seguintes vantagens com relação aos sistemas analógicos: (1) custo reduzido, (2) flexibilidade na resposta a alterações de projeto e (3) imunidade a ruído. Os sistemas de controle modernos

requerem o controle simultâneo de várias malhas – pressão, posição, velocidade e tração, por exemplo. (NISE, 2012, p. 1037)

## 2.4- Discretização

Para que a linguagem de controle se tornasse compatível com a lógica digital lida pelos computadores, foi necessário aplicar o conceito de ZOH (ou Segurador de Ordem Zero). Observando a figura 9, vemos que uma dada função  $f(t)$  pode ser representada graficamente como descreve (NISE, 2012), “O segurador de ordem zero produz uma aproximação em degraus para  $f(t)$ . Portanto, a saída do segurador é uma sequência de funções degrau cuja amplitude é  $f(t)$  no instante de amostragem, ou  $f(kT)$ ”

Figura 8 -- Função  $f(t)$  discretizada pelo método ZOH



Fonte: (NISE, 2012)

Utilizando-se dos conceitos da transformada Z, que permite que equações de Laplace no domínio da frequência sejam escritas como equações de diferenças entre um instante  $t_0$  e um instante  $t$ , conseguimos avaliar o comportamento de uma função no tempo de forma discreta.

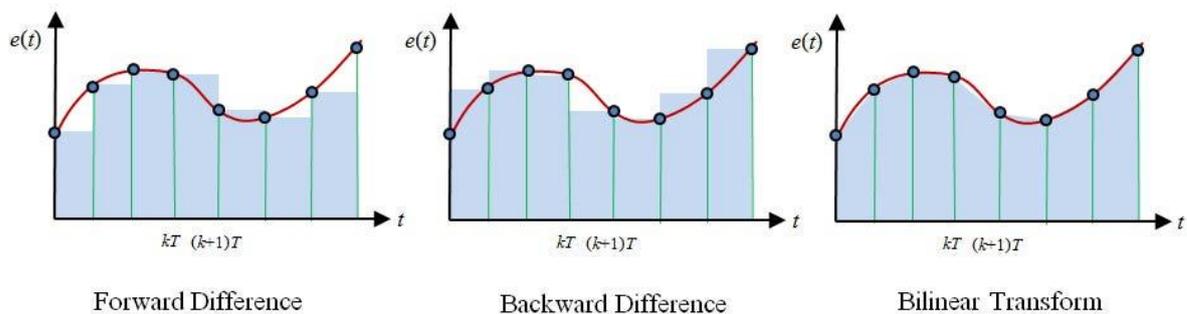
A diferença evidente entre sistemas de controle com realimentação analógicos e sistemas de controle com realimentação digitais [...] é o efeito que a taxa de amostragem tem sobre a resposta transitória. Alterações na taxa de amostragem não apenas alteram a natureza da resposta de superamortecida para subamortecida, mas também podem fazer que um sistema estável fique instável. (NISE, 2012, p. 1058)

Há vários métodos para discretizar os sinais analógicos e torná-los aproximações de somas de degraus atrasados em um período constante  $T$ . “O método de Tustin, também

conhecido como aproximação bilinear, utiliza uma integração trapezoidal entre as amostras para obter um resultado mais próximo do real quando comparado com os métodos de Euler.” (MONTEIRO, 2018, p. 9) Este método, por considerar um instante anterior e o instante seguinte e calcular a média entre eles, é amplamente aceito. A transformada Z pelo método de Tustin para uma função  $G(s)$  é:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\left(\frac{z}{T}\right) \cdot \left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right)}$$

Figura 9 - Formas de discretização (a) por avanço (b) por atraso (c) bilinear



Fonte: <https://electronics.stackexchange.com/questions/144045/why-do-we-use-this-particular-approximation-for-the-bilinear-transform>

Isto posto, o sucesso na discretização de um sinal passa pelo período de amostragem ser o menor possível, tornando as aproximações mais próximas do sinal analógico real. O objetivo é minimizar efeitos de quantização do sinal.

Também deve-se preocupar com efeitos de saturação dos controladores integrais no momento da discretização, uma vez que este pode desestabilizar o sistema. Esse efeito é chamado de *wind-up*. Para evitá-lo, utiliza-se a técnica de *anti-windup*.

Se a saída do controlador for maior que o limite da saturação, a porção integrativa irá começar a acumular tentando acelerar o sistema. Porém, como houve saturação, a velocidade do sistema não aumenta, fazendo com que o controlador aumente a porção integrativa cada vez mais. Ao chegar no valor de referência, a porção integrativa é muito maior do que deveria ser, ultrapassando assim o valor de sobrepasso ou às vezes desestabilizando o sistema como um todo. (MONTEIRO, 2018, p. 8)

Outro efeito indesejado na discretização é o *aliasing*, definido como a sobreposição de sinais de frequências resultantes que possuem uma taxa de amostragem abaixo da frequência de Nyquist. Essa sobreposição resulta em distorção ou interferências quando o sinal é reconstruído a partir das amostras, o que faz com que o sinal reconstruído seja diferente do sinal

contínuo original. A fim de evitar esses efeitos nos sinais, utilizam-se filtros passa-baixa e passa-alta, de forma a permitir uma banda passante na frequência onde o sinal está.

Nessas transformações, geralmente exigimos que as propriedades essenciais da resposta em frequência em tempo contínuo sejam preservadas na resposta em frequência do filtro em tempo discreto resultante. Especificamente, isso implica que queremos que o eixo imaginário do plano 's' seja mapeado na circunferência unitária do plano 'z'. Uma segunda condição é que um filtro em tempo contínuo estável deve ser transformado em um filtro em tempo discreto estável. Isso significa que se o sistema em tempo contínuo possui apenas polos na metade esquerda do plano 's', então o filtro em tempo discreto deve ter polos apenas dentro da circunferência unitária no plano 'z'. (OPPENHEIM, 2014, p. 517)

## 2.5 – Álgebra Booleana, Operadores Lógicos e Lógica Ladder

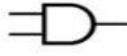
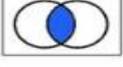
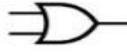
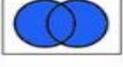
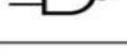
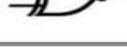
Outro marco teórico relevante no estudo de circuitos digitais foi o raciocínio desenvolvido por George Boole em 1854, ao escrever o livro *“An Investigation of the Laws of Thought”*. Nesta publicação, ele descreveu que os processos humanos de raciocínio podiam ser representados por uma lógica de verdadeiro ou falso.

Assim, esta lógica matemática não estuda variáveis e sim proposições e seus valores de verdade (em vez de valores puramente numéricos). Para descrever a iteração de mais de um fenômeno então, Boole utilizou-se da base binária (que só possui os números 0 e 1) para desenvolver as operações matemáticas. Seu estudo foi aprofundado por outros matemáticos, como Augustus De Morgan.

O produto desses estudos para fins práticos foram as portas lógicas AND, OR, NOT e suas combinações (NAND, NOR, XOR, XNOR), tornando-se operadores matemáticos para proposições binárias. O resultado dessas operações gera possibilidades de resultados (considerando a base binária, a quantidade de possibilidades de saídas será sempre  $2^n$ , onde  $n$  é o número de proposições de entrada), estes representados em uma tabela de resultados, denominada tabela verdade.

Nos circuitos digitais, objetiva-se alterar os valores de entrada de uma proposição (0 ou 1) por meio do chaveamento de semicondutores anteriormente descrito, onde a entrada 0 descreve um circuito que não está energizado e o 1 um circuito energizado. Dessa forma, configurando a saída de forma correta, podemos estabelecer *interlocks* (condições sem as quais uma determinada máquina funcione) para a partida ou a parada de um equipamento.

Figura 10 - Portas Lógicas

| Expression | Symbol  | Venn diagram   | Boolean algebra         | Values |        |        |
|------------|---|--|-------------------------|--------|--------|--------|
|            |   |  |                         | A      | B      | Output |
| AND        |  |   | $A \cdot B$             | 0      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 1      |
| OR         |  |   | $A + B$                 | 0      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 1      |
| XOR        |  |   | $A \oplus B$            | 0      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 0      |
| NOT        |  |   | $\bar{A}$               | A      | Output |        |
|            |   |  |                         | 0      | 1      |        |
| NAND       |  |   | $\overline{A \cdot B}$  | 0      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 0      |
| NOR        |  |   | $\overline{A + B}$      | 0      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 0      |
| XNOR       |  |  | $\overline{A \oplus B}$ | 0      | 0      | 1      |
|            |   |  |                         | 0      | 1      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 0      | 0      |
|            |   |  |                         | 1      | 1      | 1      |

Fonte: <https://ticmania.net/tic3/rec>

A Lógica Ladder é “uma representação gráfica de bobinas físicas e contatos derivada da época em que os relés eram usados para controlar os sistemas.” (LAMB, 2015, p. 251). Esta lógica permitiu uma interligação do conhecimento, sobretudo aos técnicos que trabalhavam nos painéis elétricos controlados por relés ao empregado nas unidades computadorizadas e controladores lógico-programáveis (CLP). Por esta razão, esta lógica é amplamente utilizada em toda a indústria.

Os contatos podem ser normalmente fechados ou normalmente abertos (assim como nos relés). Há ainda contatos de disparo único ou de varredura. Elas são acionadas obedecendo uma lógica previamente programada (usando como base o agrupamento de variáveis proposto por Boole). Os valores das variáveis digitais serão sequências de bits (0 e 1) que se relacionarão entre si por meio de operadores lógicos.

Em vez de operar linearmente e esperar por uma instrução de etapa antes de o programa prosseguir, o CLP varre o programa inteiro, do início ao fim, e então atualiza a tabela interna de I/O muitas vezes por segundo. Essa é uma das razões por que os CLP são considerados mais determinísticos que os computadores. (LAMB, 2015, p. 253)

## 2.6- Transmissão de Dados

Além de ser capaz de discretizar funções oscilatórias pelos métodos apresentados, essas informações obtidas do comportamento da planta devem ser transmitidas a um controlador para que possam ser interpretadas e através deste, enviem informações de correção de erro conforme descrito na subseção 2.3. Os CLP então são conectados aos supervisórios por meio de uma rede de comunicação. A topologia pode ir de apenas um CLP e um supervisório ou até um sistema multicamadas com centenas de dispositivos. (LAMB, 2015)

Estas redes podem ser do tipo serial, paralela, ethernet, USB, e mais recentemente, as redes sem fio (*wireless*). Elas devem obedecer a protocolos específicos para comunicação, desenvolvidos pelos fabricantes de computadores, CLP e supervisórios. Muitas vezes, por empregar-se componentes de diferentes empresas em um mesmo projeto, é necessária a utilização de interfaces (*drivers*) para simplificar a comunicação entre eles. (LAMB, 2015)

## **3 METODOLOGIA**

A metodologia deste trabalho se pautou em dois aspectos fundamentais: uma pesquisa e posterior análise bibliográfica sobre os tipos de controle utilizados e posteriormente uma análise do sistema de controle da Corveta Classe Barroso, com uma visita ao Navio para observar sua operação e observar suas fragilidades.

### **3.1 Classificação da Pesquisa**

O enfoque deste trabalho foi produzir uma pesquisa aplicada, com conhecimentos aplicáveis a equipamentos físicos e aprimorar o seu funcionamento. Para tal, a pesquisa exploratória em bibliografias de referência no assunto, em paralelo aos manuais técnicos do SCM, permitiu que fosse feito o estudo de caso a ser apresentado. A pesquisa tem caráter quantitativo ao demonstrar as diferenças de desempenho do sistema depois da análise realizada.

### **3.2 Limitações do Método**

A principal limitação do método utilizado foi a não possibilidade de ver o Navio plenamente operacional, e efetuar medições dos equipamentos operando, uma vez que este estava passando por uma manutenção geral. Isto implica que dados utilizados para a base de cálculo foram obtidos pelos parâmetros ótimos do sistema, no momento de sua instalação.

## 4 ESTUDO DE CASO

Será abordado neste tópico o subsistema de ar comprimido da Corveta Classe Barroso. Este subsistema pertence ao sistema de controle de auxiliares, componente do Sistema de Controle da Máquina (SCM) do Navio.

O sistema de ar comprimido é capaz de partir e parar os dois compressores (local e remotamente) usados para pressurizar o anel de ar comprimido do Navio. Os utilizadores desse ar subdividem o sistema em ar de alta pressão e ar de baixa pressão.

O ar de alta pressão tem pressão estabelecida de 140 bar e é utilizado para a partida dos dois Motores de Combustão Principal (MCP), dos dois Motores de Combustão Auxiliar (MCA) e da Turbina a Gás (TG). Esta magnitude de pressão é necessária para conseguir suprir a vazão de ar necessária a partida da TG, dos MCP e dos MCA simultaneamente. Estes equipamentos utilizam a pressão de 24bar para sua partida.

Já o ar de baixa é utilizado para o controle de velocidade dos MCP e MCA, além de ser disponibilizado para serviços gerais nas três praças de máquinas que o Navio possui. Este ar é controlado para permanecer a pressão de 7 bar.

Uma análise inicial já prevê a fragilidade de não configurar uma partida automática do segundo compressor no caso de falha do primeiro, sendo necessária a ação do operador para, após a identificação da falha, colocar o equipamento redundante em funcionamento.

O sistema de ar comprimido possui monitoramento das pressões na entrada dos equipamentos supramencionados, além dos quatro acumuladores (ampolas), uma na praça de máquinas avante do Navio, outra na praça de máquinas a ré do navio e duas em outros pontos do anel, um avante do Navio e outro a ré.

O SCM desenvolvido pelo IPqM é capaz de exibir as informações de pressões em uma página do software das IHM instalada em diversos pontos do Navio, tendo como principal a estação do Centro de Controle da Máquina (CCM). Entretanto, o controle dessas pressões é feito de maneira pelos controladores dos compressores (estes não integrados ao SCM).

Isto implica que qualquer alteração de parâmetros de pressão de referência deve ser feita localmente nos compressores. Além desta limitação, são utilizadas ao longo do anel de ar comprimido válvulas de redução de pressão, com atuação por mola, sendo um controle de malha aberta puramente físico (o ajuste da tensão da mola determina a pressão de referência).

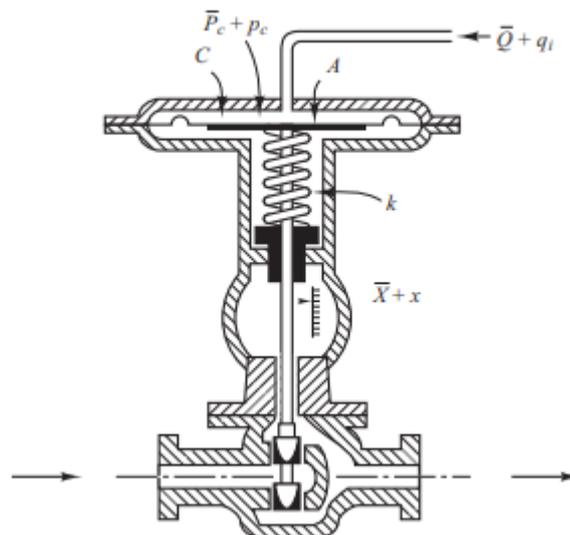
Os principais problemas encontrados nesse sistema é a deficiência no controle da linha, e as constantes avarias nas válvulas redutoras e nos utilizadores do ar, pelas oscilações de pressão no anel de ar comprimido.

Portanto, esse trabalho sugerirá um controle do tipo proporcional a ser aplicado no sistema de forma a diminuir as oscilações de pressões no anel em regime permanente, além de configurar a resposta transiente, no momento da partida dos utilizadores.

#### 4.1 MODELAGEM DO SISTEMA DE CONTROLE

Será utilizado como modelo o controle do tipo proporcional apresentado por (OGATA, 2010, p. 106), considerando a modelagem da válvula atuadora pneumática proposta pelo autor.

Figura 11 - Válvula pneumática



Fonte: (OGATA, 2010)

Ao linearizarmos a dinâmica da válvula atuadora pneumática, consideramos desprezível o atrito viscoso do deslocamento do êmbolo e a força devido a massa do conjunto. Assim, a modelagem da válvula é dada por: (OGATA, 2010)

$$Ap_c = kx,$$

Onde “A” é a área do diafragma, a pressão de controle seja igual a “ $p_c$ ” e deslocamento da válvula seja igual a “ $x$ ”. A função de transferência entre a saída “ $x$ ” e a entrada “ $p_c$ ” será:

$$\frac{X(s)}{P_c(s)} = \frac{A}{K} = K_c.$$

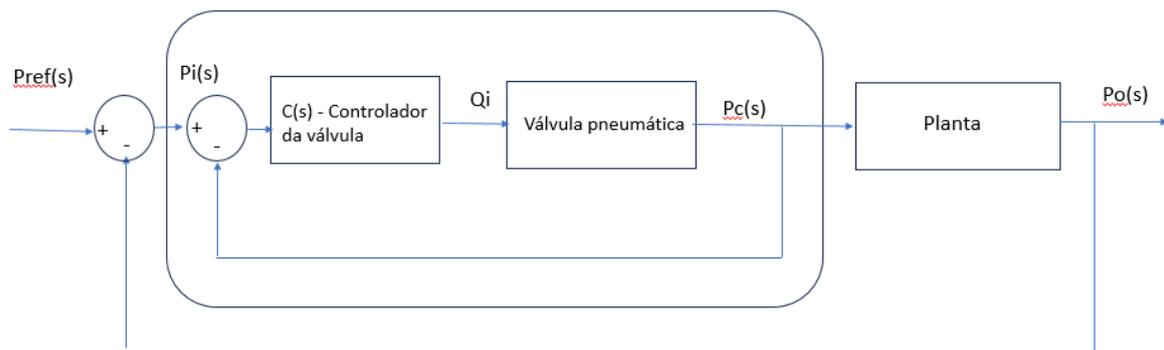
Se “ $q_i$ ” é a variação do fluxo na válvula atuadora, e esta for proporcional a “ $x$ ”, temos que a função de transferência que relacionará “ $q_i$ ” e “ $p_c$ ” será:

$$\frac{Q_i(s)}{P_c(s)} = K_c \cdot K_q = K_v.$$

Esta pressão de controle neste tipo de válvula é da ordem de 3 a 15 psi (OGATA, 2010, p. 107).

Considerando que controlar o ar de saída dos compressores seria ineficiente pro restante do sistema, uma vez que ainda com o controle haveria perdas na distribuição do anel (seja por meio de vazamentos ou pelo comportamento do meio fluido em deslocamento), é interessante controlar somente os utilizadores mais sensíveis, objetivando a redução de custos. Para tal proposição, consideraremos o controle sobre o ar de alta pressão utilizado para a partida da Turbina a Gás.

Figura 12 - Diagrama de blocos do modelo de controle do ar de partida dos motores e turbina do Navio



**Fonte:** Acervo do próprio autor.

Assim, a função de transferência que modela o sistema de controle da válvula é:

$$\frac{P_c(s)}{P_i(s)} = \frac{K_v C(s)}{1 + K_v C(s)}.$$

A modelagem da planta, por sua vez, será simplificada, uma vez que há inúmeras características não-lineares nas relações de pressões e vazão em motores de combustão e turbinas a gás. Assim, utilizaremos o modelo proposto por (OGATA, 2010), que considera a planta como um sistema de primeira ordem:

$$\frac{P_o(s)}{P_c(s)} = \frac{1}{T_p \cdot s + 1},$$

Por fim, modelaremos todo o conjunto, considerando inicialmente  $T_p = 1$ . A função de transferência do modelo completo é:

$$\frac{P_o(s)}{P_{ref}(s)} = \frac{K_v C(s)}{[(s+1)(1+K_v C(s)) + K_v C(s)]}$$

Como a variável controlada é  $Q_i(s)$ , e esta tem uma relação inicialmente proporcional a  $P_c(s)$ , podemos escolher um controle PID obedecendo os seguintes parâmetros:

$$M_p = 10\% \text{ e } t_s < 5 \text{ segundos,}$$

Queremos um sistema subamortecido, uma vez que sobressinais podem causar danos aos utilizadores do ar comprimido. Para isso:

$$\zeta \geq -\frac{\ln M_p}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_p}} = 0,5912 \text{ e } \omega_n = \frac{4}{t_s \zeta} = 1,353 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Assim, o controlador será:

$$C(s) = \frac{K_p(1 + T_i s + T_i T_d s^2)}{T_i s}; e$$

$$\frac{P_o(s)}{P_{ref}(s)} = \frac{(K(1 + T_i s + T_d s^2))}{(s^3(T_d K) + s^2(T_i + 2T_d K + K T_i) + s(T_i + K + 2K T_i) + 2K)}$$

Onde  $K = K_d K_v$ . A função pode ser fatorada pra se obter os parâmetros de controle:

$$\frac{P_o(s)}{P_{ref}(s)} = \frac{1}{s} \cdot \sum_1^2 \frac{K(T_i s + T_d s^2)}{s^2(T_d K) + s(T_i + 2T_d K + K T_i) + (T_i + K + 2K T_i)}$$

Vamos determinar os valores de ganho considerando o método de Ziegler-Nichols (para  $T=5$  segundos e  $L=0,5$  segundos):

$$K = \frac{1,2T}{L} = 12,$$

$$T_i = 2L = 1, e$$

$$T_d = 0,5L = 0,25.$$

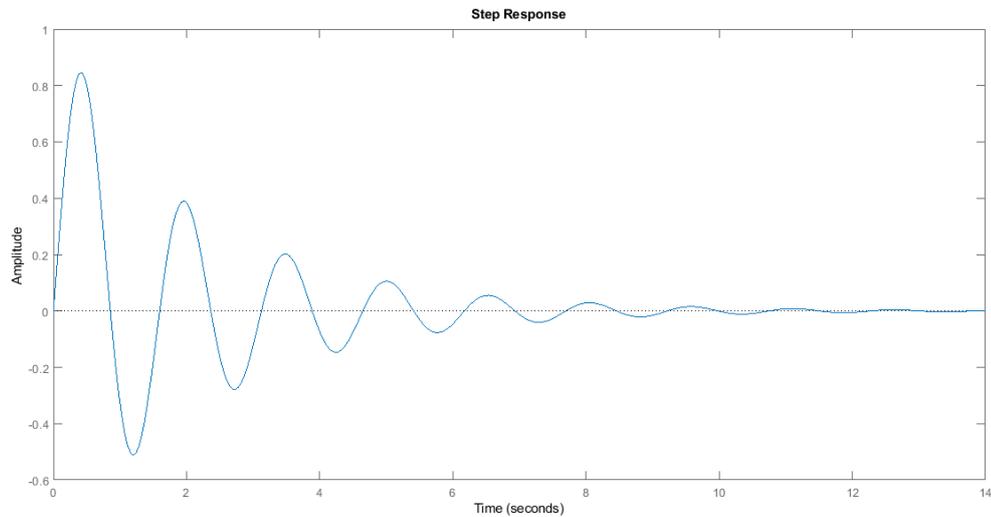
Assim obtemos a seguinte FT:

$$\frac{P_o(s)}{P_{ref}(s)} = \frac{12(s + 0,25s^2)}{3s^2 + 19s + 37}$$

## 4.2 APRESENTAÇÃO DE RESULTADOS

Com este controlador, obtemos a resposta ao degrau de acordo com a figura 13:

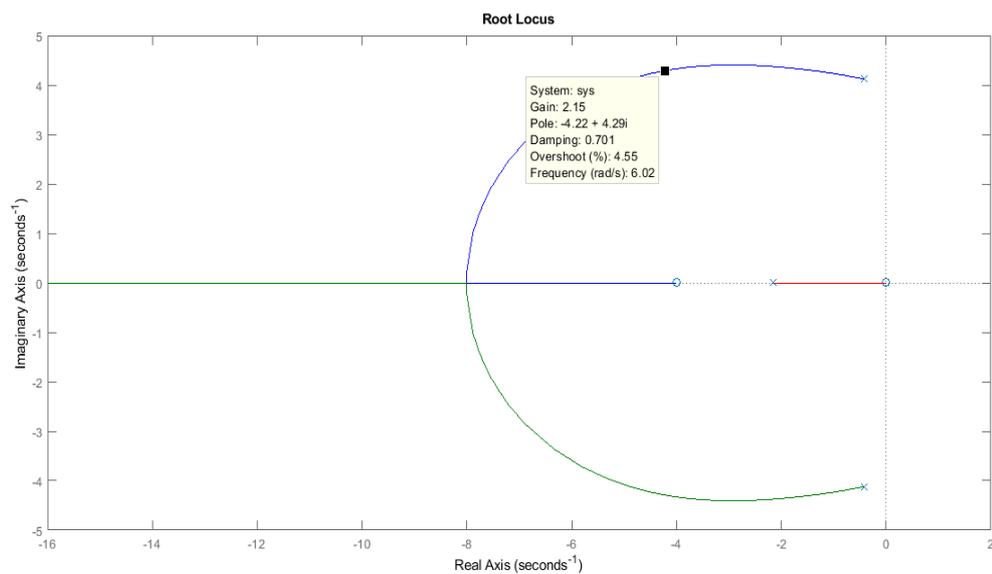
Figura 13 - Resposta ao degrau da função de transferência do controle do ar comprimido



Fonte: MATLAB – Simulação elaborada pelo autor

Observa-se que o sistema ainda possui muita oscilação e um sobressinal elevado. Utilizando o Lugar Geométrico das Raízes (LGR), conseguimos encontrar um ponto de operação com sobressinal de 4,55% e de coeficiente de amortecimento de 0,7. Para que esse ponto seja atingido, devemos utilizar um ganho de 2.15.

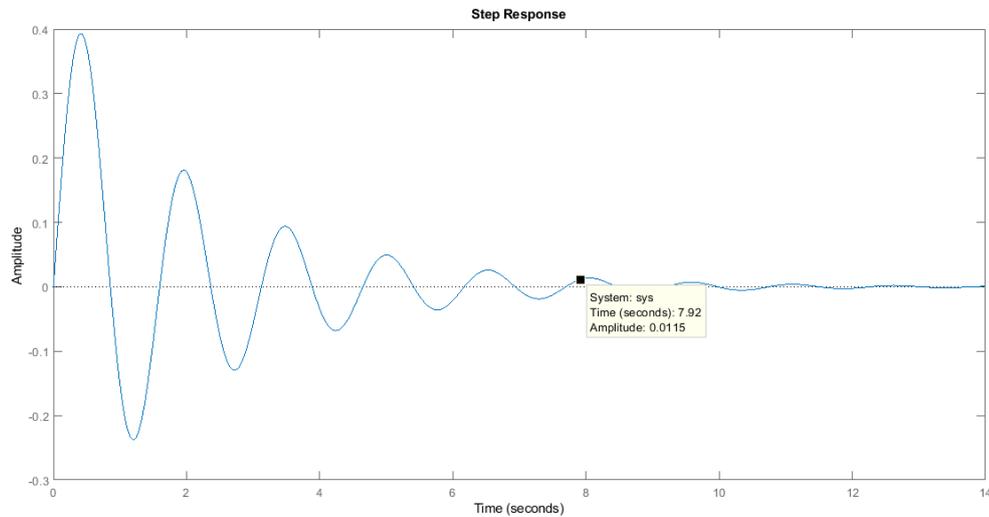
Figura 14 - Lugar Geométrico das Raízes da Função de Transferência



Fonte: MATLAB – Simulação elaborada pelo autor

Ajustando o ganho, a nova resposta ao degrau obtida foi:

Figura 15 - Resposta ao degrau com ganho ajustado



Fonte: MATLAB – Simulação elaborada pelo autor

Neste segundo caso, o sistema atinge o regime permanente em 7,9 segundos, o que está coerente com o tempo de estabilização dos motores e da turbina (entre 5 e 10 segundos). (LIMA, 2014).

De posse dessas informações, um controle por espaço de estados seria capaz de controlar simultaneamente as três pressões de ar de partida dos três utilizadores, fazendo os ajustes necessários às especificidades de cada máquina. Ademais, pelo fato de o Navio já possuir a estrutura para fazer o controle digitalmente, os únicos óbices a execução deste controle são a necessidade de uma interface com o CLP utilizado pelo Navio e uma modelagem específica para cada máquina.

## **5 CONCLUSÃO**

Por fim, com o término deste trabalho acadêmico, pode-se concluir que os sistemas de controle evoluíram a ponto de se tornarem desafios computacionais, onde linguagens de programação se relacionam com conhecimentos de engenharia para desenvolver o melhor controle para um determinado equipamento. Dessa forma, foi exposto o controle de pressão do ar comprimido de partida dos MCP, MCA e da Turbina da Corveta Barroso e foi apresentada uma proposta de um controlador automático dessa pressão. Após as análises dos resultados, por meio do MATLAB, observou-se a mudança de comportamento do sistema após ser controlado.

### **5.1 Considerações Finais**

Conclui-se, após as informações apresentadas, que um controle analógico consegue melhor as oscilações de pressões nas tubulações de ar comprimido, quando comparado com um ajuste mecânico de uma válvula de redução (forma mais primitiva de controle). Entretanto, somente foi modelado o caso de uma aplicação. Para múltiplas variáveis e espaços de estado, o controle digital seria muito mais eficiente, como demonstrado. Além disso, pelo fato de o Navio já possuir a estrutura para a implementação deste controle digital, restaria apenas uma modelagem de sua turbina e motores para desenvolver um controlador multivariável e capaz de proteger esses utilizadores.

### **5.2 Sugestões para Futuros Trabalhos**

Sugere-se aos futuros trabalhos que possam desenvolver um controlador para esta válvula de ar comprimido considerando modelagens de motores diesel e turbinas a gás, de forma a contemplar possíveis distúrbios e ser capaz de controlá-los.

## REFERÊNCIAS

- BOYLESTAD, Robert L. (2013). *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. São Paulo: Pearson Education do Brasil.
- E-Cálculo - USP*. (s.d.). Fonte: <http://ecalculo.if.usp.br/historia/boole.htm>
- FONSECA, César A. (2023). *Sistemas Lineares Invariantes no Tempo*. Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.
- LAMB, Frank (2015). *Automação Industrial na Prática*. Porto Alegre-RS: AMGH Editora Ltda.
- LIMA, Kleber M. de (2014). *Controle de uma Turbina a Gás Aeroderivada Aplicada na Propulsão de Navios/ – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE*.
- MONTEIRO, Fernando. D. (Setembro de 2018). *Modelagem, Identificação, Projeto e Implementação de um Sistema de Controle de Nível de Um Reservatório*. Rio de Janeiro, Rio de Janeiro.
- NISE, Norman. S. (2012). *Engenharia de Sistemas de Controle*. Rio de Janeiro: LTC—Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda.
- OGATA, Katsuhiko (2010). *Engenharia de Controle Moderno*. São Paulo: Pearson Education do Brasil Ltda.
- OPPENHEIM, Allan V. (2014). *Discrete-Time Signal Processing*. Edinburgh Gate: Pearson Education Limited.
- TORRIGO, Eduardo (2011). *Identificação de Modelos, projeto algorítmico de controladores e análise de desempenho para o sistema de ar de um motor diesel*. Campinas, São Paulo.