

Marcos Beyer Nardi

**Implementação do controle *ADRC* (*Active Disturbance Rejection Control*) no acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes aplicados em máquinas de tração de elevadores**

Porto Alegre - RS, Brasil

2016

Marcos Beyer Nardi

**Implementação do controle *ADRC* (*Active Disturbance Rejection Control*) no acionamento de motores síncronos de ímãs permanentes aplicados em máquinas de tração de elevadores**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação

Linha de Pesquisa: Automação e Sistemas.

Pontifícia Universidade do Rio Grande do Sul – PUCRS

Faculdade de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Aurélio Tergolina Salton

Porto Alegre - RS, Brasil

2016

## Ficha Catalográfica

N223i Nardi, Marcos Beyer

Implementação do controle ADRC (Active Disturbance Rejection Control) no acionamento de motores síncronos de imãs permanentes aplicados em máquinas de tração de elevadores / Marcos Beyer Nardi . – 2016.

104 f.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PUCRS.

Orientador: Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton.

1. Controle. 2. ADRC. 3. Elevador. 4. PMSM. I. Salton, Aurélio Tergolina. II. Título.



## IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE ADRC (ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROL) NO ACIONAMENTO DE MOTORES SÍNCRONOS DE IMÃS PERMANENTES APLICADOS EM MÁQUINAS DE TRACÇÃO DE ELEVADORES

**CANDIDATO: MARCOS BEYER NARDI**

Esta Dissertação de Mestrado foi julgada para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

**DR. AURELIO TERGOLINA SALTON - ORIENTADOR**

### BANCA EXAMINADORA

**DR. DIEGO ECKHARD - PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA-PPGEE,  
PÓS-GRADUAÇÃO E MATEMÁTICA APLICADA-PPGMAP - UFRGS**

**DR. ALEXANDRE ROSA FRANCO - DO PPGEE/FENG - PUCRS**

*À Laura e à minha família por todo o apoio, carinho e incentivo ao longo desta jornada.*

# Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Aurélio Tergolina Salton, pelo apoio e cooperação demonstrados, essenciais para o desenvolvimento deste trabalho, bem como ao Professor Jeferson Vieira Flores, por todo auxílio prestado. Agradeço à thyssenkrupp Elevadores e aos colegas de trabalho por todo o incentivo durante este período, especialmente ao Ricardo Rieck Silveira e ao Igor Luiz Guisso pela cooperação e companheirismo. Agradeço em especial à Laura pelo apoio incondicional, compreensão, carinho, amizade e incentivo durante todo o período de desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também à minha família pelo apoio e incentivo.

O presente artigo foi alcançado em cooperação com a Hewlett-Packard Brasil Ltda. e com recursos provenientes da Lei de Informática (Lei número 8.248, de 1991).

# Resumo

Esta dissertação aborda o projeto e a implementação de um controlador em tempo discreto para seguimento da trajetória em elevadores elétricos com motor síncrono de ímãs permanentes. O controle proposto utiliza a técnica *ADRC - Active Disturbance Rejection Control*, implementando um observador de estados linear estendido que estima a perturbação total da planta, a qual é ativamente rejeitada pelo controlador. Simulações foram realizadas no software *Simulink*, utilizando o novo controle e o controle PID, amplamente utilizado atualmente. Para realizar o ajuste do controle PID foram utilizados três métodos distintos: Ziegler-Nichols, CHR - Resposta à Referência e CHR - Resposta à Perturbação. Os resultados obtidos nas simulações foram comparados para analisar o desempenho do controlador ADRC frente ao controlador PID. O novo controlador ADRC foi implementado em um módulo de acionamento de inversor de frequência e a aplicação foi validada através de uma bancada experimental baseada em uma máquina de tração de elevador a vazio, com realimentação realizada através de encoder absoluto. Resultados experimentais são apresentados para validar a estratégia de controle proposta, comprovando que esta implementação simplifica o ajuste do elevador em campo pelo técnico, evitando elevadores com problemas de ajuste e aumentando, assim, a qualidade e desempenho do produto percebidos pelos passageiros.

**Palavras-chaves:** ADRC, elevador, controle, PMSM.

# Abstract

This paper deals with the design and implementation of a discrete controller for reference tracking of elevators with permanent magnet synchronous motors. The proposed controller uses a technique called *ADRC - Active Disturbance Rejection Control*, implementing a linear extended state observer that estimates a generalized disturbance of the plant, which is then actively rejected by the controller. Simulations were performed in *Simulink* software, using the new control and PID control, widely used nowadays. To configure the parameters of the PID control three different methods were used: Ziegler-Nichols, CHR - Reference Response and CHR - Disturbance Response. The simulation results were compared to analyze the performance of the ADRC controller versus the PID controller. The controller was implemented in an inverter control board and the application was validated through an experimental setup based on an elevator traction machine with no load. Experimental results are presented to validate the proposed control strategy, showing that the proposed method simplifies the tuning of the control parameters by field technicians. As a result, an improved performance is expected while reducing the setup time.

**Key-words:** ADRC, elevator, control, PMSM.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Curvas de posição, velocidade, aceleração e jerk . . . . .	20
Figura 2 – Vetor corrente no eixo $abc$ . . . . .	24
Figura 3 – Vetor corrente no eixo $\alpha\beta$ . . . . .	24
Figura 4 – Vetor corrente no eixo $dq$ . . . . .	25
Figura 5 – Modelo PMSM no eixo $dq$ . . . . .	25
Figura 6 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional com diferentes valores de ganho . . . . .	28
Figura 7 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional-integral com diferentes valores de ganho integral . . . . .	29
Figura 8 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional-integral-derivativo com diferentes valores de ganho derivativo . . . . .	29
Figura 9 – Curva de resposta ao degrau em processo industrial típico . . . . .	30
Figura 10 – Parâmetros $a$ e $L$ baseados na curva de resposta ao degrau . . . . .	31
Figura 11 – Polos e zeros em uma configuração em malha fechada . . . . .	35
Figura 12 – Resposta ao degrau em malha fechada para diferentes amortecimentos $\xi$ e frequência $\omega$ constante . . . . .	36
Figura 13 – Resposta ao degrau em malha fechada para diferentes frequências $\omega$ e amortecimento $\xi$ constante . . . . .	37
Figura 14 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem subamortecido . . . . .	45
Figura 15 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem subamortecido com reta tangente ao ponto de inflexão . . . . .	45
Figura 16 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	46
Figura 17 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	47
Figura 18 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	48
Figura 19 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	49
Figura 20 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	49
Figura 21 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	50
Figura 22 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador ADRC . . . . .	51

Figura 23 – Saída do controlador ADRC para sistema de segunda ordem subamortecido . . . . .	52
Figura 24 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controladores PID e ADRC . . . . .	53
Figura 25 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de segunda ordem subamortecido . . . . .	53
Figura 26 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem criticamente amortecido . . . . .	54
Figura 27 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com reta tangente ao ponto de inflexão . . . . .	55
Figura 28 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	56
Figura 29 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	56
Figura 30 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	58
Figura 31 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	58
Figura 32 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	59
Figura 33 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	60
Figura 34 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador ADRC . . . . .	61
Figura 35 – Saída do controlador ADRC para sistema de segunda ordem criticamente amortecido . . . . .	62
Figura 36 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controladores PID e ADRC . . . . .	63
Figura 37 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de segunda ordem criticamente amortecido . . . . .	63
Figura 38 – Resposta ao degrau unitário para sistema de terceira ordem . . . . .	64
Figura 39 – Resposta ao degrau unitário para sistema de terceira ordem com reta tangente ao ponto de inflexão e reta com 63% da variação total . . . . .	65
Figura 40 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	66
Figura 41 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau . . . . .	67
Figura 42 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	67

Figura 43 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste CHR - Resposta à Referência . . . . .	68
Figura 44 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	69
Figura 45 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	69
Figura 46 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador ADRC . . . . .	71
Figura 47 – Saída do controlador ADRC para sistema de terceira ordem . . . . .	71
Figura 48 – Resposta do sistema de terceira ordem com controladores PID e ADRC	72
Figura 49 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de terceira ordem .	73
Figura 50 – Elevador de tração - principais componentes . . . . .	74
Figura 51 – Máquina de tração <i>gearless</i> . . . . .	75
Figura 52 – Tipos de corredeiras . . . . .	76
Figura 53 – Limitador de velocidade . . . . .	77
Figura 54 – Estrutura de cabina com aparelho de segurança na parte inferior . . . .	78
Figura 55 – Configurações de cabos de aço . . . . .	78
Figura 56 – Sistemas de tração . . . . .	79
Figura 57 – Modelo de elevador . . . . .	80
Figura 58 – Curva S de velocidade para viagem típica entre andares adjacentes . .	84
Figura 59 – Curva S de velocidade para percurso típico em torno de 12 metros . . .	85
Figura 60 – Diagrama de blocos do elevador . . . . .	85
Figura 61 – Diagrama de blocos do controlador . . . . .	86
Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador ADRC . . . . .	87
Figura 63 – Curva de posição para viagem típica entre andares adjacentes . . . . .	89
Figura 64 – Curva de posição para percurso típico em torno de 12 metros . . . . .	89
Figura 65 – Curva de posição real x curva de posição observada com controle ADRC	90
Figura 66 – Curva de velocidade real x curva de velocidade observada com controle ADRC . . . . .	91
Figura 67 – Perturbação generalizada - $f(y, \dot{y}, d, t)$ - observada com controle ADRC	92
Figura 68 – Velocidade padrão, velocidade real e corrente Iqs com controle ADRC .	92
Figura 69 – Curva de velocidade para $b = 1.000$ e para $b = 4.000$ . . . . .	93
Figura 70 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 6.000$	94
Figura 71 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 8.000$	94
Figura 72 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 10.000$	95
Figura 73 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 1.500$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	96
Figura 74 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 6.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	97

Figura 75 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b = 8.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	97
Figura 76 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b =$ $10.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	98
Figura 77 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b =$ $12.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	98
Figura 78 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b =$ $15.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	99
Figura 79 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para $b =$ $18.000$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	99

# Lista de tabelas

Tabela 1	– Cálculo de parâmetros pelo método Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau	32
Tabela 2	– Cálculo de parâmetros pelo método Ziegler-Nichols - Resposta em Frequência . . . . .	32
Tabela 3	– Cálculo de parâmetros pelo método CHR - Resposta à referência . . .	33
Tabela 4	– Cálculo de parâmetros pelo método CHR - Resposta à perturbação . .	33
Tabela 5	– Variação máxima de velocidade real em relação à velocidade nominal de acordo com parâmetro $b$ e $\omega_0 = 50rad/s$ . . . . .	93
Tabela 6	– Variação máxima de velocidade real em relação à velocidade nominal de acordo com parâmetro $b$ e $\omega_0 = 100rad/s$ . . . . .	96

# Lista de abreviaturas e siglas

<i>ADRC</i>	<i>Active Disturbance Rejection Control</i>
<i>PID</i>	Proporcional-Integral-Derivativo
<i>CHR</i>	Chien, Hrones e Reswick
<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

# Lista de símbolos

$k_p$	Ganho proporcional do controlador PID
$k_i$	Ganho integral do controlador PID
$k_d$	Ganho derivativo do controlador PID
$i_s$	Corrente no estator de motor elétrico
$i_a$	Corrente na fase a do estator de motor elétrico
$i_b$	Corrente na fase b do estator de motor elétrico
$i_c$	Corrente na fase c do estator de motor elétrico
$abc$	Eixo tridimensional estacionário
$\alpha\beta$	Eixo bidimensional estacionário
$dq$	Eixo bidimensional rotativo
$i_{ds}$	Corrente no estator projetada no eixo $d$
$i_{qs}$	Corrente no estator projetada no eixo $q$
$i_{s\alpha}$	Corrente no estator projetada no eixo $\alpha$
$i_{s\beta}$	Corrente no estator projetada no eixo $\beta$
$\theta_e$	Ângulo entre o eixo estacionário $\alpha$ e o eixo rotativo $d$
$v_{qs}$	Tensão no estator referenciada ao eixo $q$
$v_{ds}$	Tensão no estator referenciada ao eixo $d$
$R_s$	Resistência dos enrolamentos do estator do motor elétrico
$\omega_r$	Velocidade de rotação elétrica do rotor
$\lambda_d$	Fluxo magnético concatenado no eixo $d$
$\lambda_q$	Fluxo magnético concatenado no eixo $q$
$L_q$	Indutância referenciada ao eixo $q$
$L_d$	Indutância referenciada ao eixo $d$

$\lambda_m$	Constante que representa o pico do fluxo magnético concatenado devido aos ímãs do motor síncrono de ímãs permanentes
$T_e$	Torque eletromagnético
$P$	Número de par de pólos do motor elétrico
$L$	Atraso aparente observado na resposta ao degrau em malha aberta de um sistema
$a$	Ganho integral equivalente observada na resposta ao degrau em malha aberta de um sistema
$T$	Constante de tempo dominante observada na resposta ao degrau em malha aberta de um sistema
$ta$	Tempo de acomodação de um sistema
$G(s)$	Função de transferência de um sistema
$K_u$	Ganho do controlador no momento em que o sistema está no limiar da instabilidade
$T_u$	Período de oscilação do sistema no momento em que o sistema está no limiar da instabilidade
$K$	Ganho DC de um sistema
$\xi$	Coefficiente de amortecimento
$b$	Constante que relaciona a entrada do sistema à sua saída
$d$	Perturbação externa
$h$	Jerk, ou seja, variação da aceleração
$\omega_0$	Largura de banda do observador de estados
$\omega_c$	Largura de banda do controlador
$r$	Referência de posição para o controlador
$\delta$	Ruído proveniente da realimentação de sensor
$T_s$	Período de amostragem
$\tau$	Atraso de transporte
$\omega_n$	Frequência natural do sistema



$J_{Eq}$	Momento de inércia do motor
$F$	Coefficiente de atrito do motor
$T_L$	Torque que a carga exerce no eixo da máquina de tração
$R_P$	Raio da polia de tração
$F_L$	Força na polia de tração exercida pela carga
$J_P$	Momento de inércia da polia de tração
$g$	Força da gravidade
$m_c$	Massa total da cabina do elevador
$m_{cp}$	Massa do contrapeso do elevador
$V_C$	Velocidade de deslocamento da cabina do elevador

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
1.1	Elevadores	17
1.2	Controle de Posicionamento de Elevadores	18
1.3	Controle PID	20
1.4	Controle ADRC	21
1.5	Objetivo do Trabalho	22
1.6	Estrutura da Dissertação	22
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b>	<b>23</b>
2.1	Motores Síncronos de Imãs Permanentes	23
2.2	Controle PID	27
2.2.1	Método Ziegler-Nichols	30
2.2.1.1	Ajuste baseado na resposta ao degrau	30
2.2.1.2	Ajuste baseado na resposta em frequência	31
2.2.2	Método Chien, Hrones e Reswick - CHR	32
2.2.3	Método de Alocação de Polos	33
2.2.4	Método de Alocação de Polos Dominantes	34
2.2.5	Método Haalman	37
2.3	Controle por ADRC	38
2.3.1	Sistemas de Segunda Ordem	38
2.3.2	Sistemas de Terceira Ordem	42
<b>3</b>	<b>COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS DE AJUSTE</b>	<b>44</b>
3.1	Sistema de Segunda Ordem Subamortecido	44
3.1.1	Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau	44
3.1.2	Ajuste por CHR - Resposta à Referência	47
3.1.3	Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação	48
3.1.4	Ajuste por ADRC	50
3.2	Sistema de Segunda Ordem Criticamente Amortecido	54
3.2.1	Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau	54
3.2.2	Ajuste por CHR - Resposta à Referência	57
3.2.3	Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação	59
3.2.4	Ajuste por ADRC	60
3.3	Sistema de Terceira Ordem	64
3.3.1	Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau	64
3.3.2	Ajuste por CHR - Resposta à Referência	65

3.3.3	Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação . . . . .	68
3.3.4	Ajuste por ADRC . . . . .	70
<b>4</b>	<b>MODELAGEM MATEMÁTICA DE ELEVADORES . . . . .</b>	<b>74</b>
4.1	Conceitos de Elevadores . . . . .	74
4.2	Modelagem de Elevadores . . . . .	78
4.3	Acionamento de Motores Aplicados a Elevadores . . . . .	83
4.3.1	Acionamento com controle ADRC . . . . .	87
<b>5</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO . . . . .</b>	<b>88</b>
5.1	Lei de Controle . . . . .	88
5.2	Parâmetros de Ajuste do Controlador . . . . .	88
5.3	Resultados Experimentais . . . . .	90
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>100</b>
6.1	Conclusão . . . . .	100
6.2	Trabalhos Futuros . . . . .	101
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>102</b>

# 1 Introdução

Esta dissertação abordará o desenvolvimento e a implementação de um sistema digital de controle, aplicado no acionamento de motores síncronos de imãs permanentes, utilizados em máquinas de tração sem engrenagem para acionar elevadores elétricos.

## 1.1 Elevadores

Elevadores são utilizados para mover cargas de uma altura para outra sem perturbar a carga em si. O sistema que move um elevador pode ser acionado por um tubo hidráulico conectado na parte inferior da cabina, o qual é empurrado para cima à medida que um fluido é bombeado dentro do cilindro, ou pode ser acionado utilizando um sistema de cabos e contrapeso com uso de motor elétrico (FORD, 2012).

O conceito de movimento vertical remonta à antiguidade, com uso de escadas, plataformas movidas por animais, entre outros. Antigas ruínas romanas já mostram indícios deste tipo de equipamento (STRAKOSCH; CAPORALE, 2010). No início do século XIX, elevadores movidos a vapor passaram a ser utilizados. Frequentemente ocorriam desastres com estes equipamentos, visto que utilizam cordas de fibras e não havia meio de parar o elevador em caso de rompimento da corda.

O conceito atual de elevador engloba o transporte vertical de pessoas ou carga, com algum tipo de dispositivo que previna a queda em caso de mau funcionamento. Elevadores com este conceito não existiam até 1853, quando foi inventado o dispositivo de segurança para elevadores (STRAKOSCH; CAPORALE, 2010).

Elevadores hidráulicos passaram a ser utilizados, à medida que as cidades se expandiam, substituindo os elevadores movidos a vapor. Em 1889 o primeiro elevador elétrico foi instalado em Nova York, sendo uma modificação do elevador a vapor - o motor elétrico substituiu o motor a vapor, o restante do elevador não sofreu alteração (STRAKOSCH; CAPORALE, 2010). No início dos anos 1900 o elevador de tração passou a ser cada vez mais utilizado (STRAKOSCH; CAPORALE, 2010).

O acionamento de um elevador hidráulico consiste em um ou mais pistões hidráulicos que elevam a cabina via pressão hidráulica; a cabina é movimentada para baixo através da abertura de uma válvula, de modo que a massa da cabina e sua carga forcem o fluido hidráulico para fora do pistão a uma taxa controlada (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011). Algumas vantagens de elevadores hidráulicos em relação a elevadores de tração são:

- Engenharia civil do prédio mais simples para instalação do elevador, pois a localização da casa de máquinas é mais flexível e o modo que a carga é movimentada na estrutura civil (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011).
- Espaço reduzido na caixa de corrida, visto que este tipo de elevador não utiliza contrapeso (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011).
- Maior eficiência em aplicações de baixa velocidade e alta carga (EDWARDS, 1989).

Por outro lado, há também desvantagens na utilização deste tipo de elevador:

- Consumo de energia elétrica maior do que o consumo apresentado em elevadores de tração (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011).
- Influência da temperatura na viscosidade do fluido, dificultando o controle de posição da cabina (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011).
- Não aplicável a altas velocidades, por dificuldades no controle, alta demanda de potência e complicações estruturais (EDWARDS, 1989).
- O sistema de pressurização subterrâneo não é acessível para inspeção visual de segurança e vazamento de óleo. Erosões químicas e eletrolíticas podem resultar em vazamento de óleo subterrâneo (EDWARDS, 1989).
- Possibilidade de danos ao meio-ambiente em caso de vazamento de óleo (EDWARDS, 1989).

Atualmente, três tipos de elevadores são largamente utilizados (STRAKOSCH; CAPORALE, 2010): elevadores de tração com máquina engrenada, elevadores de tração com máquina sem engrenagem e elevadores hidráulicos.

## 1.2 Controle de Posicionamento de Elevadores

O objetivo principal do controle do movimento do elevador é iniciar o movimento da cabina a partir do repouso, acelerar até a velocidade nominal, subir ou descer a cabina na caixa de corrida, desacelerar e repousar precisamente no nível do pavimento do andar designado (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011). No controle do motor, a posição atual da cabina é comparada com uma referência, normalmente em função de curva de posição/velocidade, para prover uma saída de velocidade desejada para definir o controle de velocidade do motor. Um encoder é acoplado ao eixo do motor para informar o movimento da cabina.

O sistema de controle do elevador deve atingir diversos objetivos, de acordo com (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011):

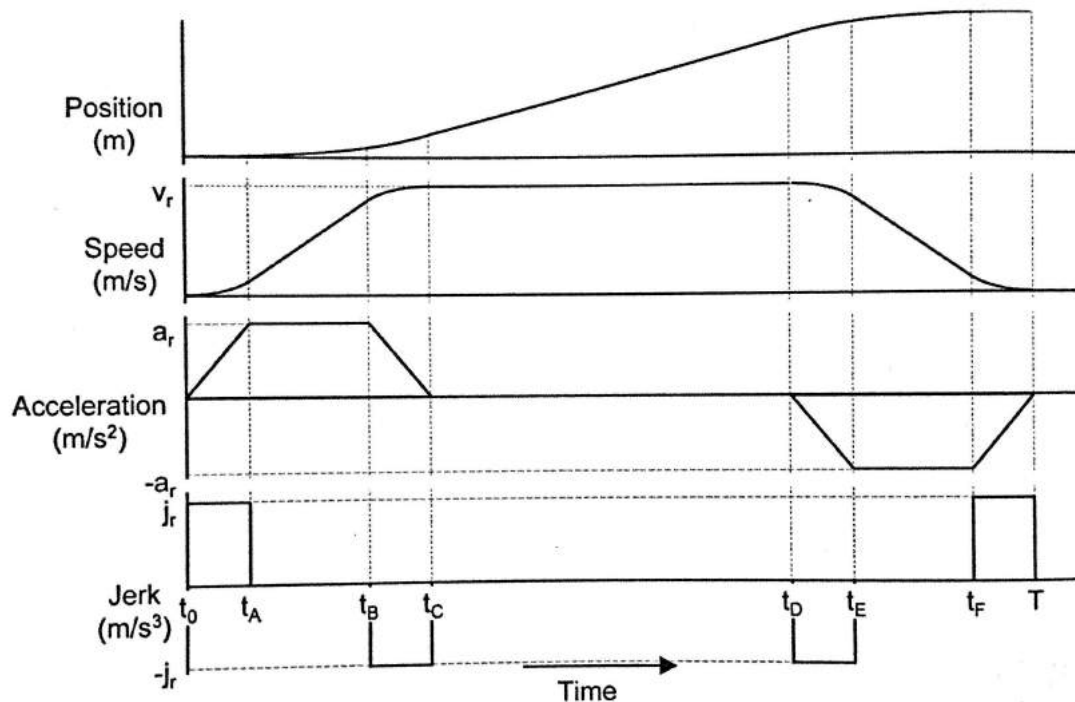
- Posicionamento preciso da cabina no nível do pavimento. A precisão típica de nivelamento é  $\pm 6mm$ .
- Medição e controle da velocidade da cabina. Normativas especificam que, com carga nominal na cabina, a velocidade de movimento do elevador deve ser atingida dentro dos limites de +5% e -8%.
- Controle preciso do torque do motor da máquina de tração. Para o elevador ser controlado de modo a prover um desempenho de viagem aceitável, deve acelerar e desacelerar de maneira controlada. Apesar dos passageiros serem normalmente tolerantes à aceleração, mesmo assim, para uma qualidade de viagem suave, a aceleração é normalmente limitada a valores entre  $0,8m/s^2$  (para viagem muito suave) até  $1,4m/s^2$  (prédios comerciais de alto fluxo).
- A qualidade da viagem do elevador também exige um controle da taxa de variação da aceleração, normalmente referida como *jerk*. Na realidade, o *jerk* é a característica que mais define como será a qualidade da viagem, visto que é o fenômeno físico ao qual as pessoas são mais sensíveis. Quando a cabina está saindo do repouso, ou quando está prestes a parar, o torque deve ser aplicado suavemente, sem alterações bruscas, visto que mudanças súbitas implicam em uma alta taxa de alteração, ou seja, um alto *jerk*. Altos valores de *jerk* também aumentam o potencial de excitação de modos de vibração no equipamento do elevador, com efeitos adversos em ruído e vibrações sentidos dentro da cabina. O controle do *jerk* também é necessário nas transições de aceleração ou desaceleração para velocidade nominal. Para uma viagem suave, o *jerk* deve ser limitado a valores entre  $0,8m/s^3$  e  $1,3m/s^3$ .

A Fig. 1 indica as curvas de velocidade, aceleração e *jerk* para uma dada curva de posição. A primeira curva é referente à variação da posição da cabina do elevador. A segunda curva mostra a variação da velocidade do elevador, contemplando aceleração e desaceleração no padrão de curva S. A terceira curva indica a aceleração aplicada à cabina do elevador, enquanto que a quarta curva mostra a variação da aceleração, ou o *jerk*.

Há diversos fatores que influenciam no controle do elevador, tornando este controle mais complexo. Idealmente, a carga a ser acionada pode ser vista como uma polia acoplada ao eixo de um motor, pela qual passa um cabo de tração preso à cabina, de um lado, e ao contrapeso, do outro. No entanto, (ANDREW; KACZMARCZYK, 2011) cita alguns fatores complicadores:

- Características dinâmicas do sistema de conversão de potência e do motor da máquina de tração são ignoradas.
- As massas dos cabos de tração, cabo de manobra, etc. são consideradas como parte da massa fixa da cabina, e o sistema é considerado compensado.

Figura 1 – Curvas de posição, velocidade, aceleração e jerk



(ANDREW; KACZMARCZYK, 2011)

- A elasticidade dos cabos de tração é ignorada. A taxa de elasticidade de cada lado da polia de tração varia de acordo com o movimento da cabina e do contrapeso dentro da caixa de corrida.

Todas as não-linearidades descritas acima, entre outras, colaboram para aumentar consideravelmente a complexidade do controle.

### 1.3 Controle PID

O controle do tipo PID (proporcional-integral-derivativo) é utilizado desde o período de 1920-1940, em resposta à crescente demanda da automação industrial, antes, durante e particularmente após a Segunda Guerra Mundial (HAN, 2009). Mais de 90% do controle aplicado atualmente na indústria é do simples tipo (alguns até podem dizer primitivo) PID (GAO, 2006). Seu uso é intuitivo, sendo necessário ajustar os parâmetros  $k_p$  (ganho proporcional),  $k_i$  (ganho integral) e  $k_d$  (ganho derivativo).

Há diversos métodos de ajuste de controladores PID, por exemplo, método de ajuste Ziegler-Nichols (ZIEGLER; NICHOLS, 1942) e (WU; SU; LIU, 2014), lógica fuzzy (XIAOPING; JIDONG, 2010) e (KUMAR; GUPTA; SINGH, 2006), rede neural (KUMAR; GUPTA; SINGH, 2006), algoritmo genético (KUMAR; GUPTA; SINGH, 2006), adaptativo (JUNG et al., 2015), lógica fuzzy adaptativa (YANG; WANG, 2009), alocação

de polos (COMINOS; MUNRO, 2002), alocação de polos dominantes (OLSSON, 2008), Haalman (WU; SU; LIU, 2014).

O cálculo destes ganhos através dos diversos métodos é complexo, demandando modelagem matemática, simulações, experimentos em laboratório, etc. Na prática, os técnicos de campo realizam o ajuste destes parâmetros de modo subjetivo, através de tentativa e erro; deste modo, em diversas situações pode haver elevadores apresentando má desempenho em campo, pois um ajuste subjetivo implica em uma avaliação da qualidade do elevador a critério de cada técnico. Este cenário é muito prejudicial à indústria de elevadores, visto que o desempenho do elevador é extremamente afetada caso o ajuste não esteja satisfatório.

Elevadores mal ajustados trazem diversas desvantagens, tais como:

- Redução da vida útil dos componentes do elevador, devido aos movimentos mais bruscos que ocorrem em relação a um elevador bem ajustado apresentando viagem suave;
- Má qualidade de viagem, a qual pode ser causada por jerk excessivo, ruído audível na cabina, vibração mecânica do sistema. Todos estes itens podem prejudicar a qualidade percebida do elevador pelos usuários.
- Desconformidade do elevador com as normas vigentes. Caso não atenda aos requisitos da norma, por exemplo, caso fique fora da faixa de variação de velocidade, o elevador pode não atender às normas regulamentadoras.

## 1.4 Controle ADRC

A técnica de ADRC propõe uma mudança de paradigma na teoria atual de controle: ao invés de modelar uma planta, aproximando matematicamente fenômenos físicos, a técnica de ADRC considera a planta como uma perturbação generalizada, a qual deve ser rejeitada para atingir o seguimento desejado da curva de referência. Assim, a descrição do comportamento da planta através de uma expressão analítica não é necessária para que esta seja controlada, basta que o valor desta expressão seja conhecido em tempo real (GAO, 2006).

A ideia central da técnica de ADRC é: o controle de um processo complexo não-linear, variante no tempo e incerto é reduzido a um problema simples, do tipo  $\ddot{y} = u_0$ , através de estimação e rejeição diretas e ativas da perturbação generalizada, i.e., a dinâmica desconhecida da planta e perturbações externas ao sistema. A técnica já é utilizada em diversas aplicações, como estabilização de plataforma fotoelétrica (XIAOBIN et al., 2011), controle repetitivo para controle de carga (SAYEM; CAO; MAN, 2013), servo



controle para simulador de voo (MAN-LIN et al., 2010), controle de profundidade para submarino (KUN; CHANGBO, 2011), controle de densidade de tráfego (CHI et al., 2011), controle para interceptação de alvos móveis (CHUNZHE; YI, 2010), controle lateral de robô móvel (SONG; LI, 2007).

## 1.5 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho é a aplicação da técnica de controle ADRC no laço de realimentação de velocidade no controle de motores síncronos aplicados em máquinas de tração de elevadores, ao invés do controle PID comumente utilizado. Esta implementação implicará em três ganhos significativos:

- um ajuste mais simples do elevador significa um tempo menor para realizar esta tarefa, reduzindo o custo de mão-de-obra empregado na parametrização do elevador;
- elevadores bem ajustados em campo aumentam a vida útil dos componentes através de viagens suaves, reduzindo os gastos com trocas de peças;
- o desempenho do elevador, bem como a qualidade da viagem, influenciam diretamente na experiência dos passageiros, melhorando a qualidade percebida do produto.

## 1.6 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está dividida em 6 capítulos. O capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica utilizada na elaboração deste trabalho, detalhando conceitos de motores síncronos de ímãs permanentes, a teoria de controle utilizada comumente (controle do tipo PID) e a teoria de controle proposta (ADRC). O capítulo 3 apresenta um estudo baseado em simulações comparando diferentes métodos de ajuste para sistemas de primeira, segunda e terceira ordens, englobando os métodos Ziegler-Nichols, CHR - Resposta à Referência, CHR - Resposta à Perturbação e ADRC. O capítulo 4 detalha a teoria envolvendo conceitos e modelagem matemática de elevadores e seus subsistemas. O capítulo 5 aborda a implementação da nova técnica de controle, bem como resultados experimentais obtidos. O capítulo 6 detalha a conclusão do trabalho.

## 2 Fundamentos Teóricos

Neste capítulo, serão analisados conceitos de acionamento de PMSM - *permanent magnet synchronous motor* (motores síncronos de ímãs permanentes), controle vetorial de PMSM, controle do tipo PID e controle do tipo ADRC.

### 2.1 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

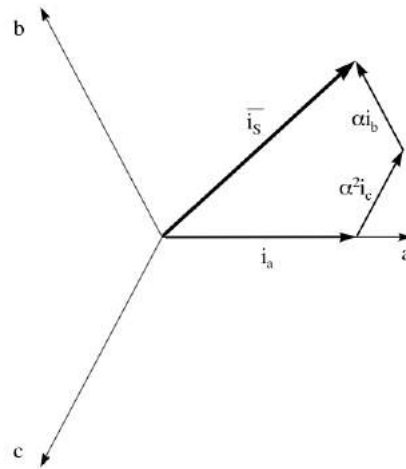
Motores síncronos de ímãs permanentes (também chamados *PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor*) são utilizados em situações que requerem estabilidade de velocidade, possuindo eficiência e fator de potência maiores do que motores assíncronos (KRISHNA; RAO, 2011). Além disso, a combinação de um rotor interno de ímãs permanentes e enrolamentos externos oferece a vantagem de baixa inércia rotórica, dissipação térmica eficiente e redução do tamanho do motor. O fato de não utilizar escovas reduz ruído, geração de interferência eletromagnética e elimina a necessidade de manutenção das mesmas (SIMON et al., 1999). A magnetização do rotor é realizada pelos ímãs permanentes instalados no interior do mesmo. Deste modo, a corrente magnetizante drenada da rede de alimentação é mínima, resultando em baixas perdas no rotor e excitação, aumentando a eficiência do conjunto (KRISHNA; RAO, 2011).

O objetivo do controle vetorial é realizar o controle em tempo real de variações de torque, controlar a velocidade mecânica do rotor e regular as correntes de fase, evitando picos de corrente durante transientes (SIMON et al., 1999). O torque de PMSM é controlado através da corrente de armadura (corrente no estator), visto que o torque eletromagnético é proporcional a esta corrente (KRISHNA; RAO, 2011). Para realizar este controle, as equações elétricas são projetadas de um eixo trifásico estacionário em um eixo bidimensional rotativo. Esta projeção matemática, obtida através da aplicação das transformadas *Clarke* e *Park*, simplifica substancialmente a expressão das equações elétricas, eliminando a dependência dos parâmetros de tempo e posição.

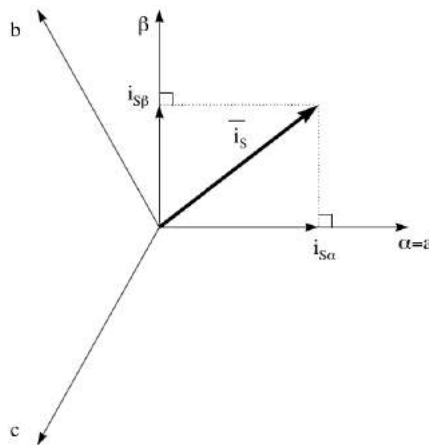
O vetor da corrente no estator é representado no eixo trifásico estacionário ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ) e definido por  $i_s = i_a + e^{j2\pi/3}i_b + e^{j4\pi/3}i_c$ , conforme representado na Figura 2.

A ideia da transformada Clarke é que o vetor rotativo da corrente no estator, o qual é definido pela soma das correntes nas três fases, seja representado em um eixo bidimensional estacionário (denominado  $\alpha$  e  $\beta$ ). A Figura 3 representa o vetor rotativo nos dois eixos,  $abc$  e  $\alpha\beta$ .

A projeção do vetor corrente no estator no eixo  $\alpha\beta$  é obtida através da aplicação da transformada Clarke, representada nas três fórmulas abaixo:

Figura 2 – Vetor corrente no eixo  $abc$ 

Fonte: O Autor (2016).

Figura 3 – Vetor corrente no eixo  $\alpha\beta$ 

Fonte: O Autor (2016).

$$i_{s\alpha} = i_a$$

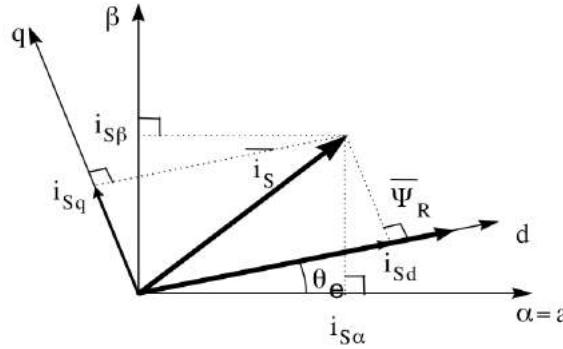
$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$$

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

Neste sistema de representação, a expressão do torque ainda é dependente da posição do fluxo do rotor, dificultando a solução da equação diferencial elétrica. Para eliminar esta dependência, as equações elétricas são projetadas em um eixo bidimensional ( $dq$ ), o qual rotaciona na velocidade síncrona de rotação do rotor e possui o eixo  $d$  alinhado com a posição elétrica do fluxo do rotor. Neste sistema, a expressão elétrica do torque se

torna independente da posição do rotor. A Figura 4 representa o novo sistema, indicando o vetor da corrente no estator posicionado no eixo  $dq$ .

Figura 4 – Vetor corrente no eixo  $dq$



Fonte: O Autor (2016).

A projeção da corrente no estator no eixo  $dq$ , a partir da corrente no eixo  $\alpha\beta$ , é obtida através da aplicação da transformada Park, representada nas duas fórmulas abaixo:

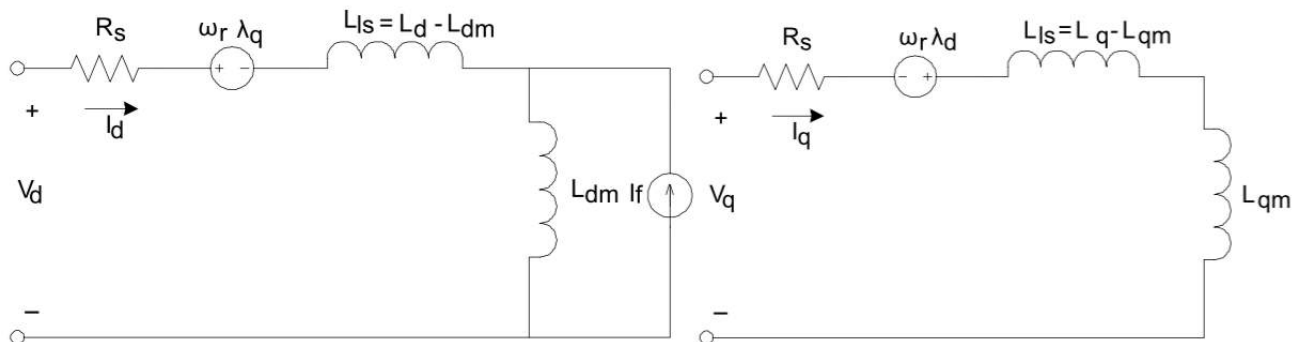
$$i_{ds} = i_{s\alpha} \cos(\theta_e) + i_{s\beta} \sin(\theta_e)$$

$$i_{qs} = -i_{s\alpha} \sin(\theta_e) + i_{s\beta} \cos(\theta_e)$$

onde  $\theta_e$  é o ângulo entre o eixo estacionário  $\alpha$  e o eixo rotativo  $d$ , conforme indicado na Figura 4.

O modelo do PMSM referenciado ao eixo  $dq$  está demonstrado na Figura 5. Possui resistência de armadura, fluxo magnético concatenado nos eixos e indutâncias mútuas. O ímã do rotor pode ser considerado uma fonte de corrente constante, localizada no eixo  $d$ .

Figura 5 – Modelo PMSM no eixo  $dq$



As equações referentes a PMSM, referenciadas ao eixo  $dq$ , estão representadas abaixo:

$$v_{qs} = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q$$

$$v_{ds} = R_s i_d + \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d$$

$$\lambda_q = L_q i_q$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.1)$$

onde

$v_{qs}$  é a tensão no estator referenciada ao eixo  $q$ ,

$v_{ds}$  é a tensão no estator referenciada ao eixo  $d$ ,

$R_s$  é a resistência dos enrolamentos do estator,

$\omega_r$  é a velocidade de rotação elétrica do rotor,

$\lambda_d$  é o fluxo magnético concatenado no eixo  $d$ ,

$\lambda_q$  é o fluxo magnético concatenado no eixo  $q$ ,

$L_q$  e  $L_d$  são indutâncias referenciadas ao eixo  $dq$ ,

$\lambda_m$  é uma constante que representa o pico do fluxo magnético concatenado devido aos ímãs,

$T_e$  é o torque eletromagnético e

$P$  é o número de par de polos do motor.

Na maioria das aplicações de PMSM, a indutância do estator é independente da posição do rotor, portanto  $L_q = L_d$ . Assim, o segundo termo da equação 2.1 é eliminado. A equação pode ser reescrita como

$$T_e = \frac{3P}{2} \lambda_m i_q. \quad (2.2)$$

Da equação 2.2 podem-se tirar duas importantes conclusões:

- o torque do motor PMSM é diretamente proporcional à corrente do estator;

- utilizando-se a referência do eixo  $dq$ , somente a parcela da corrente do eixo  $q$  gera torque.

Para otimizar o torque gerado para uma dada corrente no estator, a estratégia apropriada é zerar a corrente no eixo  $d$ , visto que esta corrente não produz torque. A ação dos reguladores de corrente, então, é aplicar o vetor de corrente diretamente sobre o eixo  $q$  (SIMON et al., 1999).

## 2.2 Controle PID

Quando um processo é controlado em malha fechada (com realimentação), uma característica do processo (por exemplo, temperatura) é comparada com um valor desejado, ou de referência  $r(t)$ . A diferença, ou sinal de erro  $e(t)$ , é aplicada em um controlador, o qual usa o sinal de erro para produzir um sinal de controle  $u(t)$ , que manipula um sinal de entrada físico no processo, causando uma mudança na variável realimentada, reduzindo o erro (NEARY, 2004).

Um dos controladores mais utilizados é o PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Este controle soma três termos derivados do erro:

- um simples ganho, ou termo proporcional;
- um termo proporcional à integral do erro, ou termo integral;
- um termo proporcional à taxa de variação do sinal de erro, ou termo derivativo.

Em malha fechada, o termo proporcional busca reduzir o erro em proporção ao seu valor instantâneo. O termo integral é responsável por levar o erro a zero, quando a referência ou perturbação são constantes. O termo derivativo utiliza a taxa de variação do erro para antecipar valores futuros, aumentando a velocidade da resposta ao termo proporcional e melhorando a estabilidade do laço compensando o atraso do termo integral.

A combinação destes três termos pode prover um controle estável e preciso, porém os termos devem ser ajustados sistematicamente para melhor desempenho em um sistema particular. Como processos com muitos atrasos ou respostas lentas são difíceis de controlar, um simples controlador PID é melhor aplicável a processos que reagem prontamente a mudanças na variável manipulada. Controle PID é útil em sistemas onde a carga varia continuamente e o controlador precisa responder automaticamente a mudanças constantes no valor de referência, ou desvios na variável manipulada. Os parâmetros de ajuste de controladores PID normalmente são obtidos inicialmente através de modelos de sistemas. Há diversas estratégias avançadas de controle, porém a grande maioria de sistemas de controle aplicados na indústria utilizam controladores PID.

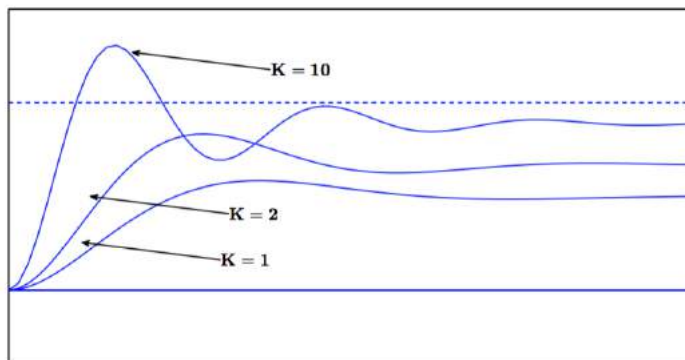
O sinal de controle gerado pelo controlador PID pode ser genericamente expresso como (BAZANELLA; JUNIOR, 2005):

$$u(t) = k_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt}).$$

Os termos do controlador PID foram explanados brevemente anteriormente. Segue abaixo uma explicação mais detalhada:

- Controle Proporcional: aplica um termo de correção proporcional ao erro. A constante de proporcionalidade ( $k_p$ ) é conhecida como ganho proporcional do controlador. À medida que o ganho aumenta, o sistema responde mais rapidamente a mudanças na referência, e o erro final é menor, porém o sistema se torna menos estável. Um aumento demasiado deste ganho pode resultar em *overshoot* e desestabilizar o sistema. A utilização do controlador proporcional não garante que o erro em regime permanente seja reduzido a zero, como pode ser notado na Fig. 6.

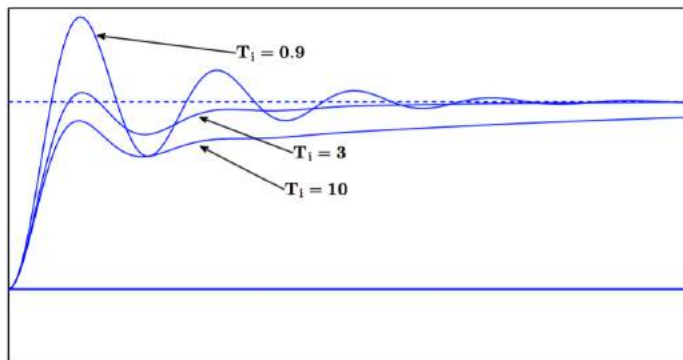
Figura 6 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional com diferentes valores de ganho



(OLSSON, 2008)

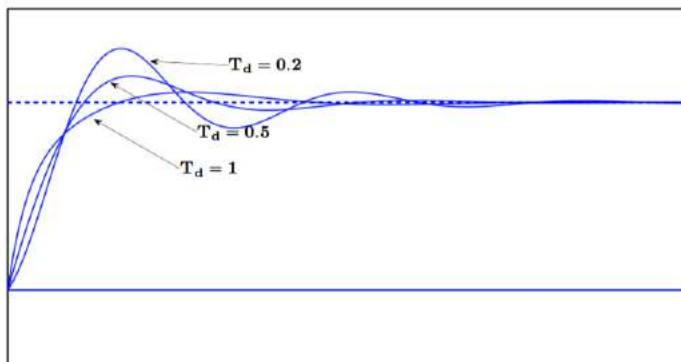
- Controle Integral: para sistemas com referência constante, o erro pode ser reduzido a zero adicionando-se um termo integral à função do controle. Um integrador em malha fechada deve buscar manter sua entrada média igual a zero (do contrário, sua saída iria aumentar indefinidamente, resultando em saturação). Quanto maior for a constante de ganho integral  $k_i$  mais rapidamente o erro vai a zero em resposta a uma mudança. Dependendo da estrutura do sistema, ganhos integrais muito altos podem causar oscilações e instabilidade, como pode ser visto na Fig. 7.
- Controle Derivativo: a utilização de um termo derivativo - proporcional à derivada no tempo, ou taxa de variação, do sinal de erro - pode aumentar a margem de fase, reduzir o *overshoot* causado pelos outros ganhos, e melhorar a velocidade de resposta antecipando mudanças no erro. O ganho  $k_d$  pode usualmente ser ajustado para alcançar uma resposta criticamente amortecida a mudanças na referência ou na variável manipulada. Este controle pode ser observado na Fig. 8.

Figura 7 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional-integral com diferentes valores de ganho integral



(OLSSON, 2008)

Figura 8 – Resposta ao degrau utilizando controlador proporcional-integral-derivativo com diferentes valores de ganho derivativo



(OLSSON, 2008)

Em resumo, um controlador proporcional (P) reduzirá o tempo de subida e reduzirá, porém nunca eliminará, o erro em regime permanente. Um controlador proporcional-integral (PI) eliminará o erro em regime permanente, porém poderá não ser efetivo em resposta transitória. Um controlador proporcional-integral-derivativo (PID) aumentará a estabilidade do sistema, reduzirá o *overshoot* e melhorará a resposta transiente (NEARY, 2004).

Diversos métodos de ajuste de controladores PID já foram desenvolvidos, visando determinar os valores dos três parâmetros ( $k_p$ ,  $k_d$ ,  $k_i$ ) para obter um controlador com bom desempenho e robusto. Alguns métodos, com fórmulas simples, utilizam pouca informação da dinâmica do processo e obtêm desempenho moderado, no entanto frequentemente necessitam reajuste através de tentativa e erro (WU; SU; LIU, 2014). Métodos de ajuste mais sofisticados podem melhorar consideravelmente o desempenho, no entanto demandam mais capacidade computacional do controlador e necessitam mais informações relativas à dinâmica do processo a ser controlado, portanto a escolha do método de ajuste utilizado deve ser baseada nas características do processo e do desempenho necessária (WU; SU; LIU, 2014).



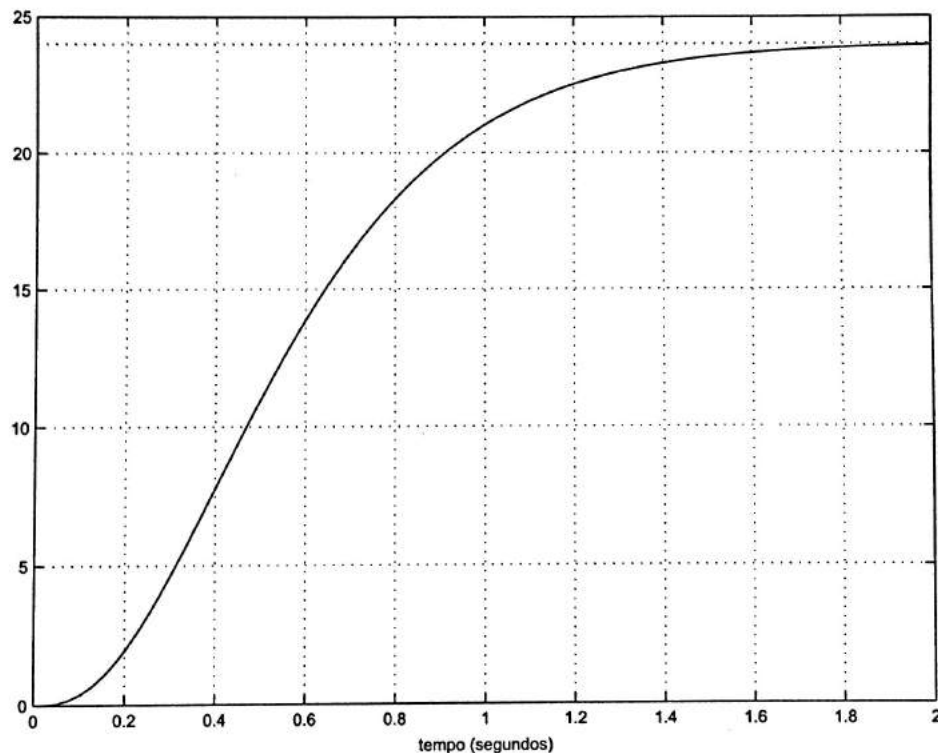
## 2.2.1 Método Ziegler-Nichols

O método de ajuste proposto por Ziegler e Nichols (método ZN) é utilizado na grande maioria das aplicações que utilizam controle PID (WU; SU; LIU, 2014). Há dois métodos de ajuste propostos, um deles é baseado na resposta ao degrau obtida experimentalmente, o outro é baseado na resposta em frequência obtida em experimento (WU; SU; LIU, 2014). É importante ressaltar que este método de ajuste não exige um modelo da planta que será controlada, o experimento fornece todos os dados necessários para configuração de parâmetros de ajuste.

### 2.2.1.1 Ajuste baseado na resposta ao degrau

Este método é aplicado a plantas com resposta ao degrau conforme mostrado na Fig. 9. Este tipo de resposta é típica de um sistema de primeira ordem com atraso de transporte ou sistemas de ordem superior amortecidos.

Figura 9 – Curva de resposta ao degrau em processo industrial típico

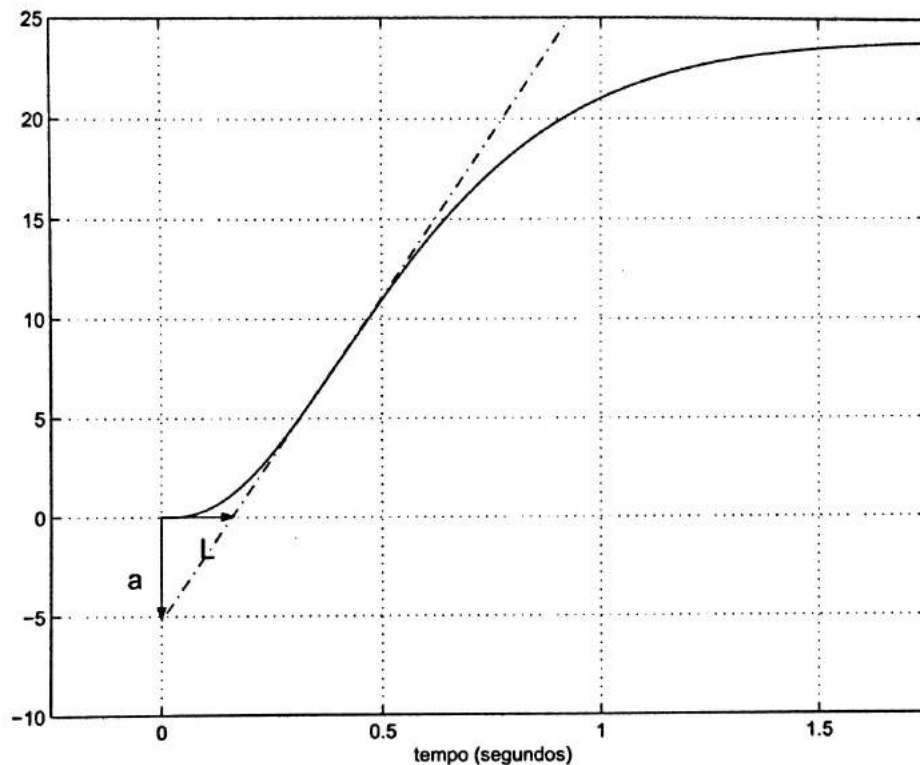


(BAZANELLA; JUNIOR, 2005)

Esta resposta pode ser caracterizada por três parâmetros (BAZANELLA; JUNIOR, 2005): o atraso aparente  $L$ , o ganho integral equivalente  $a$  e a constante de tempo dominante  $T$ . São estes parâmetros que substituem o modelo da planta e possibilitam um ajuste correto do controlador. Para determinar os parâmetros  $a$  (ganho integral equivalente) e  $L$  (atraso aparente) é necessário identificar o ponto de inflexão na curva de

resposta ao degrau, ou seja, o ponto onde a taxa de variação da curva é máxima. Partindo do ponto de inflexão, deve-se traçar uma reta tangente à curva, estendendo-a até atingir o eixo das abscissas e o eixo das ordenadas. A Figura 10 detalha como se dá a determinação destes parâmetros: o ganho integral equivalente  $a$  é definido do ponto inicial da curva até o ponto onde a reta tangente corta o eixo das ordenadas; o atraso aparente  $L$  é definido do ponto inicial da curva até o ponto onde a reta tangente corta o eixo das abscissas.

Figura 10 – Parâmetros  $a$  e  $L$  baseados na curva de resposta ao degrau



(BAZANELLA;

JUNIOR, 2005)

Uma vez estimados estes parâmetros, o ajuste dos ganhos do controlador é realizado de acordo com a tabela mostrada na Fig. 1. O processo deve ter sido submetido a um salto unitário na sua entrada para que o método acima seja efetivo. Caso o salto utilizado seja diferente da unidade, é possível definir os ganhos, porém é necessário normalizar o ganho integral equivalente dividindo-o pela amplitude do salto utilizado.

#### 2.2.1.2 Ajuste baseado na resposta em frequência

Posteriormente, Ziegler e Nichols introduziram um método baseado na resposta em frequência do sistema em malha fechada com controle puramente proporcional aplicado. O projeto é baseado no conhecimento do ponto em que o diagrama de Nyquist da função de transferência  $G(s)$  do processo intercepta o eixo real negativo (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995); este ponto é caracterizado pelos parâmetros  $K_u$  e  $T_u$ . A obtenção destes parâmetros

Control function	$K$	$T_i$	$T_d$
P	$1/a$		
PI	$0.9/a$	$3L$	
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$

Tabela 1 – Cálculo de parâmetros pelo método Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau (WU; SU; LIU, 2014)

é realizada através do seguinte procedimento: o ganho proporcional é aumentado até que o sistema em malha fechada se torne criticamente estável. Neste ponto, o ganho  $K_u$  é adquirido, juntamente com o período de oscilação  $T_u$ . Com estes parâmetros definidos, o ajuste dos ganhos do controlador é realizado de acordo com a tabela mostrada na Fig. 2 (COMINOS; MUNRO, 2002).

Control function	$K$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_u$		
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.125T_u$

Tabela 2 – Cálculo de parâmetros pelo método Ziegler-Nichols - Resposta em Frequência (WU; SU; LIU, 2014)

### 2.2.2 Método Chien, Hrones e Reswick - CHR

O método de ajuste de Ziegler-Nichols costuma fornecer resultados satisfatórios apenas em determinadas aplicações. Assim, para outros casos, foram posteriormente propostas outras fórmulas (BAZANELLA; JUNIOR, 2005). O método proposto por Chien, Hrones e Reswick (método conhecido como CHR) propõe fórmulas que têm como objetivo o menor tempo possível de estabilização, porém respeitando um limite de *overshoot*. Há duas opções que variam conforme o limite permitido de *overshoot*: uma delas limita o *overshoot* em 20% e a outra não permite nenhum *overshoot* no acionamento. Além disso, este método também contempla a importante observação que os ajustes para resposta à referência ou para resposta à perturbação são diferentes (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995), dependendo da aplicação e da importância de cada um destes fatores na planta em questão. Assim como o método Ziegler-Nichols, o método de ajuste CHR não exige um modelo da planta que será controlada, o experimento fornece todos os dados necessários para configuração de parâmetros de ajuste.

A tabela 3 indica o ajuste dos ganhos do controlador PID de acordo com o método CHR, para *overshoot* máximo de 20% e para *overshoot* nulo, considerando resposta à referência.

Overshoot	0%			20%			
	Controller	$K$	$T_i$	$T_d$	$K$	$T_i$	$T_d$
P		$0.3/a$			$0.7/a$		
PI		$0.35/a$	$1.2T$		$0.6/a$	$T$	
PID		$0.6/a$	$T$	$0.5L$	$0.95/a$	$1.4T$	$0.47L$

Tabela 3 – Cálculo de parâmetros pelo método CHR - Resposta à referência (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995)

O parâmetro  $T$  (constante de tempo dominante) é definido na teoria de sistemas lineares como o tempo que a variável de processo demora para atingir 63% de sua variação total, passado o tempo do atraso aparente  $L$  (BAZANELLA; JUNIOR, 2005).

A tabela 4 indica o ajuste dos ganhos do controlador PID de acordo com o método CHR, para *overshoot* máximo de 20% e para *overshoot* nulo, considerando resposta à perturbação.

Overshoot	0%			20%			
	Controller	$K$	$T_i$	$T_d$	$K$	$T_i$	$T_d$
P		$0.3/a$			$0.7/a$		
PI		$0.6/a$	$4L$		$0.7/a$	$2.3L$	
PID		$0.95/a$	$2.4L$	$0.42L$	$1.2/a$	$2L$	$0.42L$

Tabela 4 – Cálculo de parâmetros pelo método CHR - Resposta à perturbação (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995)

### 2.2.3 Método de Alocação de Polos

Métodos analíticos de alocação de polos são mais usualmente utilizados em sistemas de baixas ordens. Uma abordagem muito comum é adotar um modelo de segunda ordem e então especificar taxa de amortecimento e frequência natural desejadas para o sistema. Estas especificações podem ser cumpridas alocando-se os dois polos do sistema em posições que forneçam o desempenho desejado em malha fechada (COMINOS; MUNRO, 2002).

Como exemplo, a equação característica de um sistema aproximado por um modelo de primeira ordem

$$G(s) = \frac{K}{1+sT_1} \quad (2.3)$$

em um controle PI ficará da forma

$$s^2 + s\left(\frac{1}{T_1} + \frac{Kk_p}{T_1}\right) + \frac{Kk_p}{T_1k_i} = 0. \quad (2.4)$$

Esta equação pode ser comparada com o modelo de segunda ordem genérico

$$s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2 = 0 \quad (2.5)$$

então obtém-se os ganhos

$$k_p = \frac{2\xi\omega T_1 - 1}{K}, \quad k_i = \frac{2\xi\omega T_1 - 1}{\omega^2 T_1}. \quad (2.6)$$

Para sistemas de segunda ordem, utiliza-se o modelo padrão

$$G(s) = \frac{K}{(1+sT_1)(1+sT_2)}. \quad (2.7)$$

Um controlador PID da forma

$$G(s) = \frac{K(1+sk_i+s^2k_ik_d)}{sk_i} \quad (2.8)$$

pode realizar alocação de polos em malha fechada. A equação característica do sistema se torna, então

$$s^3 + s^2\left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{Kk_pk_d}{T_1T_2}\right) + s\left(\frac{1}{T_1T_2} + \frac{Kk_p}{T_1T_2}\right) + \frac{Kk_p}{k_iT_1T_2} = 0. \quad (2.9)$$

Esta equação pode ser comparada com o modelo de terceira ordem genérico

$$(s + \alpha\omega)(s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2) = 0 \quad (2.10)$$

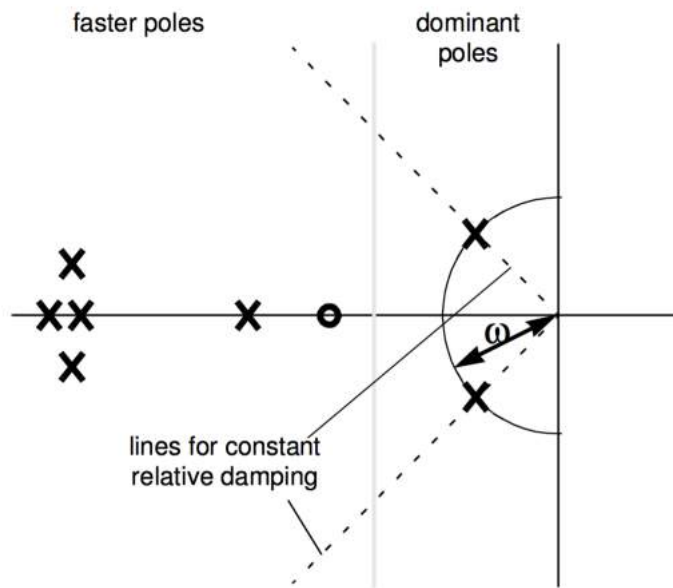
obtendo-se os ganhos do controlador de modo similar ao anterior.

## 2.2.4 Método de Alocação de Polos Dominantes

O método de polos dominantes é uma aproximação do método de alocação de polos, onde todos os polos de malha fechada são alocados, o que leva a controladores muito complexos para modelos de processo de alta ordem. Através da utilização de alguns polos

dominantes, no entanto, um controlador simples pode ser desenvolvido para processos complexos (OLSSON, 2008). O método de polos dominantes é baseado no pressuposto que a função de transferência do processo é conhecida e que os polos não especificados são muito mais rápidos (ou posicionados próximos de zeros). No plano complexo os polos dominantes são os que estão posicionados mais próximos do eixo imaginário, mostrado na Fig. (OLSSON, 2008).

Figura 11 – Polos e zeros em uma configuração em malha fechada



(OLSSON, 2008)

$H(s)$  é a função de transferência desejada em malha fechada

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2.11)$$

$H(s)$  possui dois polos complexos em

$$p_{1,2} = \omega_0(-\xi_0 \pm i\sqrt{1 - \xi_0^2}) = \omega_0 e^{i(\pi \pm \gamma)} = \omega_0(-\cos(\gamma) \pm i\sin(\gamma)) \quad (2.12)$$

para  $0 < \xi < 1$  e  $\gamma = \arccos(\xi_0)$ .

É possível alocar estes dois polos com um controlador PI ou aumentar a função de transferência desejada com um terceiro polo e utilizar um controlador PID. Assim, o método de polos dominantes é muito aplicável para ajuste de controladores PI/PID.

O cálculo dos parâmetros de um controlador PI utilizando polos dominantes está demonstrado abaixo. O controlador PI é parametrizado

$$F(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{s k_i}\right) = k + \frac{k_i}{s} \quad (2.13)$$

e a função de transferência desejada em malha fechada está descrita em 2.11.

Se o processo é descrito por  $G(s)$ , então a função de transferência em malha fechada é dada por

$$G_{cl}(s) = \frac{F(s)G(s)}{1+F(s)G(s)}. \quad (2.14)$$

A equação característica da função em malha fechada  $G_{cl}(s)$  deve satisfazer a equação característica da função desejada em malha fechada  $H(s)$ . Com os polos  $p_1, p_2$ , que são as raízes da equação característica, tem-se que

$$1 + F(p_1)G(p_1) = 1 + (k_p + \frac{k_i}{\omega_0 e^{i(\pi-\gamma)}})a(\omega_0)e^{i\phi(\omega_0)} = 0. \quad (2.15)$$

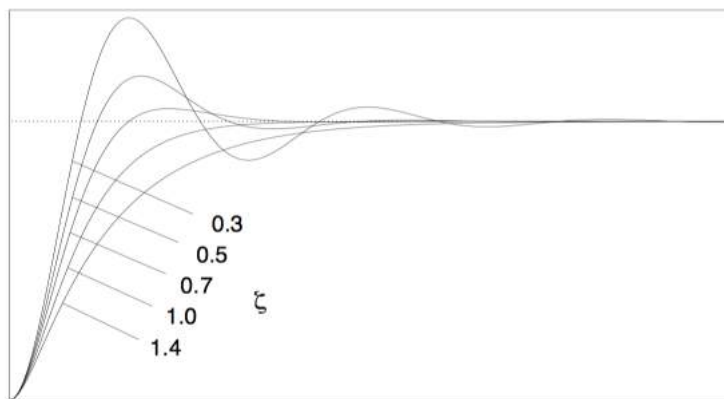
Com  $G(p_1) = G(\omega_0 e^{i(\pi-\gamma)}) = a(\omega_0)e^{i\phi(\omega_0)}$ , os parâmetros do controlador podem ser calculados por

$$k = -\frac{\sin(\phi(\omega_0)+\gamma)}{a(\omega_0)\text{sen}(\gamma)} \quad (2.16)$$

$$k_i = -\frac{\sin(\phi(\omega_0))}{a(\omega_0)\text{sen}(\gamma)}.$$

No procedimento descrito acima, o amortecimento relativo  $\xi$  e a frequência natural  $\omega$  são os parâmetros de projeto. As figuras 12 e 13 indicam como diferentes valores de amortecimento relativo  $\xi$  e frequência natural  $\omega$  afetam a resposta em malha fechada.

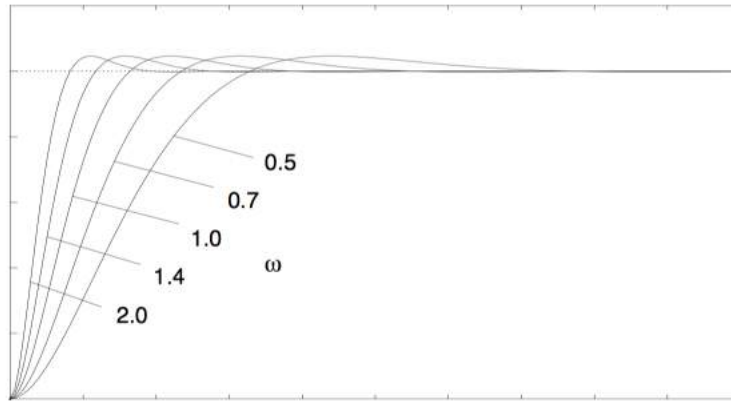
Figura 12 – Resposta ao degrau em malha fechada para diferentes amortecimentos  $\xi$  e frequência  $\omega$  constante



(OLSSON, 2008)

Alterando-se a frequência natural, a resposta ao degrau pode ser mais rápida ou mais lenta, porém a característica da resposta ao degrau se mantém constante. Com o amortecimento relativo como parâmetro de projeto, a característica da resposta ao degrau pode ser alterada, por exemplo para amortecida sem overshoot ou menos amortecida com overshoot. Isso torna o amortecimento relativo um parâmetro interessante para o projeto.

Figura 13 – Resposta ao degrau em malha fechada para diferentes frequências  $\omega$  e amortecimento  $\xi$  constante



(OLSSON, 2008)

### 2.2.5 Método Haalman

Neste método, polos e zeros do processo são cancelados por polos e zeros do controlador. Através desta técnica uma função de transferência em malha fechada específica pode ser obtida, oferecendo o desempenho desejado. Sejam  $G_p$  e  $G_c$  as funções de transferência do processo e do controlador, a função de transferência em malha aberta é  $G_l = G_p G_c$ . A função de transferência em malha fechada, obtida com realimentação de erro, é

$$G_0 = \frac{G_l}{1+G_l}. \quad (2.17)$$

Para assegurar que a função de transferência em malha fechada específica possa ser obtida, o método de Haalman determina uma função de transferência em malha aberta ideal  $G_l$  e escolher a função de transferência do controlador de modo que

$$G_c = \frac{G_l}{G_p}. \quad (2.18)$$

Para sistemas com atraso  $L$ , Haalman sugere utilizar

$$G_l = \frac{2}{3Ls} e^{-sL}. \quad (2.19)$$

Se o processo é de primeira ordem com atraso, pode-se obter um controlador PI com

$$k_p = \frac{2T}{3L}, \quad k_i = T. \quad (2.20)$$

Se o modelo for de segunda ordem com atraso, um controlador PID pode ser obtido



por

$$k_p = \frac{2(T_1+T_2)}{3L}, k_i = T_1 + T_2, k_d = \frac{T_1 T_2}{(T_1+T_2)} \quad (2.21)$$

Em contrapartida, os métodos de cancelamento de polos e zeros podem levar a modos não-controláveis no sistema em malha fechada e a resposta a perturbações na carga pode ser pobre quando os polos cancelados são lentos em comparação com os polos dominantes.

## 2.3 Controle por ADRC

O sistema utilizado neste estudo é caracterizado por um sistema de segunda ordem (controle de motor para tracionar elevador), portanto o controle por ADRC será detalhado para sistemas de segunda ordem e, posteriormente, também será abordado o sistema de terceira ordem.

### 2.3.1 Sistemas de Segunda Ordem

Um sistema eletromecânico de segunda ordem pode ser representado por

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, d, t) + bu \quad (2.22)$$

onde  $y(t)$ , ou simplesmente  $y$ , é a posição,  $b$  é uma constante,  $u$  é o parâmetro de entrada, gerado tipicamente por um motor,  $d$  é um parâmetro desconhecido (é a perturbação externa) e  $f(y, \dot{y}, d, t)$  representa o efeito combinado de dinâmicas internas e perturbações externas na aceleração.

Na técnica de ADRC, o sistema eletromecânico representado em (2.22) pode ser visto como um integrador duplo multiplicado pela constante  $b$  e perturbado por  $f(y, \dot{y}, d, t)$ . Ou seja,  $f(y, \dot{y}, d, t)$  é a perturbação generalizada do sistema e seu conhecimento não é necessário para o projeto e implementação do controlador. Ao invés disso, a única informação necessária é seu valor estimado em tempo real.

Seja  $\hat{f}$  a estimativa de  $f(y, \dot{y}, d, t)$  em um tempo  $t$ , então o método ADRC propõe a seguinte lei de controle:

$$u = \frac{-\hat{f} + u_0}{b}$$

simplificando a implementação do controlador, que quando aplicada à equação (2.22) torna o sistema em malha fechada igual a  $\ddot{y} = u_0$ .

A ideia central da técnica ADRC é o controle de um processo complexo não-linear, variante no tempo e incerto sendo simplificado através de estimativa e rejeição diretas e

ativas da perturbação generalizada  $f(y, \dot{y}, d, t)$ . A opção escolhida para estimativa do valor em tempo real de  $f(y, \dot{y}, d, t)$  é a utilização de um observador de estados linear estendido. A aplicação é feita através do uso de um modelo em espaço de estados aumentado de (2.22) que inclua  $f(y, \dot{y}, d, t)$  como um estado adicional. Por exemplo, seja  $x_1 = y$ ,  $x_2 = \dot{y}$  e  $x_3 = f$  (considerando que  $f$  seja  $f(y, \dot{y}, d, t)$ ), então o espaço de estados aumentado de (2.22) fica

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Eh \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (2.23)$$

sendo que

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0], \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

O termo inserido  $x_3 = f$  é o espaço aumentado, enquanto que  $h = \dot{f}$  é referente ao jerk, ou seja, à variação da aceleração. O observador de estados

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bu + M(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= Cz \end{aligned} \quad (2.25)$$

com o ganho do observador calculado através da alocação de pólos tal que  $\det(\lambda I - A + MC) = (\lambda + \omega_0)^3$ , ou seja,

$$M = \begin{bmatrix} 3\omega_0 \\ 3\omega_0^2 \\ \omega_0^3 \end{bmatrix}$$

selecionado apropriadamente, fornece uma estimativa do estado de (2.23),  $z_i = x_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ . Em particular, o terceiro estado do observador,  $z_3$ , fornece uma estimativa de  $f$ . É importante apontar que  $h$  é ignorado no modelo do observador, visto que é um parâmetro desconhecido e será estimado pelo termo de correção  $M$ .

Com um observador bem ajustado, o estado  $z_3$  irá estimar  $x_3 = f(y, \dot{y}, d, t)$ . A lei de controle

$$u = \frac{-z_3 + u_0}{b}$$

faz com que

$$\ddot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0.$$

A lei de controle utilizada para calcular  $u_0$  é a lei de controle proporcional-derivativa, comumente utilizada

$$u_0 = k_p(r - x_1) - k_d(x_2)$$

onde  $r$  é a referência de posição.

Para determinar os ganhos  $k_p$  e  $k_d$ , deve-se analisar o sistema em malha fechada. Ao aplicar a técnica de ADRC, o sistema fica

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_0.$$

A lei de controle utilizada é

$$u_0 = k_p(r - x_1) - k_d(x_2)$$

onde  $r$  é a referência de posição. Com esta lei de controle, tem-se que

$$\dot{x}_2 = u_0 = k_p r - x_1 k_p - x_2 k_d.$$

Ou seja, a equação diferencial resultante é

$$\ddot{y} = k_p r - y k_p - \dot{y} k_d.$$

Aplicando-se a transformada de Laplace:

$$s^2 Y(s) = k_p R(s) - Y(s) k_p - s Y(s) k_d$$

assim, chega-se à conclusão que o sistema é descrito por

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = G(s) = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p}.$$

Este sistema é similar ao sistema genérico

$$G(s) = \frac{K\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (2.26)$$

Portanto, chega-se à conclusão que

$$k_p = \omega_c^2$$

$$k_d = 2\xi\omega_c$$

onde  $\omega_c$  é a largura de banda desejada em malha fechada.

Para executar a aplicação da técnica de ADRC, é importante observar o termo de correção  $M$ , apresentado na equação 2.25: este termo é baseado na diferença entre a saída real do sistema e a saída fornecida pelo observador de estados. A saída real do sistema é obtida através de um sensor (no caso do experimento demonstrado no final desta dissertação, o sensor é um encoder acoplado ao eixo do motor), portanto a saída lida na realimentação é dada por  $y = Cx + \delta$ , onde  $\delta$  é o ruído proveniente da leitura do sensor.

Analisando-se a equação 2.25, o termo de correção  $M$  amplificará o ruído proveniente do sensor de realimentação, portanto o ganho do observador não pode ser elevado a ponto de amplificar demasiadamente o ruído e prejudicar o controle. Fica evidenciado, também, que a aplicação da técnica de ADRC é recomendada para plantas com sensores de realimentação de qualidade, que não apresentem ruído elevado na informação do sinal de interesse.

Para realizar a implementação digital do controle ADRC, o modelo apresentado em (2.23) é discretizado através do método de Euler.

$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k)$$

$$\hat{y}(k) = H \hat{x}(k) + J u(k).$$

A partir do modelo discretizado, um observador de estados discreto é criado.

$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) + M_d (y(k) - \hat{y}(k))$$

$$\hat{y}(k) = H \hat{x}(k) + J u(k).$$

O vetor de ganho do observador  $M_d$  é determinado alocando-se os polos da equação característica discreta em um mesmo lugar.

$$\lambda(z) = |zI - (A_d - A_d M_d H)| = (z - \beta)^3.$$

A relação entre os polos do observador discreto e os polos do observador contínuo é dada por

$$\beta = e^{-\omega_0 T_s}.$$

Pode-se verificar que o vetor de ganhos do observador é definido somente pelo parâmetro  $\omega_0$  (largura de banda do observador).

Após a aplicação do método de Euler, obtém-se

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & T_s & 0 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ bT_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad M_d = \begin{bmatrix} 1 - \beta^3 \\ (2 - 3\beta + \beta^3)\frac{1}{T_s} \\ (1 - \beta)^3\frac{1}{T_s^2} \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

onde  $T_s$  é o período de amostragem.

### 2.3.2 Sistemas de Terceira Ordem

Similarmente ao sistema de segunda ordem, a equação 2.22 é aplicável a sistemas de terceira ordem:

$$\ddot{y} = f(\ddot{y}, \dot{y}, y, d, t) + bu. \quad (2.27)$$

Aplicando a mesma metodologia utilizada no sistema de segunda ordem, o sistema fica descrito por:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Eh \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (2.28)$$

sendo que

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

O observador de estados

$$\begin{aligned} \dot{z} &= Az + Bu + M(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= Cz \end{aligned} \quad (2.30)$$

com o ganho do observador calculado através da alocação de pólos tal que  $\det(\lambda I - A + MC) = (\lambda + \omega_0)^4$ , ou seja,

$$M = \begin{bmatrix} 4\omega_0 \\ 6\omega_0^2 \\ 4\omega_0^3 \\ \omega_0^4 \end{bmatrix}$$

A lei de controle utilizada para calcular  $u_0$  é

$$u_0 = k_1(r - x_1) - k_2(x_2) - k_3(x_3)$$

onde  $r$  é a referência de posição.

Para determinar os ganhos  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_3$ , deve-se analisar o sistema em malha fechada. Ao aplicar a técnica de ADRC, o sistema fica

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u_0$$

Com a lei de controle  $u_0$ , tem-se que

$$\dot{x}_3 = u_0 = k_1(r - x_1) - k_2(x_2) - k_3(x_3).$$

Assim, o sistema em malha fechada fica

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_1 \end{bmatrix} r$$

Os ganhos do controlador podem ser calculados através da alocação de polos, tal que  $\det(\lambda I - A + BK_g) = (s + \omega_c)^4$ , ou seja,

$$K_g = \begin{bmatrix} \omega_c^3 \\ 3\omega_c^2 \\ 3\omega_c \end{bmatrix}$$

## 3 Comparação Entre Métodos de Ajuste

A seguir, serão analisados diferentes métodos de ajuste de controladores. A comparação será realizada com base em simulações realizadas no software *Simulink*.

Os métodos analisados na simulação serão Ziegler-Nichols, CHR com resposta à referência com *overshoot* nulo, CHR com resposta à perturbação com *overshoot* nulo e ADRC. Todas as simulações contemplam uma perturbação inserida após transcorridos 10 segundos.

### 3.1 Sistema de Segunda Ordem Subamortecido

Para esta análise, será utilizado o sistema de segunda ordem genérico:

$$G(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}.$$

Em sistemas subamortecidos,  $0 < \xi < 1$ . Assim, os pólos em malha fechada são conjugados complexos e ficam no semi-plano esquerdo do plano-s, caracterizando o sistema como subamortecido e apresentando resposta transitória oscilatória (OGATA, 2001).

O sistema considerado no exemplo é subamortecido, com  $\xi = 0,5$ ,  $\omega_n = 1$  e  $K = 0,8$ . Deste modo, o sistema é descrito por

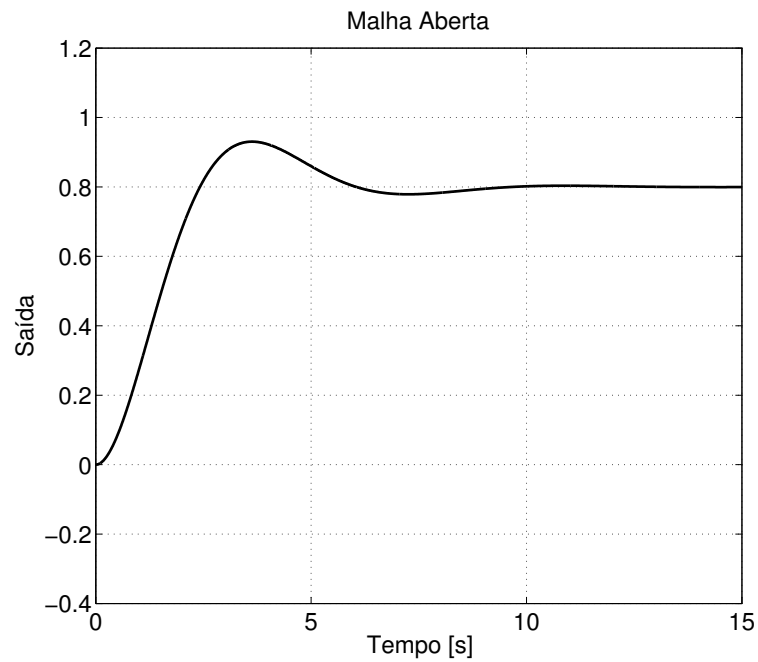
$$G(s) = \frac{0,8}{s^2 + s + 1}.$$

#### 3.1.1 Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau

O primeiro método utilizado é Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau. Conforme mencionado anteriormente, este método não exige um modelo matemático da planta.

A resposta do sistema ao degrau unitário está demonstrada na Figura 14.

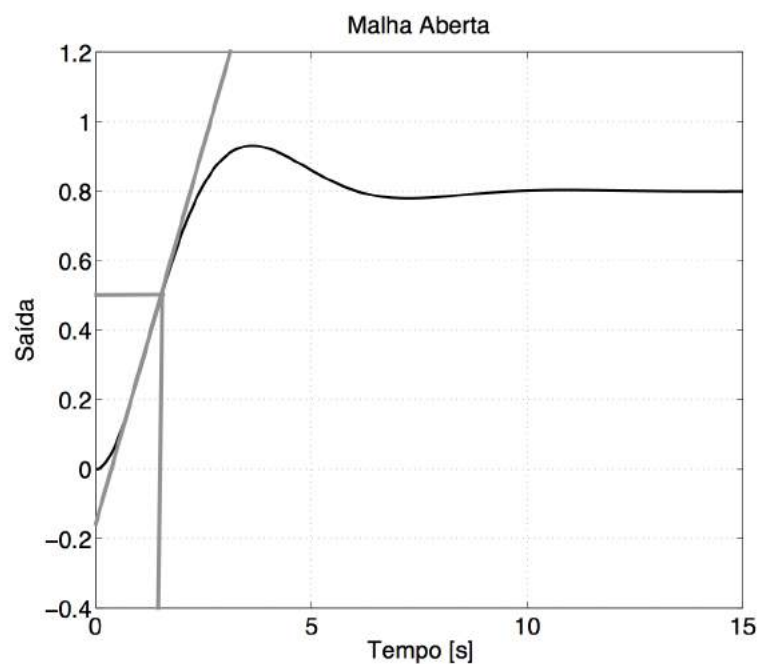
Figura 14 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem subamortecido



Fonte: O Autor (2016).

Conforme detalhado anteriormente, o ponto de inflexão da curva é identificado e uma reta tangente a este ponto é traçada. Os parâmetros  $a$  e  $L$  são determinados com base nos pontos onde os eixos coordenados são interseccionados com esta reta.

Figura 15 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem subamortecido com reta tangente ao ponto de inflexão



Fonte: O Autor (2016).



A Figura 15 detalha a utilização da reta tangente ao ponto de inflexão. O ponto  $a$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das ordenadas, portanto  $a = 0,16$ ; o ponto  $L$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das abscissas, portanto  $L = 0,4$ .

Com base na tabela 1, os ganhos pelo método Ziegler-Nichols para um controlador PID são calculados:

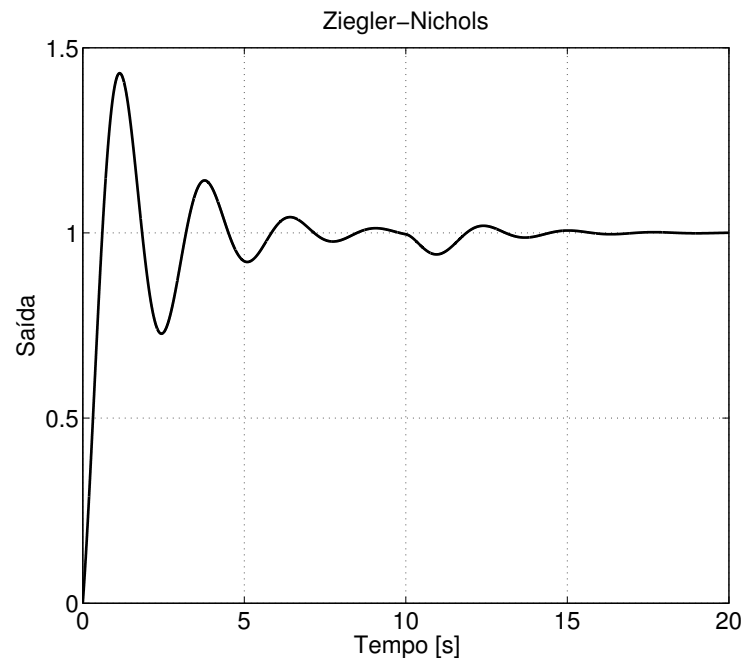
$$k_p = \frac{1,2}{a} = \frac{1,2}{0,16} = 7,5$$

$$k_i = 2L = 2 \cdot 0,4 = 0,8$$

$$k_d = \frac{L}{2} = \frac{0,4}{2} = 0,2.$$

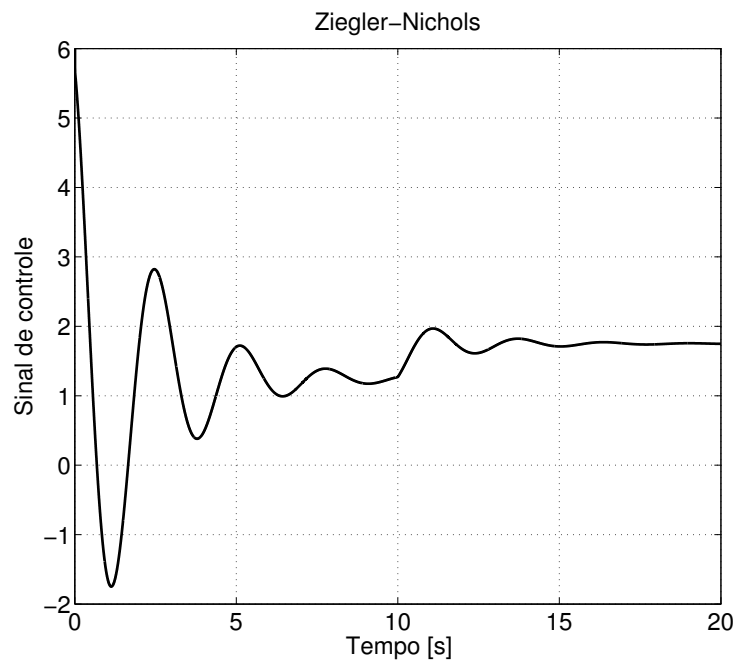
A Figura 16 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 17 mostra a saída do controlador PID para esta resposta.

Figura 16 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



Fonte: O Autor (2016).

Figura 17 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



Fonte: O Autor (2016).

### 3.1.2 Ajuste por CHR - Resposta à Referência

O método CHR - Resposta à Referência utiliza os parâmetros  $a$ ,  $L$  e  $T$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, os dois primeiros parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,16$  e  $L = 0,4$ .

O parâmetro  $T$  (constante de tempo dominante), por sua vez, ainda precisa ser determinado. Conforme abordado anteriormente, este parâmetro é definido como o tempo que a variável de processo demora para atingir 63% de sua variação total, passado o tempo do atraso aparente  $L$ .

Como pode ser observado na Figura 15, o sistema atinge 63% de sua variação total após um tempo de  $t = 1,5$ . Portanto, o parâmetro  $T$  pode ser calculado como

$$T = t - L = 1,5 - 0,4 = 1,1.$$

Com base na tabela 3, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Referência para um controlador PID são calculados:

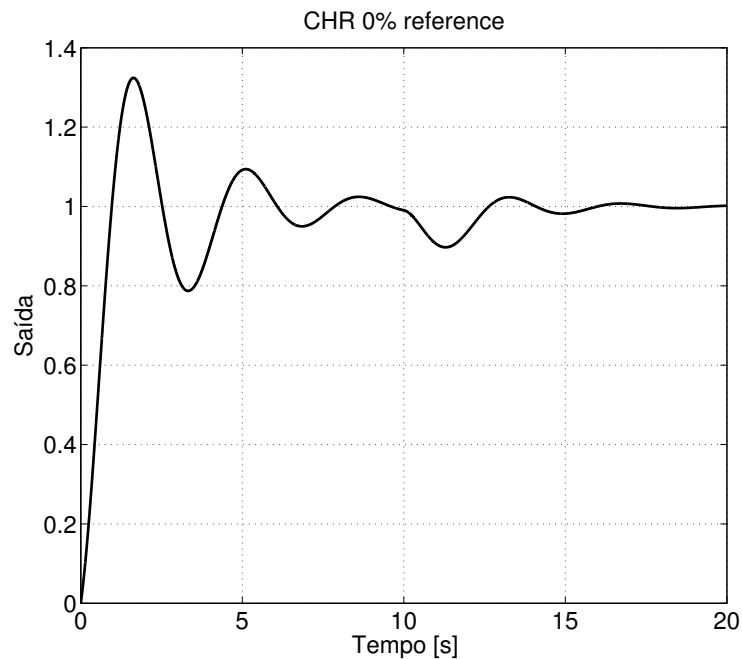
$$k_p = \frac{0,6}{a} = \frac{0,6}{0,16} = 3,75$$

$$k_i = T = 1,1$$

$$k_d = 0,5L = 0,5 \cdot 0,4 = 0,2.$$

A Figura 18 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 19 mostra a saída do controlador PID para esta situação.

Figura 18 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

### 3.1.3 Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação

O método CHR - Resposta à Perturbação utiliza os mesmos parâmetros  $a$  e  $L$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, estes parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,16$  e  $L = 0,4$ .

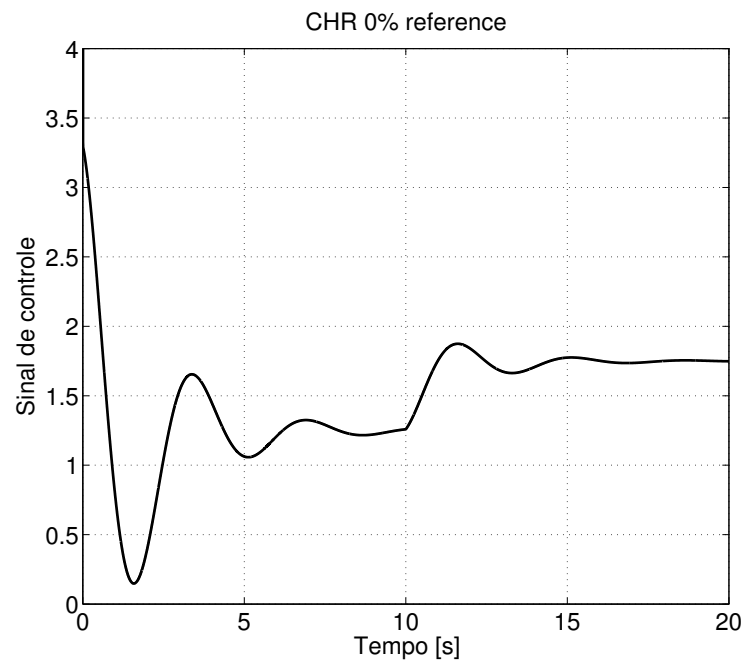
Com base na tabela 4, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Perturbação para um controlador PID são calculados:

$$k_p = \frac{0,95}{a} = \frac{0,95}{0,16} = 5,9$$

$$k_i = 2,4L = 2,4 \cdot 0,4 = 0,96$$

$$k_d = 0,42L = 0,42 \cdot 0,4 = 0,168.$$

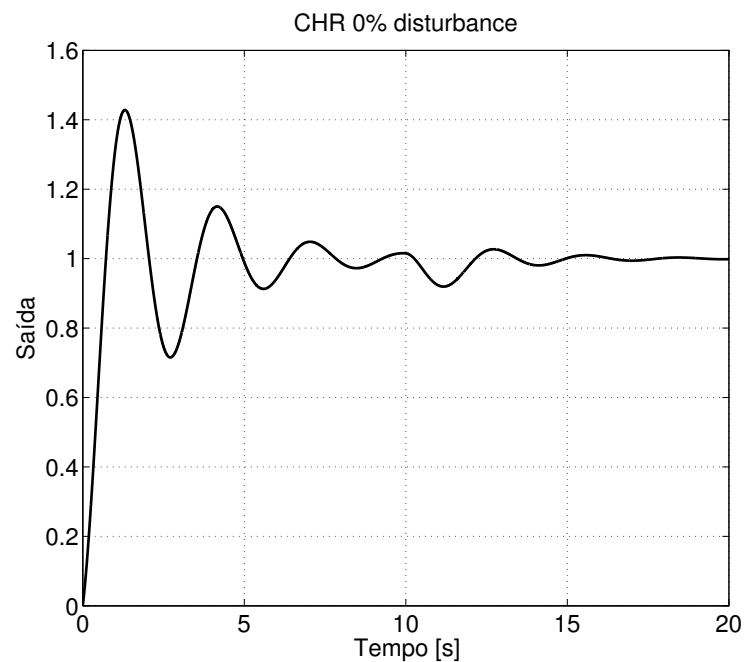
Figura 19 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

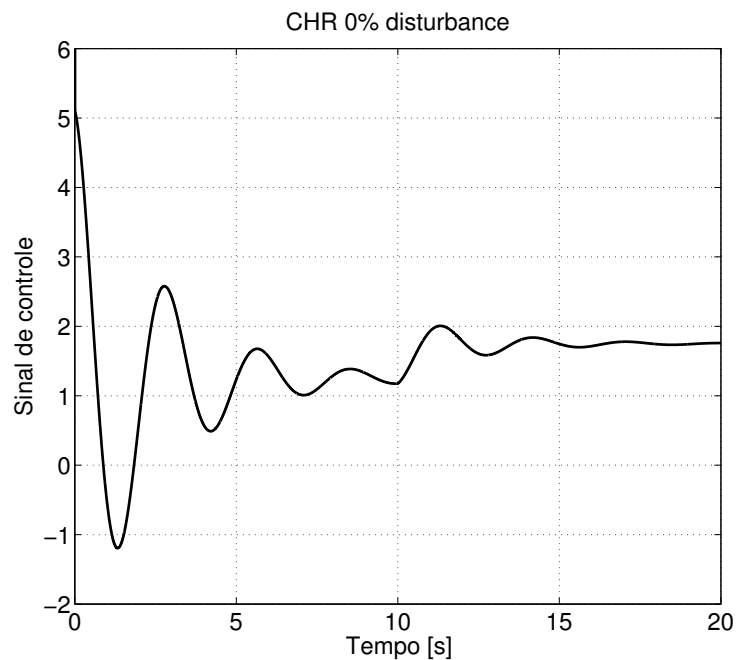
A Figura 20 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 21 mostra a saída do controlador PID para este caso.

Figura 20 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).

Figura 21 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem subamortecido com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).

### 3.1.4 Ajuste por ADRC

Considerando-se os métodos utilizados até agora, o que apresentou melhor desempenho foi o Ziegler-Nichols, o qual apresentou tempo de estabilização em torno de 7 segundos.

O projeto deste controle ADRC utilizará este parâmetro, portanto  $ta = 7s$ , onde  $ta$  é o tempo de acomodação. Sabe-se que

$$ta = \frac{5}{\xi\omega_c}$$

portanto, como  $\xi = 0,5$ ,  $\omega_c = 1,43$ .

A definição da largura de banda  $\omega_c = 1,43$  determina os parâmetros da lei de controle:

$$k_p = \omega_c^2 = 2$$

$$k_d = 2\omega_c = 2,86.$$

A largura de banda do observador é definida como dez vezes maior do que a largura de banda desejada em malha fechada:

$$\omega_0 = 10\omega_c = 14,3.$$

Assim, tem-se os ganhos do observador, calculados baseados em  $\omega_0$ .

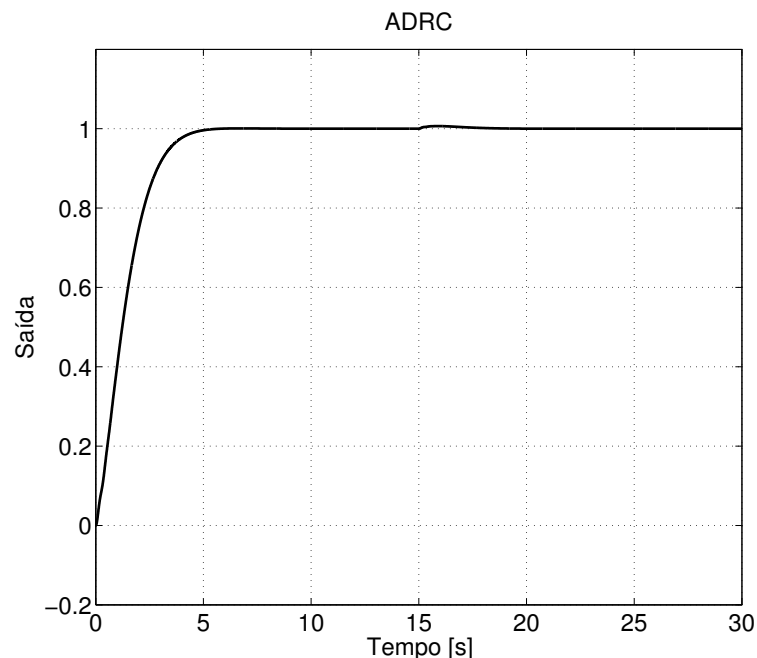
O parâmetro que precisa ser definido é  $b$ . (HERBST, 2013) define que, para sistemas de segunda ordem,  $b$  pode ser estimado por  $b = \frac{K}{T^2}$ , onde  $K$  é o ganho DC e  $T$  é a constante de tempo. Estes parâmetros podem ser determinados experimentalmente, de modo similar ao realizado nos métodos Ziegler-Nichols e CHR.

A Figura 14 pode ser utilizada para verificar o ganho DC, portanto  $K = 0,8$ . A variável  $T$  já foi definida como  $T = 0,9$ . Assim,

$$b = \frac{K}{T^2} = \frac{0,8}{0,9^2} = 0,99.$$

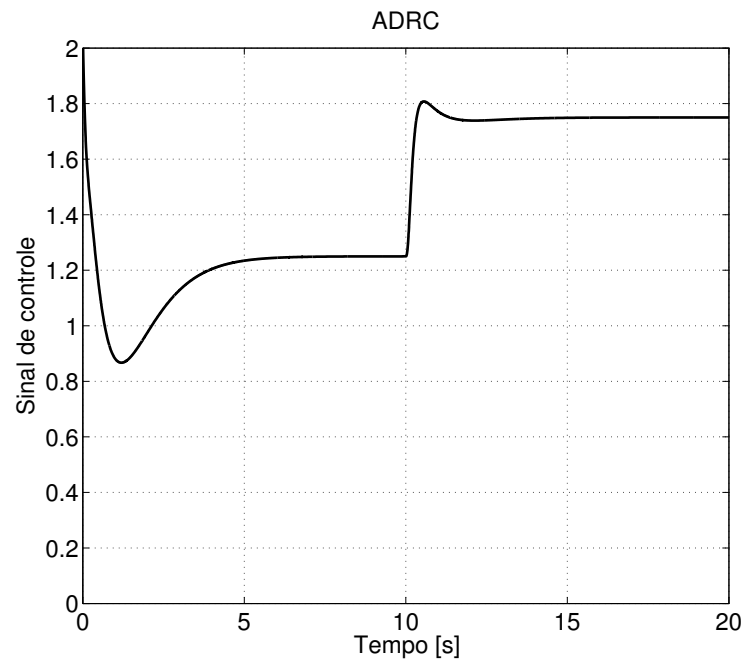
A Figura 22 mostra a resposta do sistema com o controlador ADRC implementado com os ganhos calculados. A Figura 23 mostra a saída do controlador ADRC nesta situação.

Figura 22 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controlador ADRC



Fonte: O Autor (2016).

Figura 23 – Saída do controlador ADRC para sistema de segunda ordem subamortecido

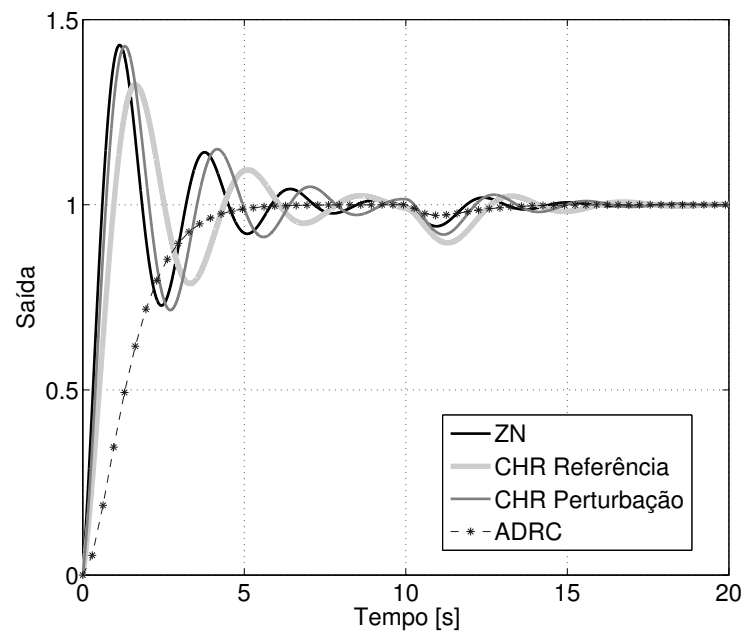


Fonte: O Autor (2016).

A Figura 24 mostra a saída do sistema com controlador PID e ADRC, possibilitando uma comparação dos métodos. Considerando o controle PID, o método de ajuste Ziegler-Nichols possui um *overshoot* um pouco maior do que o método CHR - Resposta à Referência, no entanto o tempo de acomodação é menor e a rejeição à perturbação é mais eficiente. O controle ADRC apresenta um tempo de acomodação consideravelmente menor do que os outros controladores, bem como rejeição à perturbação mais eficiente, evidenciando um desempenho muito superior quando comparado ao controlador PID na simulação realizada.

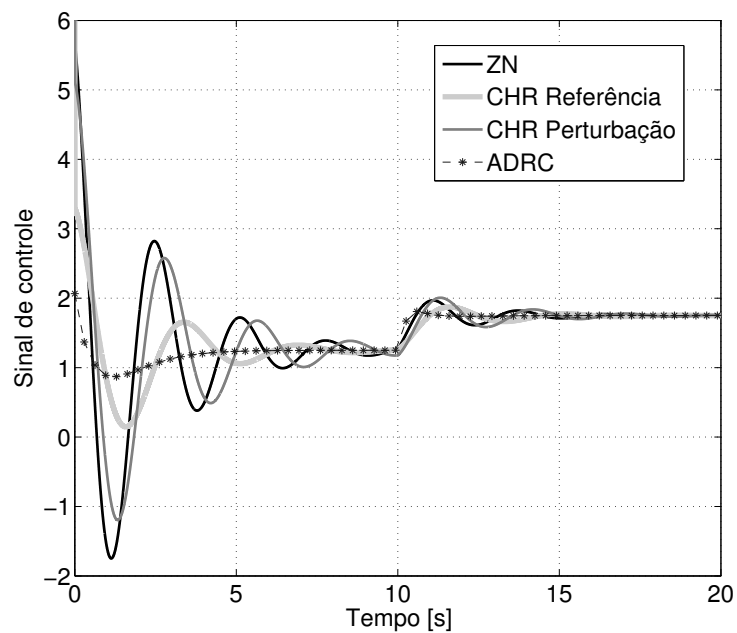
A Figura 25 mostra o sinal de controle na saída de cada um dos controladores utilizados (PID e ADRC). Uma observação importante é que o valor máximo do sinal de controle do ADRC é consideravelmente inferior ao dos outros controles, bem como a variação apresentada pelo valor do sinal; as oscilações apresentadas pelos controladores PID prejudicam o sinal de controle nesta situação, favorecendo o controle ADRC. O sinal de controle evidencia uma lei de controle mais agressiva por parte do ADRC, com excitação de altas frequências, gerando mais harmônicos, exigindo mais do atuador. Estas altas frequências, no entanto, podem ser reduzidas no ajuste do controlador, com parâmetros menos agressivos de ganho.

Figura 24 – Resposta do sistema de segunda ordem subamortecido com controladores PID e ADRC



Fonte: O Autor (2016).

Figura 25 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de segunda ordem subamortecido



Fonte: O Autor (2016).



## 3.2 Sistema de Segunda Ordem Criticamente Amortecido

Para esta análise, também será utilizado o sistema de segunda ordem genérico:

$$G(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}.$$

Em sistemas criticamente amortecidos,  $\xi = 1$ . Para este sistema, a resposta transitória não é oscilatória (OGATA, 2001).

O sistema considerado no exemplo é criticamente amortecido, com  $\xi = 1$ ,  $\omega_n = 1$  e  $K = 0,8$ . Deste modo, o sistema é descrito por

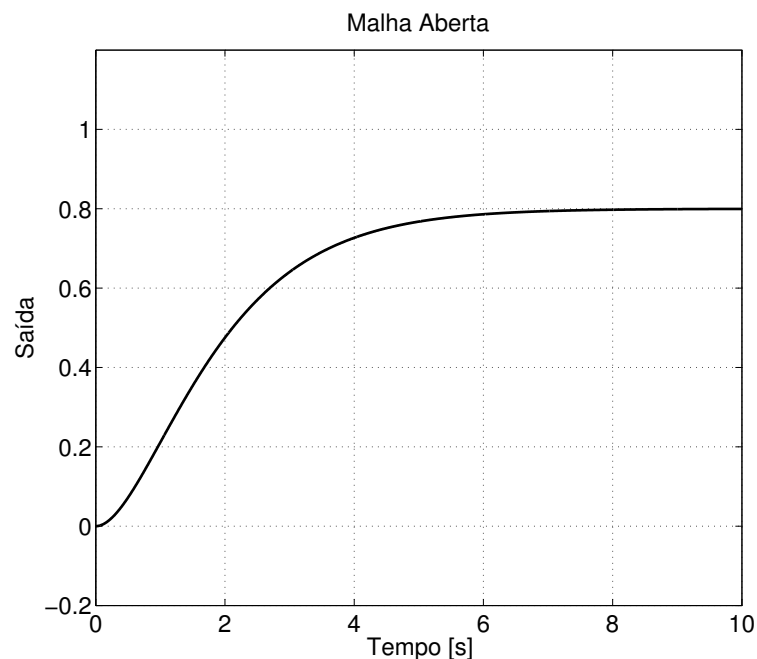
$$G(s) = \frac{0,8}{s^2 + 2s + 1}.$$

### 3.2.1 Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau

O primeiro método utilizado é Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau. Conforme mencionado anteriormente, este método não exige um modelo matemático da planta.

A resposta do sistema ao degrau unitário está demonstrada na Figura 26.

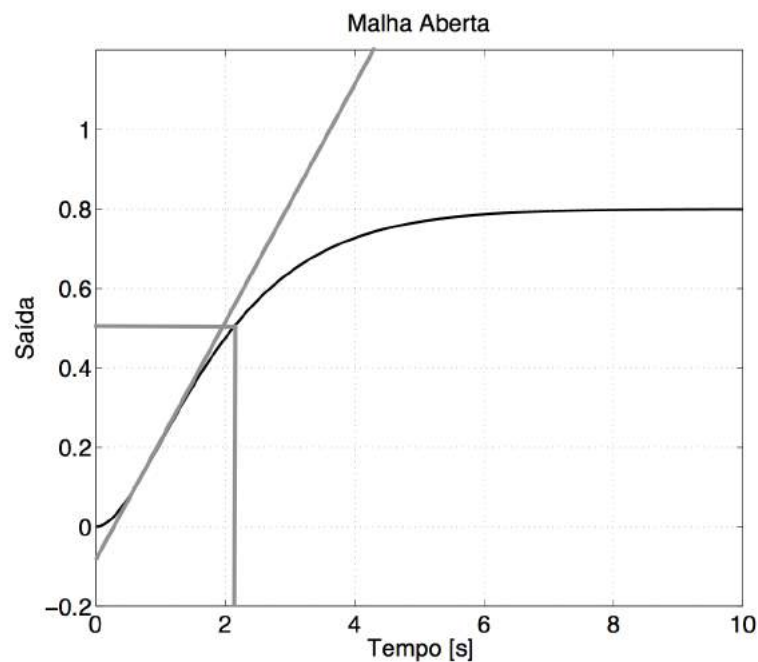
Figura 26 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem criticamente amortecido



Fonte: O Autor (2016).

Conforme detalhado anteriormente, o ponto de inflexão da curva é identificado e uma reta tangente a este ponto é traçada. Os parâmetros  $a$  e  $L$  são determinados com base nos pontos onde os eixos coordenados são interseccionados com esta reta.

Figura 27 – Resposta ao degrau unitário para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com reta tangente ao ponto de inflexão



Fonte: O Autor (2016).

A Figura 27 detalha a utilização da reta tangente ao ponto de inflexão. O ponto  $a$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das ordenadas, portanto  $a = 0,09$ ; o ponto  $L$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das abscissas, portanto  $L = 0,28$ .

Com base na tabela 1, os ganhos pelo método Ziegler-Nichols para um controlador PID são calculados:

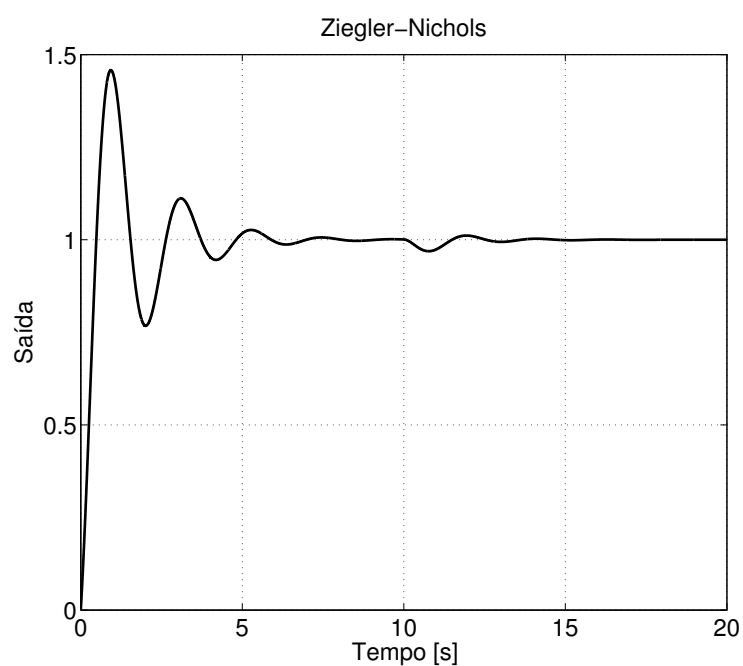
$$k_p = \frac{1,2}{a} = \frac{1,2}{0,09} = 13,3$$

$$k_i = 2L = 2 \cdot 0,28 = 0,56$$

$$k_d = \frac{L}{2} = \frac{0,28}{2} = 0,14.$$

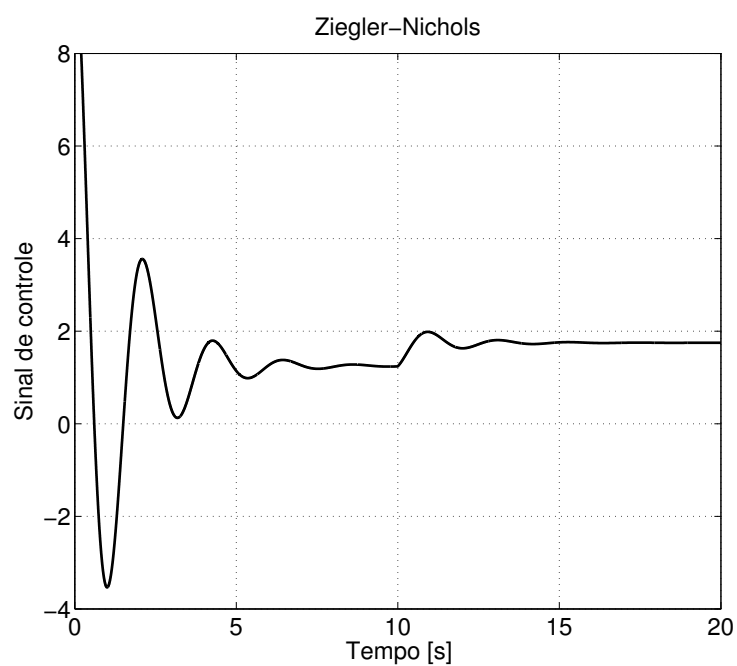
A Figura 28 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 29 mostra a saída do controlador PID para este caso.

Figura 28 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



Fonte: O Autor (2016).

Figura 29 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



Fonte: O Autor (2016).

### 3.2.2 Ajuste por CHR - Resposta à Referência

O método CHR - Resposta à Referência utiliza os parâmetros  $a$ ,  $L$  e  $T$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, os dois primeiros parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,09$  e  $L = 0,28$ .

O parâmetro  $T$  (constante de tempo dominante), por sua vez, ainda precisa ser determinado. Conforme abordado anteriormente, este parâmetro é definido como o tempo que a variável de processo demora para atingir 63% de sua variação total, passado o tempo do atraso aparente  $L$ .

Como pode ser observado na Figura 27, o sistema atinge 63% de sua variação total após um tempo de  $t = 2,1s$ . Portanto, o parâmetro  $T$  pode ser calculado como

$$T = t - L = 2,1 - 0,28 = 1,82$$

Com base na tabela 3, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Referência para um controlador PID são calculados:

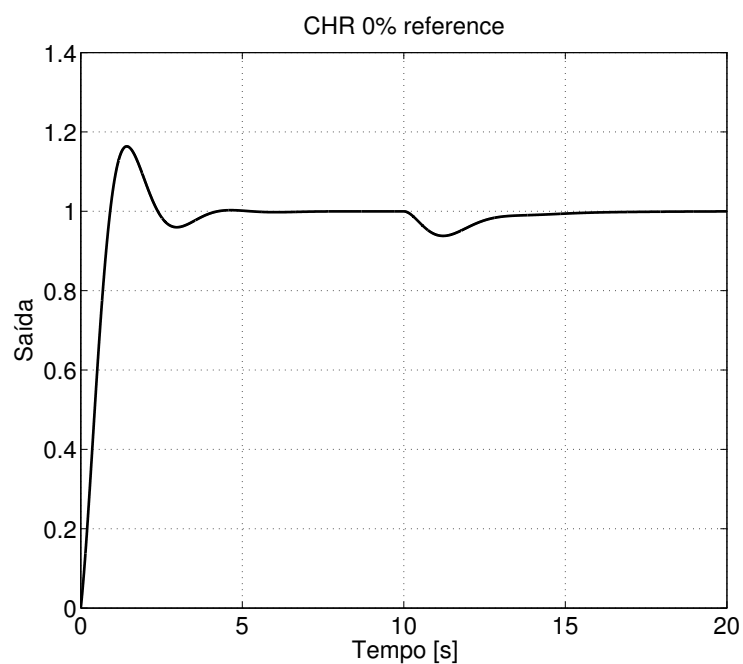
$$k_p = \frac{0,6}{a} = \frac{0,6}{0,09} = 6,7$$

$$k_i = T = 1,82$$

$$k_d = 0,5L = 0,5 \cdot 0,28 = 0,14.$$

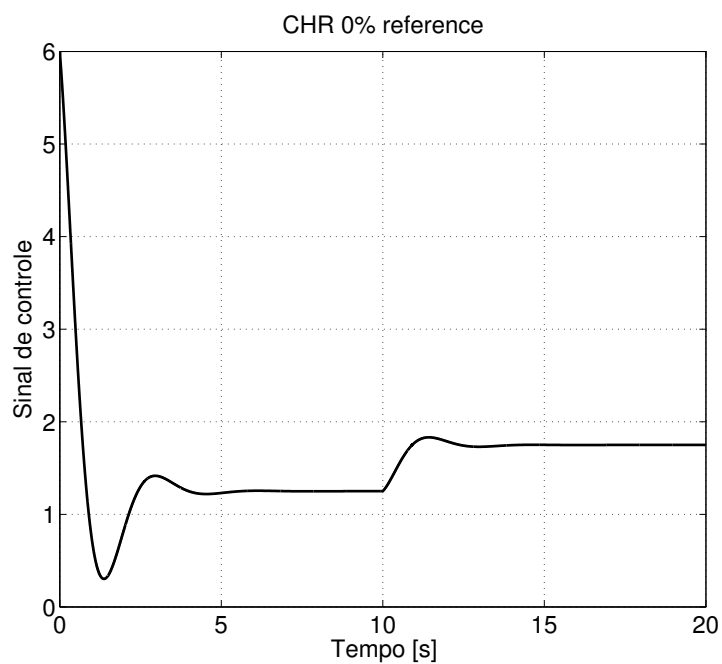
A Figura 30 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 31 mostra a saída do controlador PID.

Figura 30 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

Figura 31 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

### 3.2.3 Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação

O método CHR - Resposta à Perturbação utiliza os mesmos parâmetros  $a$  e  $L$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, estes parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,09$  e  $L = 0,28$ .

Com base na tabela 4, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Perturbação para um controlador PID são calculados:

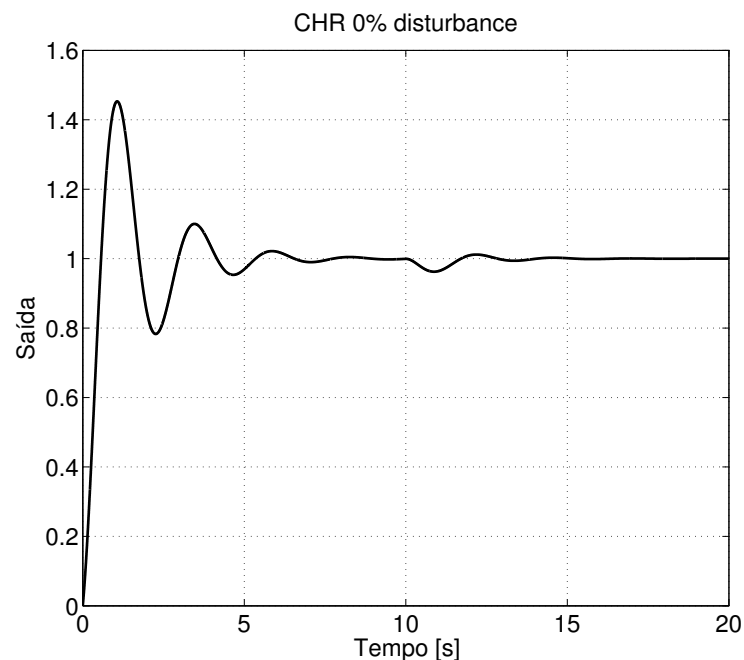
$$k_p = \frac{0,95}{a} = \frac{0,95}{0,09} = 10,6$$

$$k_i = 2,4L = 2,4 \cdot 0,28 = 0,67$$

$$k_d = 0,42L = 0,42 \cdot 0,28 = 0,12.$$

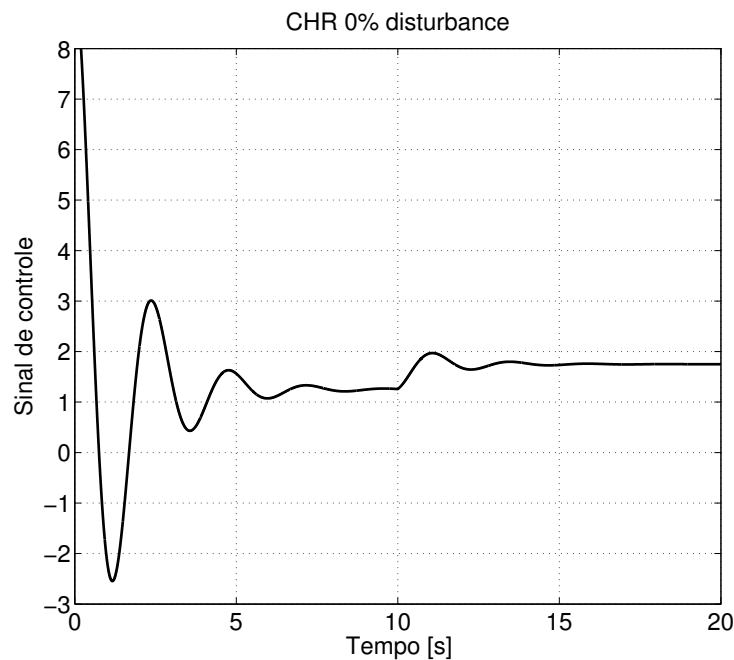
A Figura 32 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 33 mostra a saída do controlador PID.

Figura 32 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).

Figura 33 – Saída do controlador PID para sistema de segunda ordem criticamente amortecido com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).

### 3.2.4 Ajuste por ADRC

Considerando-se os métodos utilizados até agora, o que apresentou melhor desempenho foi o CHR - Resposta à Referência com *overshoot* nulo o qual apresentou tempo de estabilização em torno de 4 segundos.

O projeto deste controle ADRC utilizará este parâmetro, portanto  $ta = 4s$ , onde  $ta$  é o tempo de acomodação. Sabe-se que

$$ta = \frac{5}{\xi\omega_c}$$

portanto, como  $\xi = 1$ ,  $\omega_c = 1,25$ .

A definição da largura de banda  $\omega_c = 1,25$  determina os parâmetros da lei de controle:

$$k_p = \omega_c^2 = 1,56$$

$$k_d = 2\omega_c = 2,5$$

A largura de banda do observador é definida como dez vezes maior do que a largura de banda desejada em malha fechada:

$$\omega_0 = 10\omega_c = 12,5.$$

Assim, tem-se os ganhos do observador, calculados baseados em  $\omega_0$ .

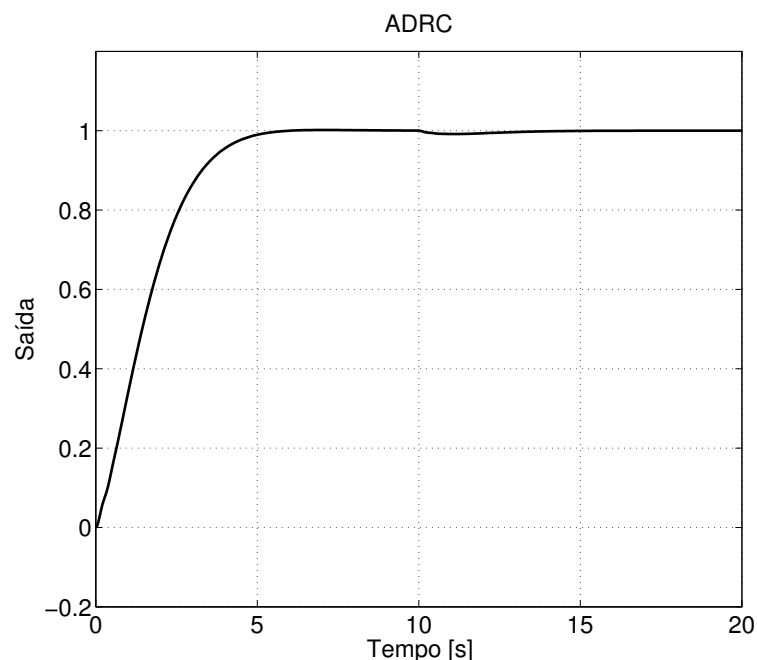
O parâmetro que precisa ser definido é o  $b$ . (HERBST, 2013) define que, para sistemas de segunda ordem,  $b$  pode ser estimado por  $b = \frac{K}{T^2}$ , onde  $K$  é o ganho DC e  $T$  é a constante de tempo. Estes parâmetros podem ser determinados experimentalmente, de modo similar ao realizado nos métodos Ziegler-Nichols e CHR.

A Figura 26 pode ser utilizada para verificar o ganho DC, portanto  $K = 0,8$ . Sabe-se que  $T = 1,82$ . Assim,

$$b = \frac{K}{T^2} = \frac{0,8}{1,82^2} = 0,24.$$

A Figura 34 mostra a resposta do sistema com o controlador ADRC implementado com os ganhos calculados. A Figura 35 mostra a saída do controlador ADRC nesta situação.

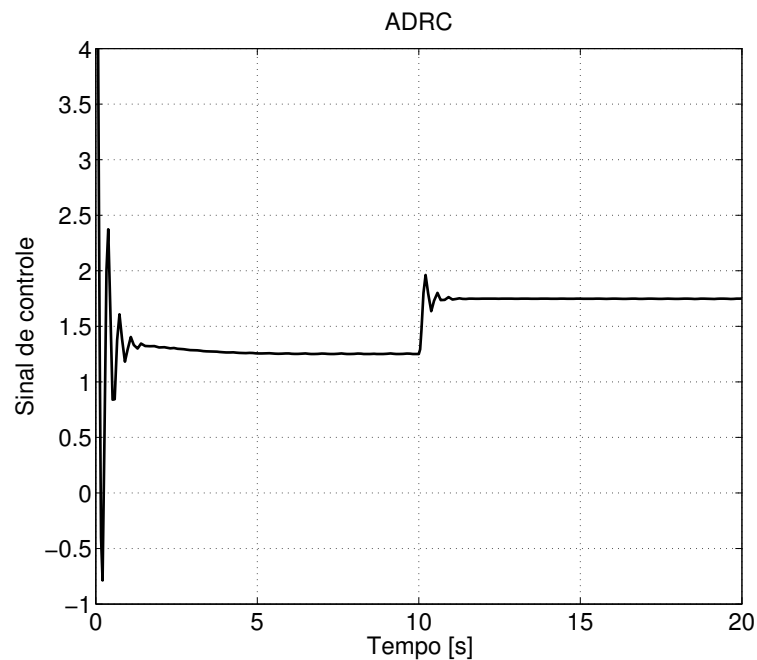
Figura 34 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controlador ADRC



Fonte: O Autor (2016).



Figura 35 – Saída do controlador ADRC para sistema de segunda ordem criticamente amortecido

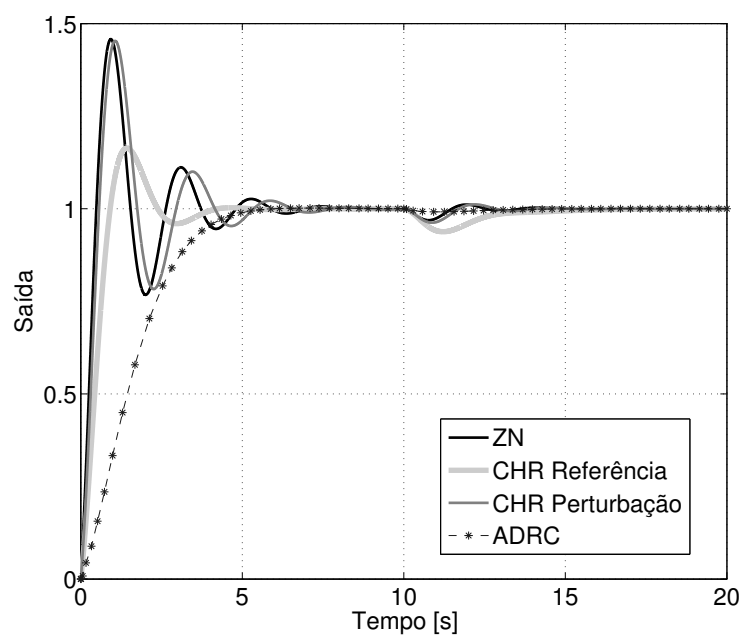


Fonte: O Autor (2016).

A Figura 36 mostra a saída do sistema com controlador PID e ADRC, possibilitando uma comparação dos métodos. Considerando o controle PID, o método de ajuste Ziegler-Nichols possui um *overshoot* similar ao método CHR - Resposta à Perturbação e um pouco maior do que o método CHR - Resposta à Referência. Ao contrário da simulação do sistema anterior, no entanto, o tempo de acomodação no método CHR - Resposta à Referência é inferior aos outros dois métodos, evidenciando uma resposta muito superior deste método. O controle ADRC apresenta um tempo de acomodação similar ao CHR - Resposta à Referência, porém sem *overshoot*. A rejeição à perturbação do método ADRC é muito superior à rejeição realizada pelo controlador PID, independente do método de ajuste escolhido. Mais uma vez os benefícios do método ADRC podem ser observados.

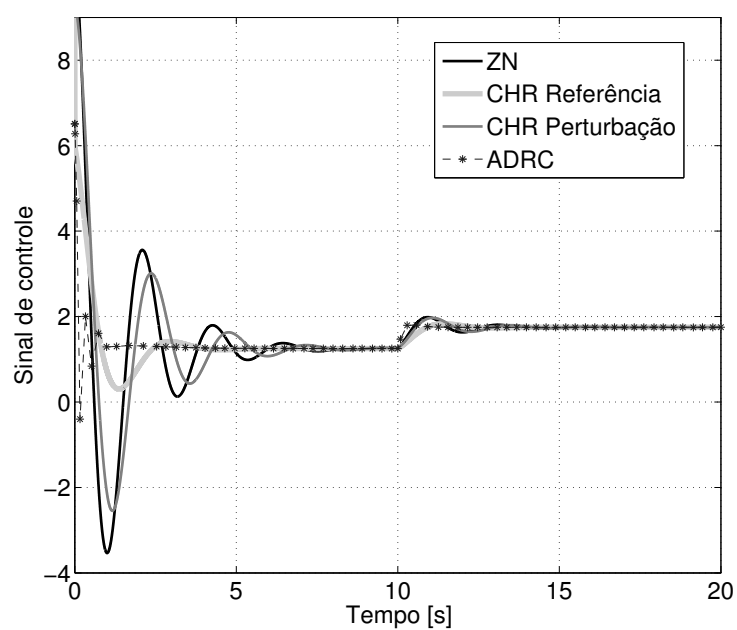
A Figura 37 mostra o sinal de controle na saída de cada um dos controladores utilizados (PID e ADRC). Como observado na simulação anterior, o valor máximo do sinal de controle do ADRC é inferior ao dos outros controles, bem como a variação apresentada pelo valor do sinal.

Figura 36 – Resposta do sistema de segunda ordem criticamente amortecido com controladores PID e ADRC



Fonte: O Autor (2016).

Figura 37 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de segunda ordem criticamente amortecido



Fonte: O Autor (2016).

### 3.3 Sistema de Terceira Ordem

Para esta análise, será utilizado o exemplo de (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995):

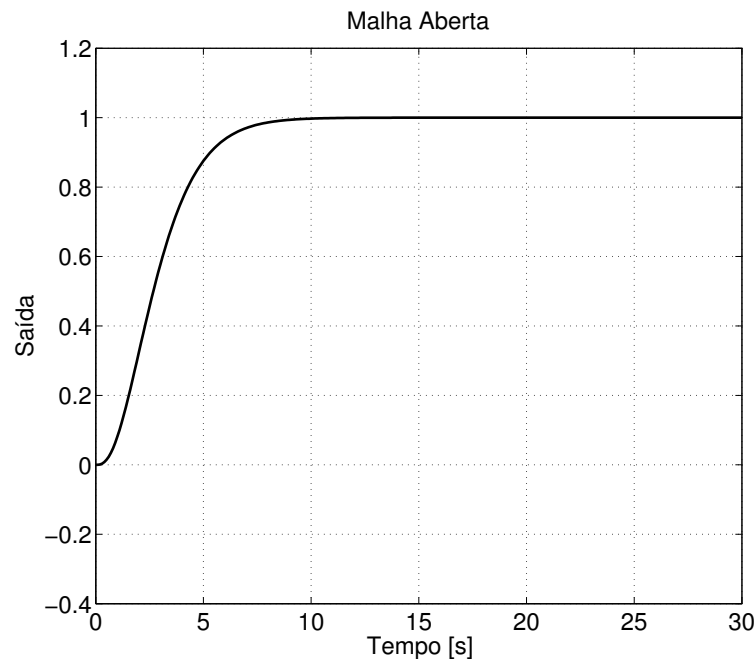
$$G(s) = \frac{1}{(s + 1)^3}$$

#### 3.3.1 Ajuste por Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau

O primeiro método utilizado é Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau. Conforme mencionado anteriormente, este método não exige um modelo matemático da planta.

A resposta do sistema ao degrau unitário está demonstrada na Figura 38.

Figura 38 – Resposta ao degrau unitário para sistema de terceira ordem



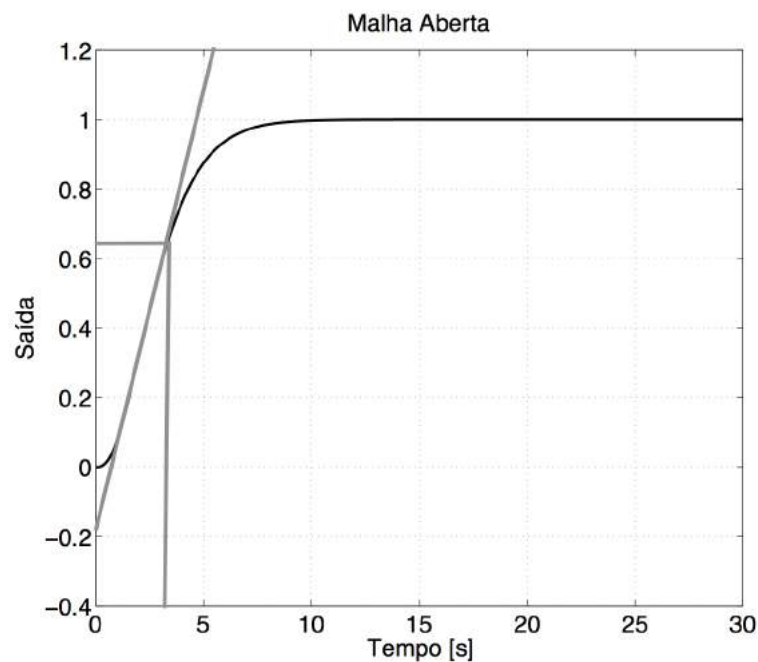
Fonte: O Autor (2016).

Conforme detalhado anteriormente, o ponto de inflexão da curva é identificado e uma reta tangente a este ponto é traçada. Os parâmetros  $a$  e  $L$  são determinados com base nos pontos onde os eixos coordenados são interseccionados com esta reta.

A Figura 39 detalha a utilização da reta tangente ao ponto de inflexão. O ponto  $a$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das ordenadas, portanto  $a = 0,2$ ; o ponto  $L$  é determinado na intersecção da reta tangente com o eixo das abscissas, portanto  $L = 0,8$ .

Com base na tabela 1, os ganhos pelo método Ziegler-Nichols para um controlador PID são calculados:

Figura 39 – Resposta ao degrau unitário para sistema de terceira ordem com reta tangente ao ponto de inflexão e reta com 63% da variação total



Fonte: O Autor (2016).

$$k_p = \frac{1,2}{a} = \frac{1,2}{0,2} = 6$$

$$k_i = 2L = 2 \cdot 0,8 = 1,6$$

$$k_d = \frac{L}{2} = \frac{0,8}{2} = 0,4.$$

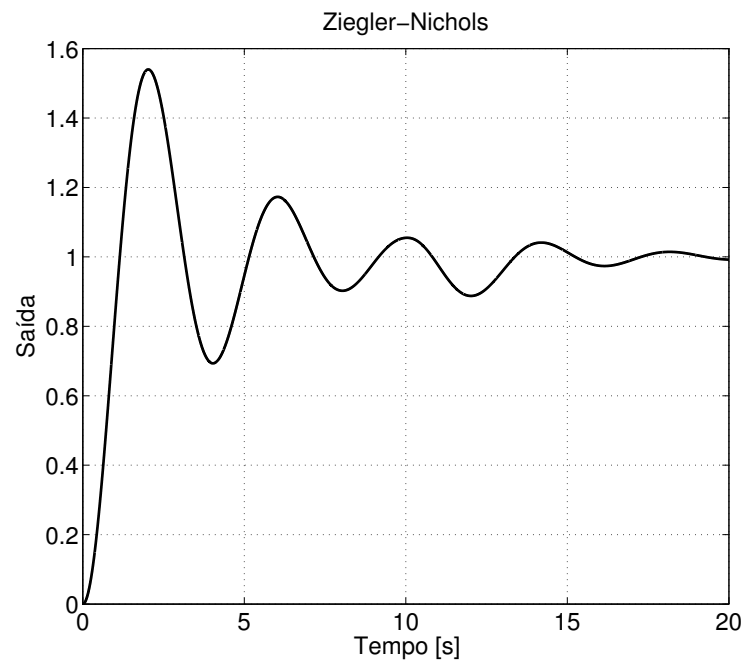
A Figura 40 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 41 mostra a saída do controlador PID.

### 3.3.2 Ajuste por CHR - Resposta à Referência

O método CHR - Resposta à Referência utiliza os parâmetros  $a$ ,  $L$  e  $T$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, os dois primeiros parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,2$  e  $L = 0,8$ .

O parâmetro  $T$  (constante de tempo dominante), por sua vez, ainda precisa ser determinado. Conforme abordado anteriormente, este parâmetro é definido como o tempo que a variável de processo demora para atingir 63% de sua variação total, passado o tempo do atraso aparente  $L$ .

Figura 40 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



Fonte: O Autor (2016).

Como pode ser observado na Figura 39, o sistema atinge 63% de sua variação total após um tempo de  $t = 3,25s$ . Portanto, o parâmetro  $T$  pode ser calculado como

$$T = t - L = 3,25 - 0,8 = 2,45$$

Com base na tabela 3, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Referência para um controlador PID são calculados:

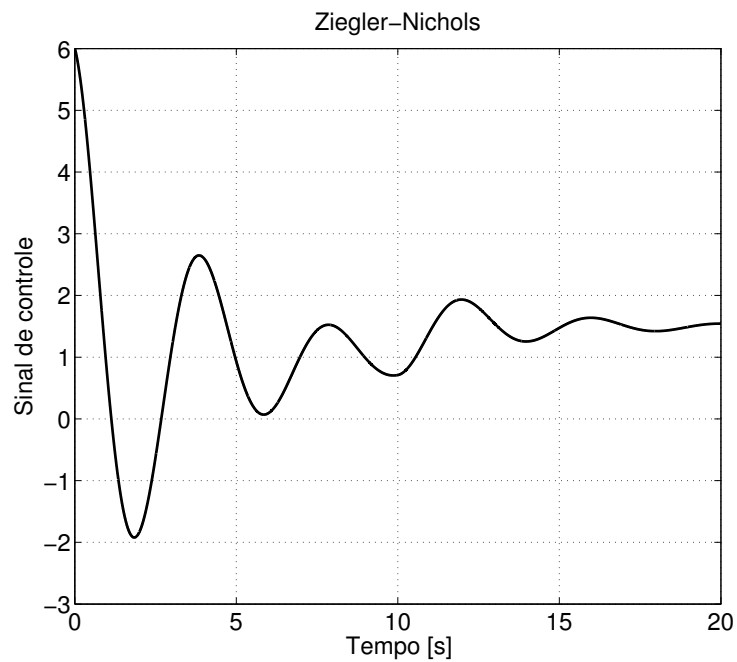
$$k_p = \frac{0,6}{a} = \frac{0,6}{0,2} = 3$$

$$k_i = T = 2,45$$

$$k_d = 0,5L = 0,5 \cdot 0,8 = 0,4.$$

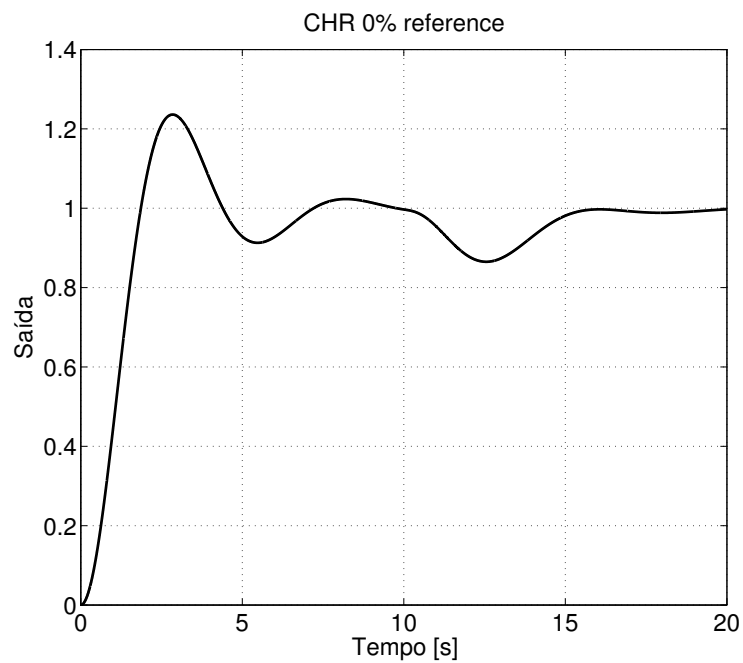
A Figura 42 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 43 mostra a saída do controlador PID para este caso.

Figura 41 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste Ziegler-Nichols - Resposta ao Degrau



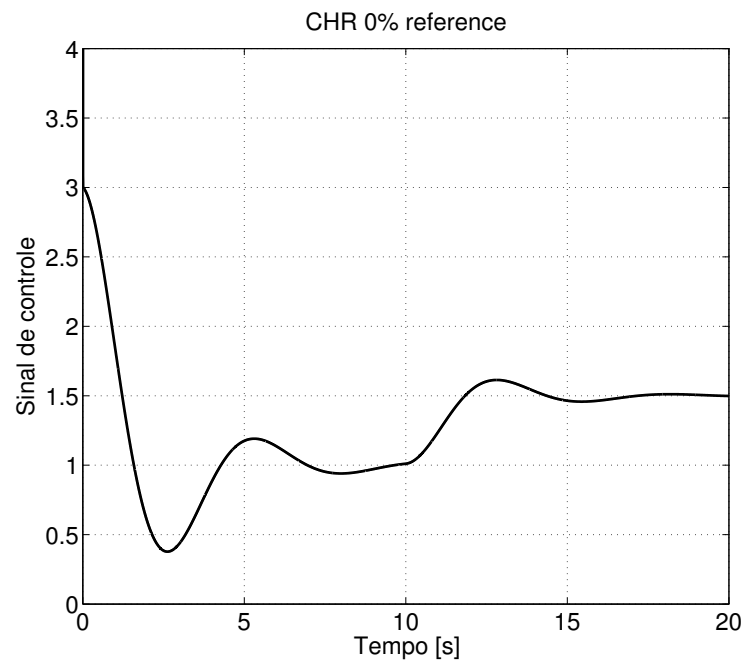
Fonte: O Autor (2016).

Figura 42 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

Figura 43 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste CHR - Resposta à Referência



Fonte: O Autor (2016).

### 3.3.3 Ajuste por CHR - Resposta à Perturbação

O método CHR - Resposta à Perturbação utiliza os mesmos parâmetros  $a$  e  $L$  para cálculo dos ganhos do controlador PID. Assim, estes parâmetros se mantêm conforme o exemplo anterior (cálculo por Ziegler-Nichols):  $a = 0,2$  e  $L = 0,8$ .

Com base na tabela 4, os ganhos pelo método CHR - Resposta à Perturbação para um controlador PID são calculados:

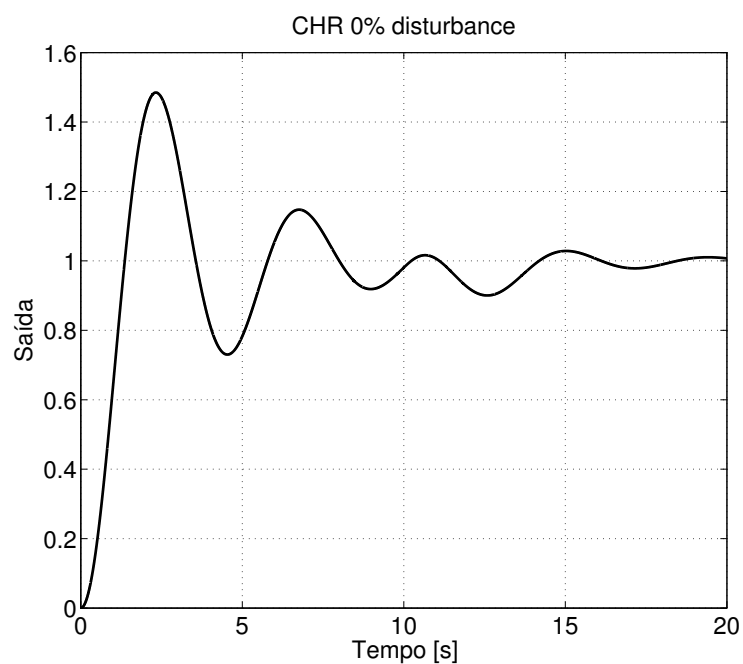
$$k_p = \frac{0,95}{a} = \frac{0,95}{0,2} = 4,75$$

$$k_i = 2,4L = 1,92$$

$$k_d = 0,42L = 0,42 \cdot 0,8 = 0,336.$$

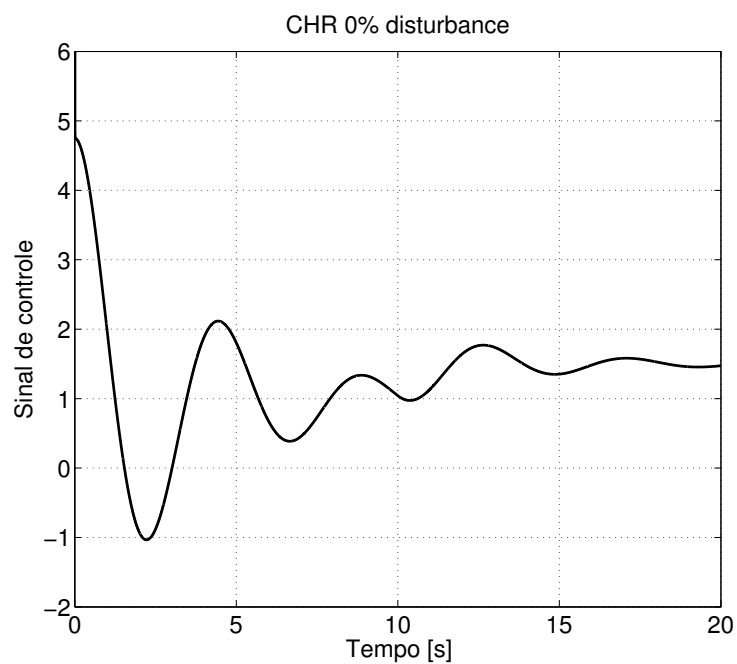
A Figura 44 mostra a resposta do sistema com os ganhos calculados acima. A Figura 45 mostra a saída do controlador PID.

Figura 44 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador PID com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).

Figura 45 – Saída do controlador PID para sistema de terceira ordem com ajuste CHR - Resposta à Perturbação



Fonte: O Autor (2016).



### 3.3.4 Ajuste por ADRC

Considerando-se os métodos utilizados até agora, o que apresentou melhor desempenho foi o CHR - Resposta à Referência, o qual apresentou tempo de estabilização em torno de 9 segundos. Com o objetivo de demonstrar que o método ADRC é capaz de superar o desempenho do controle PID (independente do método de ajuste selecionado), os seguintes parâmetros foram escolhidos:

$$k_1 = \omega_c^3 = 1$$

$$k_2 = 3\omega_c^2 = 3$$

$$k_3 = 3\omega_c = 3.$$

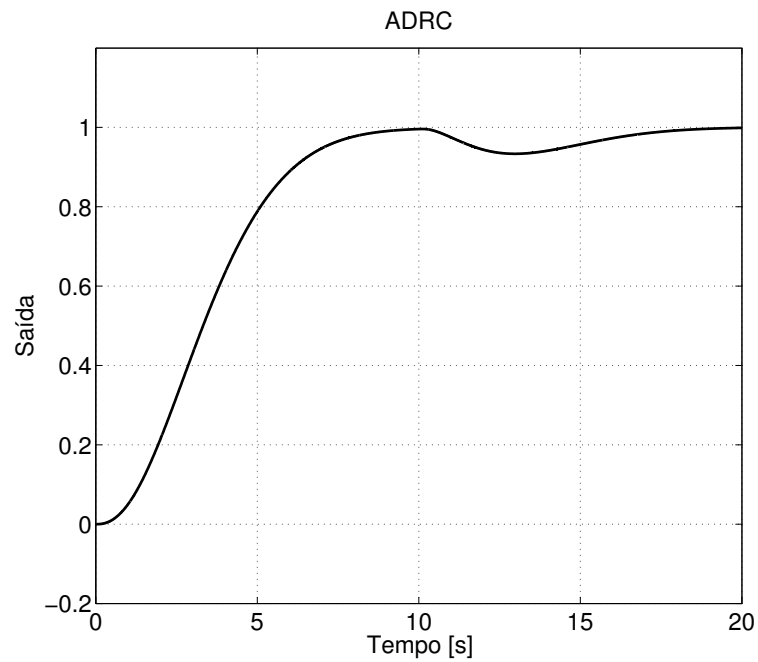
A largura de banda do observador é definida como dez vezes maior do que a largura de banda desejada em malha fechada:

$$\omega_0 = 10\omega_c = 10.$$

Assim, tem-se os ganhos do observador, calculados baseados em  $\omega_0$ .

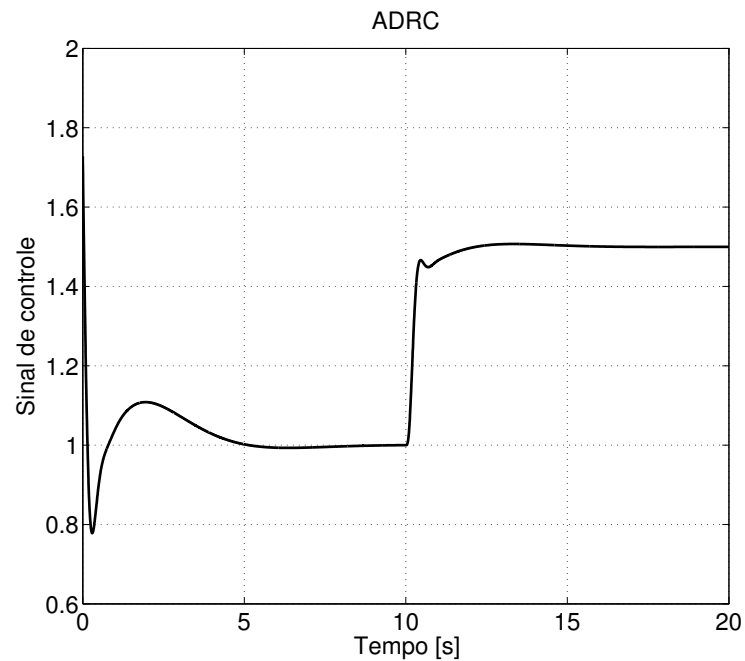
A Figura 48 mostra a resposta do sistema com o controlador ADRC implementado com os ganhos calculados. A Figura 47 mostra a saída do controlador ADRC nesta situação.

Figura 46 – Resposta do sistema de terceira ordem com controlador ADRC



Fonte: O Autor (2016).

Figura 47 – Saída do controlador ADRC para sistema de terceira ordem

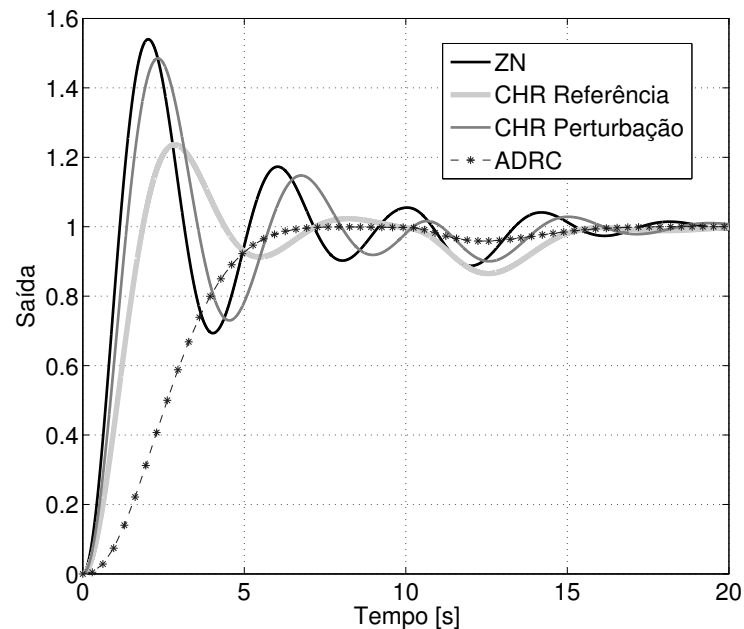


Fonte: O Autor (2016).

A Figura 48 mostra a saída do sistema com controlador PID e ADRC, possibilitando uma comparação dos métodos. Considerando o controle PID, o método de ajuste Ziegler-Nichols possui um *overshoot* levemente superior ao método CHR - Resposta à

Perturbação e um consideravelmente maior do que o método CHR - Resposta à Referência. Similarmente ao sistema de segunda ordem criticamente amortecido, o tempo de acomodação no método CHR - Resposta à Referência é inferior aos outros dois métodos, novamente evidenciando uma resposta muito superior deste método. O controle ADRC apresenta um tempo de acomodação menor do que o controle PID, independente do método de ajuste, sem apresentar *overshoot*. A rejeição à perturbação do método ADRC é muito superior à rejeição realizada pelo controlador PID, independente do método de ajuste escolhido. Mais uma vez o controle ADRC apresenta-se muito superior ao controle PID.

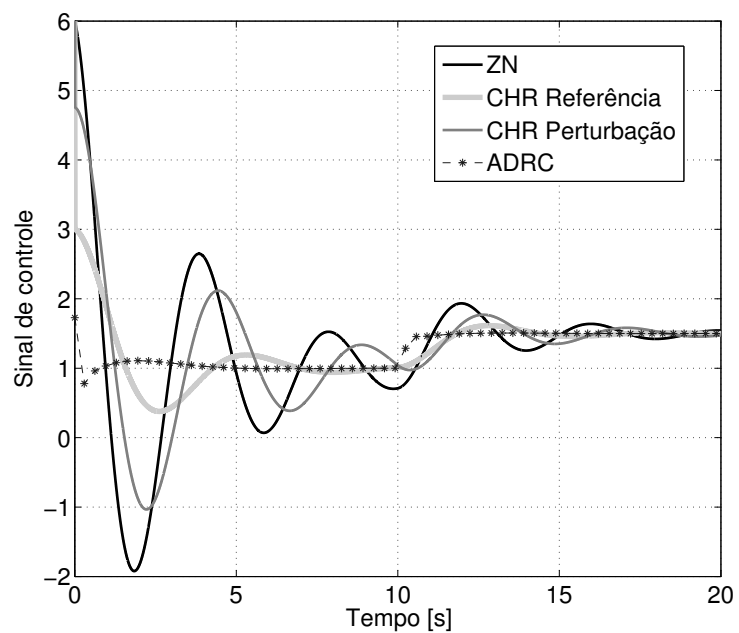
Figura 48 – Resposta do sistema de terceira ordem com controladores PID e ADRC



Fonte: O Autor (2016).

A Figura 49 mostra o sinal de controle na saída de cada um dos controladores utilizados (PID e ADRC). O valor máximo do sinal de controle do ADRC é consideravelmente inferior ao dos outros controles, bem como a variação apresentada pelo valor do sinal.

Figura 49 – Saídas dos controladores PID e ADRC para sistema de terceira ordem



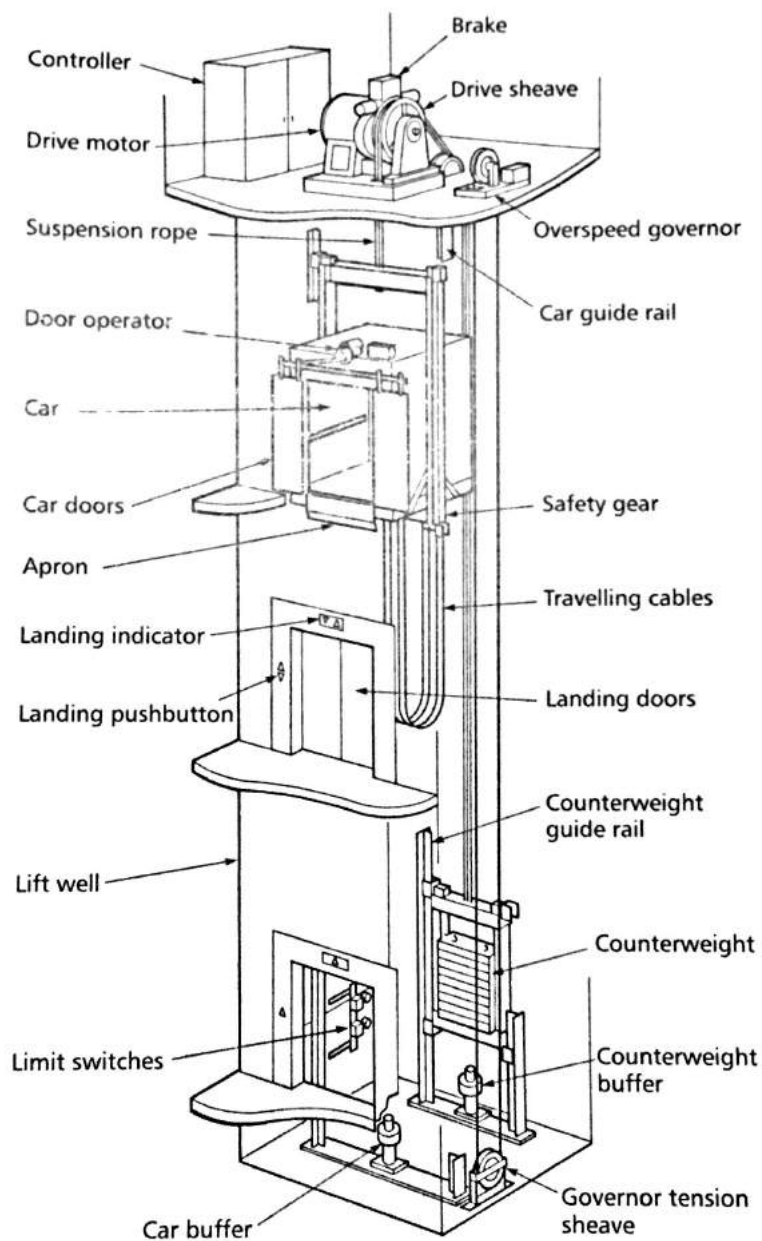
Fonte: O Autor (2016).

## 4 Modelagem Matemática de Elevadores

### 4.1 Conceitos de Elevadores

Os principais componentes de um elevador são (CIBSE, 2005): sistema motriz principal (máquina de tração), cabina, contrapeso, guias, entradas, aparelho de segurança e regulador de velocidade, cabos de aço e sinalizações (botões e indicadores). A Figura 50 indica os principais componentes de um elevador.

Figura 50 – Elevador de tração - principais componentes

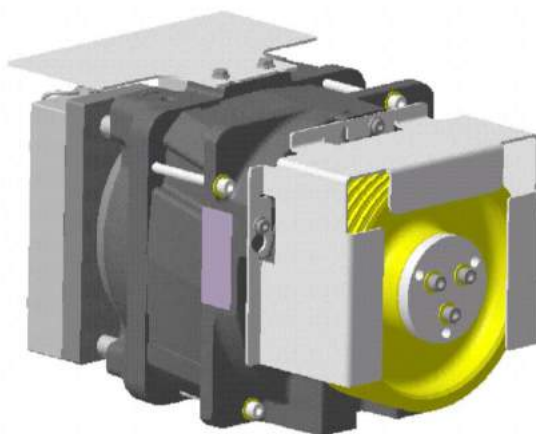


(CIBSE, 2005)

(CIBSE, 2005) descreve alguns dos principais componentes do elevador:

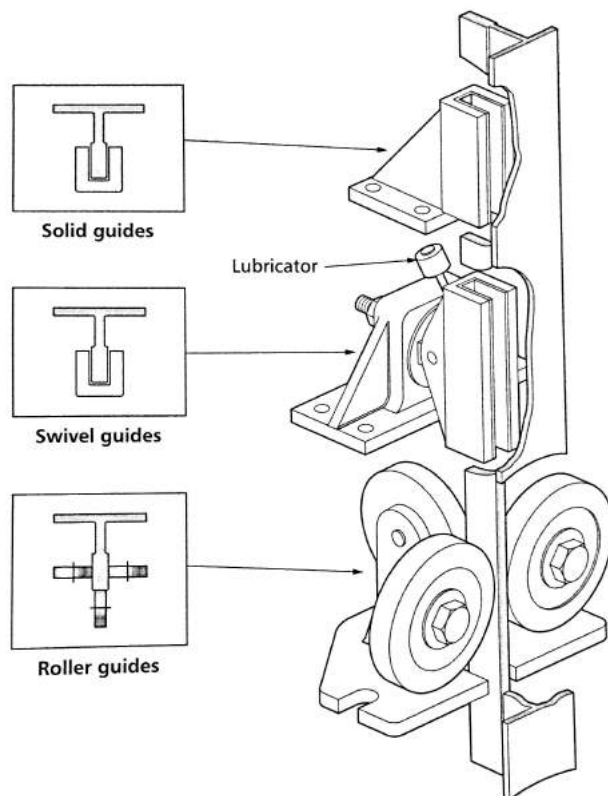
- Máquinas *gearless* (sem engrenagem): o conjunto contempla um motor, polia de tração, freio, rolamentos de suporte e base de máquina. A potência demandada pelo motor é transmitida diretamente à polia de tração, a qual é localizada no mesmo eixo do motor. Assim, a polia rotaciona na mesma velocidade do motor. O eixo principal é apoiado em dois grandes rolamentos. O freio é utilizado somente para parada de emergência ou quando a cabina está parada, para travar a posição da mesma durante carga e descarga.

Figura 51 – Máquina de tração *gearless*



- Quadro de comando: contém o equipamento necessário para controlar e monitorar a operação do elevador (inversor de frequência, sistema de controle, etc).
- Guias: são utilizadas tanto na cabina quanto no contrapeso, asseguram uma viagem em direção vertical uniforme. A posição e alinhamento das guias é muito importante e, com exceção do inversor de frequência, é o componente que mais influencia na qualidade de viagem. Guias com seção "T" são utilizadas quase que exclusivamente. O tamanho das guias varia de acordo com a força que é aplicada nelas. Durante a viagem, forças relativamente baixas são aplicadas às guias; durante carga e descarga, no entanto, elas sofrem uma carga muito maior, a qual pode produzir movimento de torção nas guias.
- Corrediças: a cabina e o contrapeso são equipados com corrediças. Na sua forma mais simples, pode ser de plástico, aço, ferro ou bronze, deslizando na superfície das guias. Em altas velocidades, corrediças de rolo são utilizadas (com polias e rolamentos). A Fig. 52 mostra os diferentes tipos existentes.
- Contrapeso: fornece tração entre os cabos e a polia de tração, balanceando o peso da cabina com 50% de ocupação (normalmente este percentual pode variar entre

Figura 52 – Tipos de corrediças

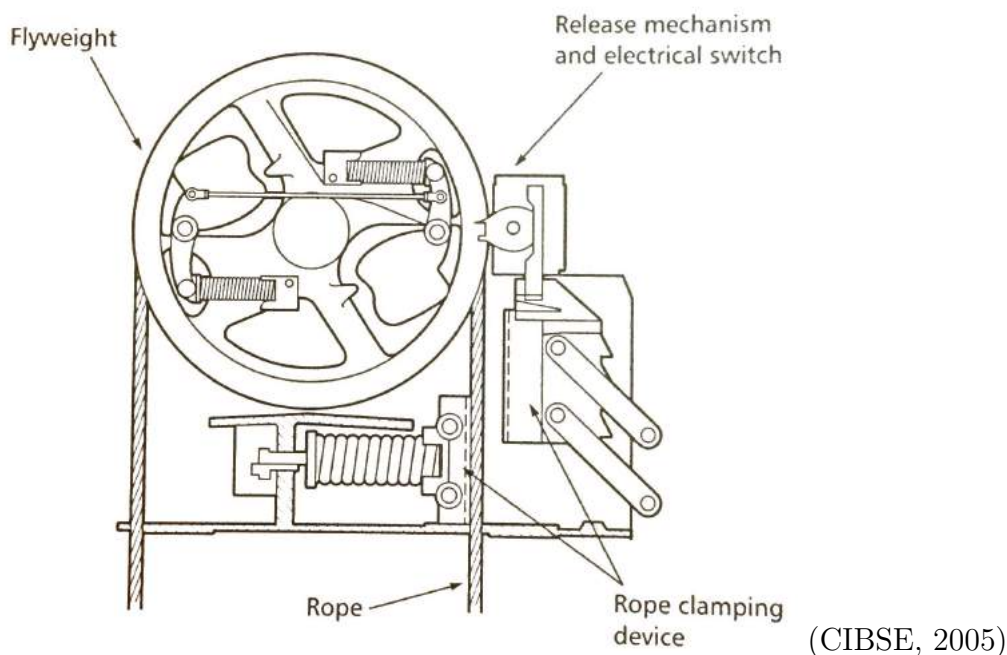


(CIBSE, 2005)

40% e 50%). A massa do contrapeso é formada por pequenos pesos, de aço, ferro ou concreto. A estrutura do contrapeso deve ser construída de modo que evite distorção, devendo ser posicionada na parte central das guias de contrapeso, assegurando que as corrediças são submetidas ao mínimo esforço, ou seja, mínimo desgaste.

- Operador de porta: sua função é abrir e fechar as portas do elevador de modo seguro e rápido. Diversos métodos podem ser utilizados, porém o mais comum é um operador de porta elétrico montado na parte superior da cabina, de modo que quando a cabina se aproxima de um pavimento um dispositivo mecânico acopla a porta da cabina à porta de pavimento. Um motor é acionado, acelerando as portas de zero até a velocidade nominal e voltando a zero, de modo suave e silencioso.
- Limitador de velocidade: seu propósito é travar e segurar seu cabo de aço com uma força predeterminada no evento de cabina ou contrapeso descendo acima de uma velocidade específica. O cabo, quando travado, aciona o aparelho de segurança do elevador (detalhado a seguir). A Fig. 53 detalha este componente.
- Aparelho de segurança: termo que designa dispositivo mecânico de aperto localizado na cabina e, em alguns casos, no contrapeso, cuja função é agarrar-se às guias para prevenir descida descontrolada da cabina. Sua ativação sempre deve ser mecânica, não podendo ser acionado por circuito elétrico. A ação de travamento pode ser

Figura 53 – Limitador de velocidade

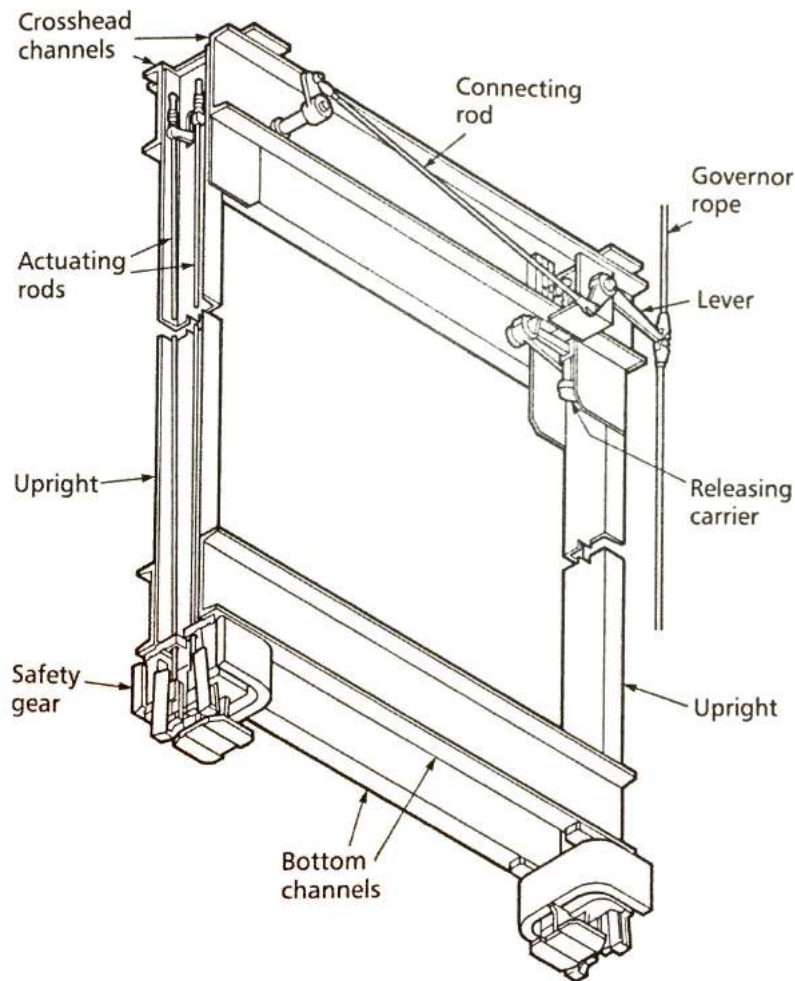


instantânea, para baixa velocidade, ou progressiva, para velocidades maiores. A Fig. 54 detalha uma estrutura de cabina com um aparelho de segurança localizado na parte inferior.

- Cabo de tração: cabos de aço são de construção padrão, cada cabo consistindo de um número de fios. Força e flexibilidade são as propriedades mais importantes. A força é obtida através do uso de aço com carbono, enquanto que a flexibilidade é obtida através da disposição dos fios que formam o cabo (há diversos modos de configurar o cabo). A Fig. 55 detalha alguns modos diferentes de configuração.
- Sistema de tração: há diversos sistemas de tração, a seleção deve ser realizada de acordo com cada situação particular (posição da máquina, espaço disponível, carga, velocidade). A máquina de tração pode estar posicionada na parte superior ou inferior da caixa de corrida, no entanto o sistema de tração com melhor desempenho e mais simples de ser formatado é com a máquina instalada na parte superior da caixa de corrida (aumenta a vida útil do cabo, menor custo de material, menor consumo de energia, menos carga estrutural). O sistema de tração mais simples é o 1:1, no qual os cabos passam acima da polia de tração e são fixados na cabina e no contrapeso (Fig. 56 a). Em um sistema de tração 2:1, a cabina viaja 0,5 metro para cada metro de cabo de tração passando acima da polia de tração. Isto significa que a velocidade da cabina é metade da velocidade da máquina de tração. Ao reduzir a velocidade pela metade, a carga acionada pela máquina pode ser dobrada. Além disso, a carga sobre o eixo da máquina de tração é efetivamente reduzida pela metade, pois metade das massas de cabina e contrapeso são suportadas pela estrutura

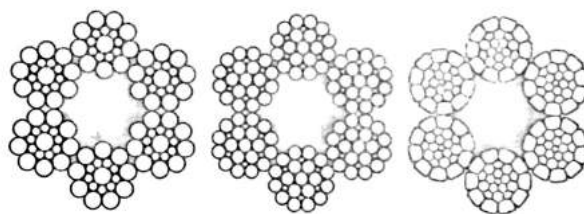


Figura 54 – Estrutura de cabina com aparelho de segurança na parte inferior



(CIBSE, 2005)

Figura 55 – Configurações de cabos de aço



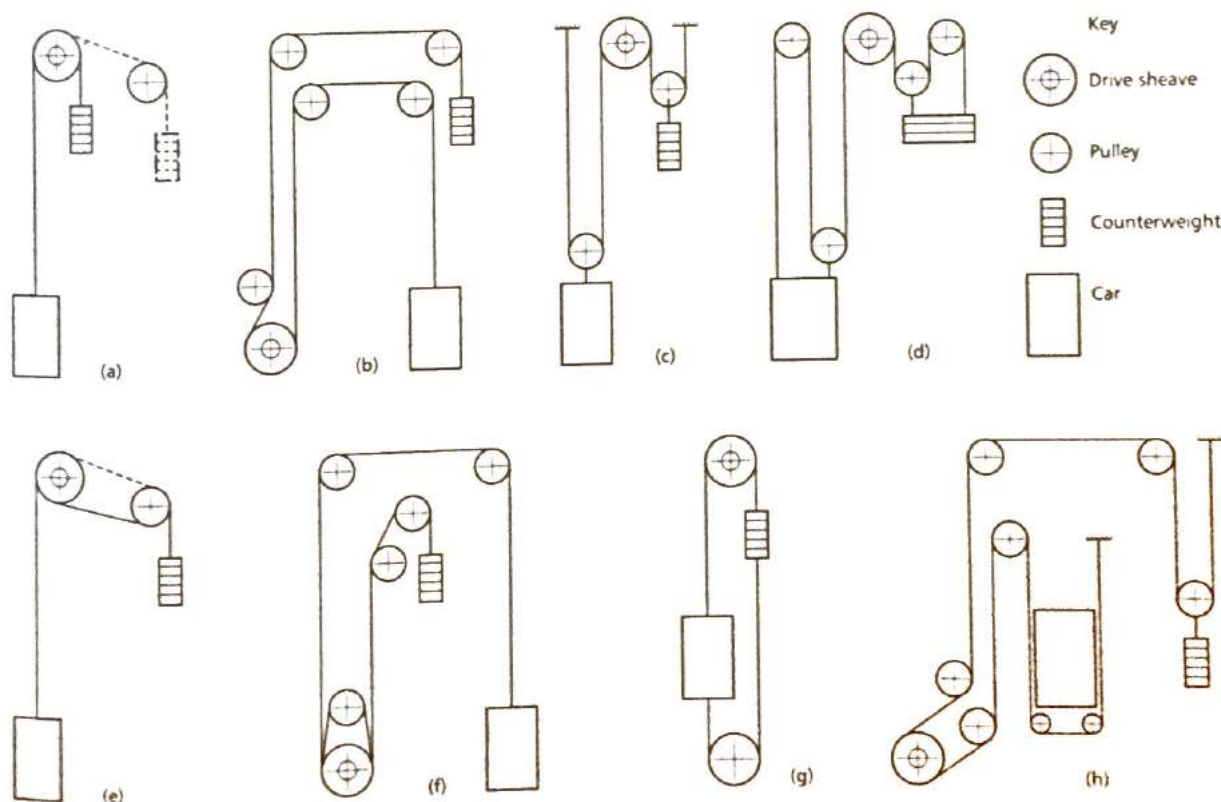
(CIBSE, 2005)

do edifício (demonstrado na Fig. 56 c). A redução na carga carregada pelos cabos de tração reduz a pressão exercida neles, possibilitando uma redução no número de cabos utilizados.

## 4.2 Modelagem de Elevadores

Elevadores são sistemas eletromecânicos utilizados para realizar transporte vertical. O tipo de elevador considerado neste projeto será de tração com motor elétrico (PMSM) e máquina sem engrenagem, com sistema de tração 2:1.

Figura 56 – Sistemas de tração



(CIBSE, 2005)

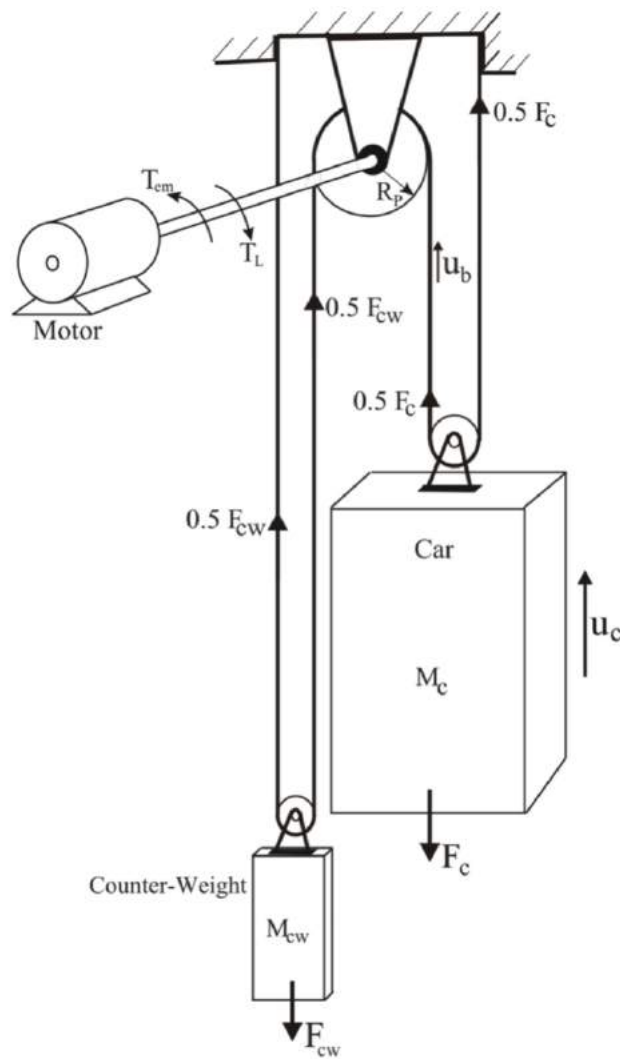
O eixo do motor da máquina de tração é acoplado à polia de tração, a qual é responsável por tracionar todo o sistema mecânico (o qual pode ser considerado como a carga do sistema).

Os cabos de tração passam pela polia e interligam a cabina, de um lado, ao contrapeso, de outro. A massa do contrapeso é definida de modo que o sistema fique equilibrado quando a cabina estiver com 50% de sua capacidade ocupada (por exemplo, em uma cabina de 8 passageiros, a massa do contrapeso será igual à massa da cabina com 4 passageiros).

O sistema de tração 2:1 é implementado através do uso de polias móveis. Na Figura 57, pode-se observar polias móveis posicionadas na parte superior da cabina e do contrapeso, portanto os cabos de tração passam pelas polias de tração (da cabina e do contrapeso) e são chumbados no topo da caixa de corrida, ou seja, no piso da casa de máquinas. Com a aplicação deste sistema de tração, a velocidade da cabina é reduzida à metade da velocidade do cabo de tração. Em contrapartida, a carga nos cabos e na polia da máquina de tração é reduzida pela metade. Concluindo, o efeito deste sistema sobre a máquina de tração é:

- a carga sobre o eixo é reduzida em 50%;
- a velocidade de rotação da polia é o dobro da velocidade da cabina.

Figura 57 – Modelo de elevador



(FORD, 2012)

A equação do sistema completo, visto a partir do motor, é (NIKANDER, 2009) e (FORD, 2012)

$$T_E = J_{Eq}(p) \frac{d\omega_m}{dt} + F(p)\omega_m + T_L(p) \quad (4.1)$$

onde

$T_E$  é o torque a ser aplicado pelo motor

$J_{Eq}(p)$  é o momento de inércia do motor

$\omega_m$  é a velocidade angular do rotor

$F(p)$  é o coeficiente de atrito do motor

$T_L(p)$  é o torque que a carga exerce no eixo da máquina  
ou seja, o torque a ser aplicado pelo motor depende de três fatores:

- do torque resultante da carga;
- do atrito do motor (este fator aumenta proporcionalmente com a velocidade de rotação);
- do momento de inércia do motor (este fator aumenta proporcionalmente com a aceleração do motor).

Todas estas variáveis possuem relações não lineares com a posição  $p$  do elevador na caixa de corrida. Estas não linearidades são advindas principalmente do peso dos cabos de tração e das irregularidades das guias de cabina e contrapeso. Estas não linearidades justificam a implementação de um controle do tipo ADRC, visto que elas são canceladas pela estimação ativa de perturbações realizada pelo controlador.

Ignorando as dependências não lineares em  $p$ , o sistema pode ser escrito na forma linear em espaço de estados,

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{F}{J_{Eq}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{Eq}} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J_{Eq}} \end{bmatrix} T_L \quad (4.2)$$

onde  $u = T_E$  é a entrada do sistema, e  $x_1$  é a posição angular e  $x_2$  a velocidade de rotação do motor.

O torque da carga é definido por:

$$T_L = R_P F_L + J_P \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4.3)$$

onde

$R_P$  é o raio da polia de tração

$F_L$  é a força na polia de tração exercida pela carga

$J_P$  é o momento de inércia da polia de tração.

A definição da força na polia de tração varia de acordo com o sentido de deslocamento da cabina. Quando a cabina está subindo, a força na polia de tração é definida por:

$$F_L = \frac{1}{2} [g(m_c - m_{cp}) + m_c \frac{dV_C}{dt}] \quad (4.4)$$

onde

$g$  é a força da gravidade

$m_c$  é a massa total da cabina (cabina e passageiros)

$m_{cp}$  é a massa do contrapeso

$V_C$  é a velocidade de deslocamento da cabina.

Esta força é definida por dois fatores: a força da atuação da gravidade na carga e a inércia da cabina, portanto também pode ser definida por:

$$F_L = F_{Lg} + J_C \quad (4.5)$$

A força da atuação da gravidade é:

$$F_{Lg} = \frac{1}{2}g(m_c - m_{cp}) \quad (4.6)$$

e a inércia da cabina é:

$$J_C = \frac{1}{2}m_c \frac{dV_C}{dt} \quad (4.7)$$

No sistema de tração 2:1, conforme detalhado anteriormente, a velocidade da cabina é metade da velocidade dos cabos de tração, devido às polias móveis da cabina. Assim,

$$V_C = \frac{1}{2}V_P = \frac{1}{2}R_P\omega_m \quad (4.8)$$

e

$$J_C = \frac{1}{2}m_c \frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{4}R_P m_c \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (4.9)$$

A partir destas definições, a equação 4.5 pode ser reescrita:

$$F_L = \frac{1}{2}g(m_c - m_{cp}) + \frac{1}{4}R_P m_c \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (4.10)$$

Substituindo a equação 4.10 na equação 4.3, obtém-se a nova definição do torque exercido pela carga:

$$T_L = \frac{1}{2}R_P g(m_c - m_{cp}) + \frac{1}{4}R_P^2 m_c \frac{d\omega_m}{dt} + J_P \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (4.11)$$

Esta equação é válida para a cabina subindo, conforme abordado anteriormente. Para a cabina descendo, a equação do torque exercido pela carga é similar à equação 4.11, porém alterando a influência da massa da cabina pela massa do contrapeso:

$$T_L = \frac{1}{2}R_P g(m_{cp} - m_c) + \frac{1}{4}R_P^2 m_{cp} \frac{d\omega_m}{dt} + J_P \frac{d\omega_m}{dt}. \quad (4.12)$$

Com esta definição para o torque exercido pela carga, pode-se substituir a equação 4.11 na equação 4.1, obtendo a equação do sistema completo:

$$T_E = (J_M + \frac{1}{4}R_P^2 m_c + J_P) \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m + \frac{1}{2}R_P g(m_c - m_{cp}) \quad (4.13)$$

ou

$$T_E = J_{Eq} \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m + T_{Lg} \quad (4.14)$$

onde o momento de inércia equivalente é descrito por

$$J_{Eq} = J_M + \frac{1}{4}R_P^2 m_c \quad (4.15)$$

e o torque exercido pela carga devido à gravidade é

$$T_{Lg} = \frac{1}{2}R_P g(m_c - m_{cp}) \quad (4.16)$$

### 4.3 Acionamento de Motores Aplicados a Elevadores

Elevadores possuem características de movimentação particulares à sua aplicação, tais como:

- o jerk não pode exceder certo limite, caso contrário pode causar sensação de incômodo nos passageiros;
- a parada do elevador deve ser precisa, caso contrário a cabina pode ficar desnivelada em relação ao pavimento, formando um degrau que pode ser prejudicial aos passageiros, entre outros.

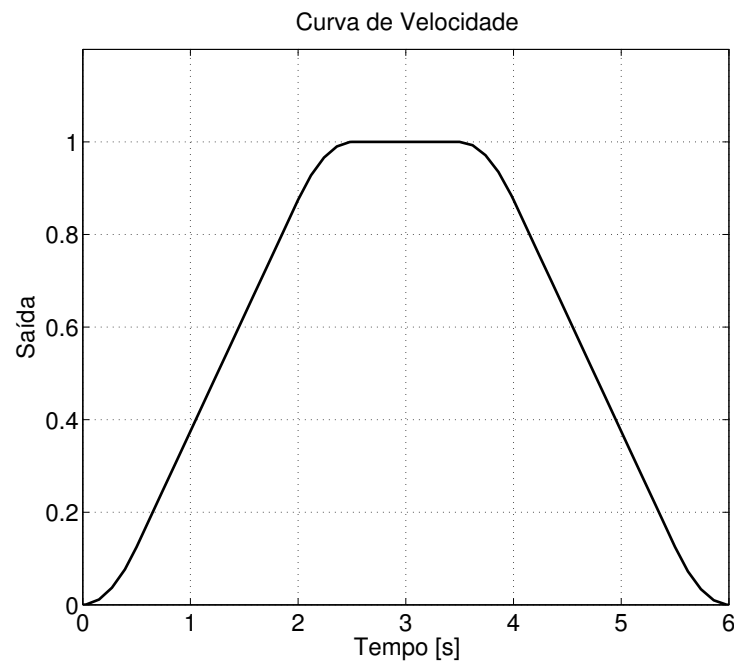
Assim, o controle do acionamento de motores para esta aplicação deve ser implementado de forma que atenda aos requisitos acima.

Quando é realizada uma chamada no elevador, o módulo de controle principal analisa a distância que será percorrida entre os pavimentos e define, de acordo com rotinas padrões, uma curva S de velocidade, conforme exemplos a seguir. Esta curva de velocidade

é enviada para o controlador do inversor, portanto será o dado de entrada para este projeto. A seguir, são apresentados dois exemplos de curva S padrões:

1. Chamada de um pavimento para outro adjacente (percurso típico de 3 a 4 metros)  
- Fig. 58.

Figura 58 – Curva S de velocidade para viagem típica entre andares adjacentes



Fonte: O Autor (2016).

2. Chamada do pavimento 1 para pavimento 5 (percurso típico em torno de 12 metros)  
- Fig. 59.

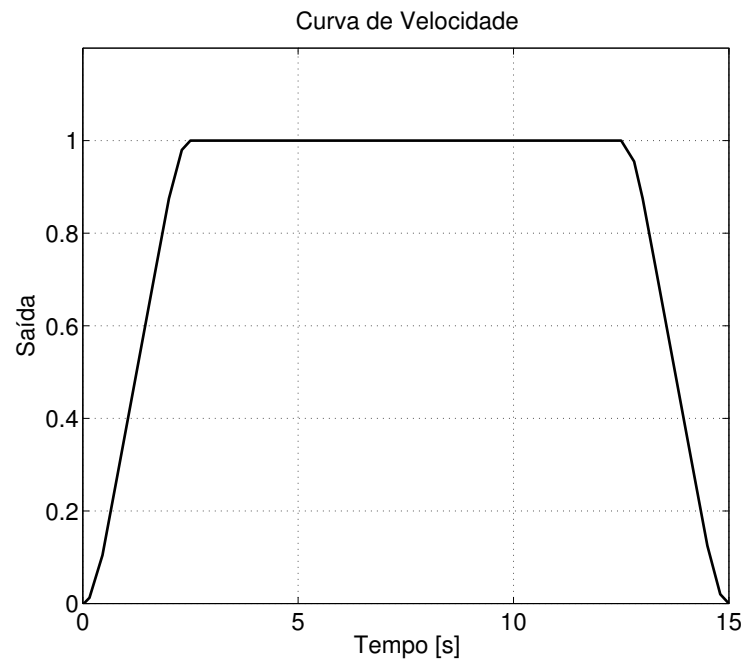
O diagrama de blocos do elevador, contemplando o controle de motor utilizado neste projeto, está demonstrado na Figura 60.

A curva S de referência, conforme comentado anteriormente, é proveniente do módulo controlador principal do elevador, de acordo com a viagem a ser realizada.

O bloco do controlador será abordado em maiores detalhes mais adiante, porém é importante ressaltar que suas entradas são: curva S de referência, ângulo do rotor do motor (através da leitura do encoder absoluto posicionado no eixo do motor) e corrente do motor. A saída deste bloco é o nível de tensão (sinal de controle) que deve ser aplicado nos enrolamentos trifásicos do motor.

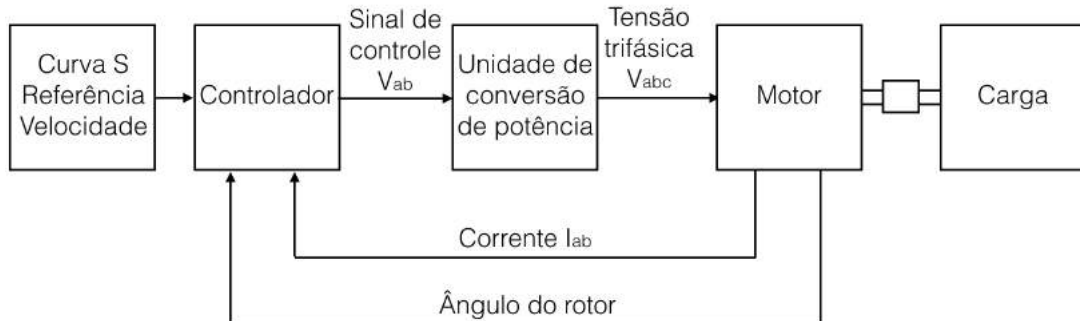
O bloco Unidade de Conversão de Potência contempla a geração dos pulsos de PWM (*Pulse Width Modulation*), bem como os componentes de potência (IGBTs, drivers, etc). Este bloco é responsável por transformar o sinal de controle que vem do controlador (tensão a ser aplicada no motor) em sinal de potência.

Figura 59 – Curva S de velocidade para percurso típico em torno de 12 metros



Fonte: O Autor (2016).

Figura 60 – Diagrama de blocos do elevador



Fonte: O Autor (2016).

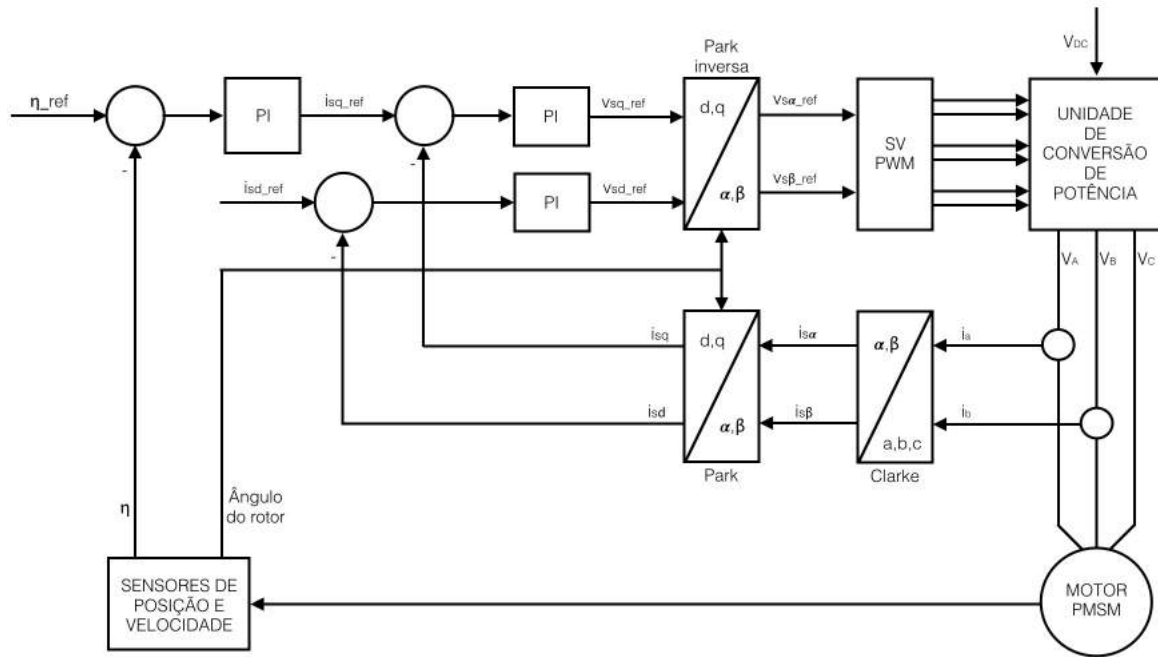
Os blocos do motor e da carga são referentes à máquina de tração do elevador. A polia de tração, equivalente à carga do sistema, está acoplada diretamente ao eixo do motor, visto que a máquina utilizada é do tipo *gearless* (sem engrenagem, ou seja, sem redutor).

O bloco do controlador está detalhado na Figura 61.

O primeiro controlador PI é referente ao laço de controle de velocidade. O sinal de erro é gerado a partir da diferença entre a velocidade desejada (proveniente da curva S gerada pelo controlador principal do elevador) e a velocidade real, medida através do encoder acoplado ao eixo do motor (o encoder informa a posição, portanto a velocidade é obtida através da derivada deste sinal). A saída deste controlador é a corrente  $i_{qs}$  (corrente em quadratura do estator). Conforme abordado anteriormente, de acordo com a equação



Figura 61 – Diagrama de blocos do controlador



Fonte: O Autor (2016).

2.2, somente a parcela da corrente do eixo  $q$  gera torque, portanto o controlador deve maximizar a corrente  $i_{qs}$  e minimizar a corrente  $i_{ds}$ , obtendo maior eficiência na geração de torque.

Os outros dois controladores PI são referentes ao laço de realimentação de corrente: um deles controla a corrente  $i_{qs}$  e o outro controla a corrente  $i_{ds}$ . A corrente  $i_{qs}$  de referência é proveniente do controlador PI de velocidade, enquanto que a corrente  $i_{ds}$  de referência é igual a zero (esta definição provém da técnica de controle adotada, conforme abordado anteriormente). O valor das correntes  $i_{qs}$  e  $i_{ds}$  reais é obtido após a aplicação das transformadas Clarke e Park nas correntes lidas no motor, através de sensor de efeito Hall. Os sensores Hall monitoram as correntes  $i_a$  e  $i_b$ , enquanto que a corrente  $i_c$  é obtida matematicamente, conforme abaixo:

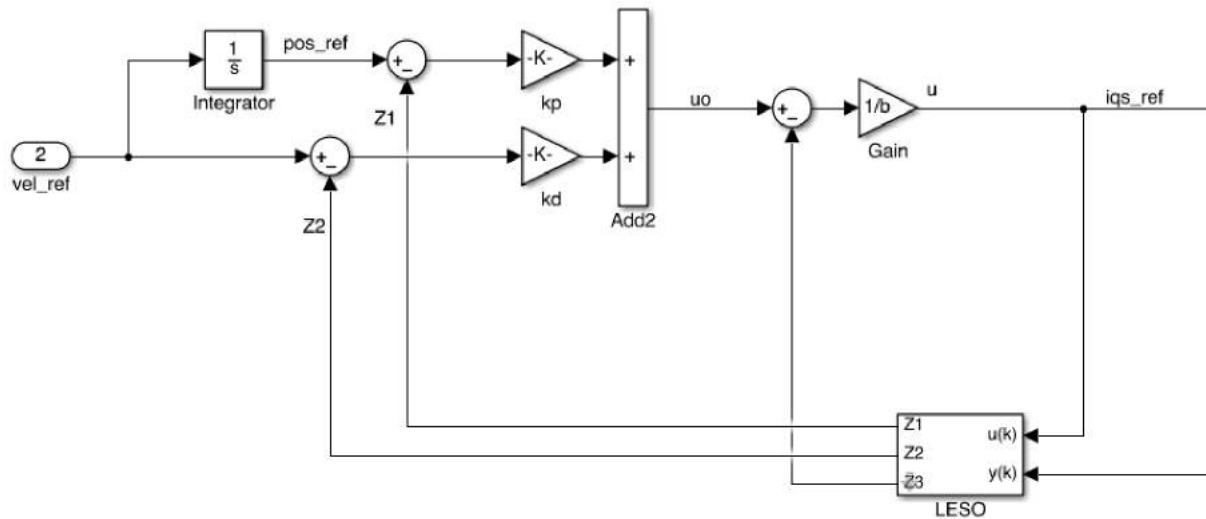
$$i_a + i_b + i_c = 0 \rightarrow i_c = -i_a - i_b. \quad (4.17)$$

A saída destes dois controladores PI é o sinal de controle referente à tensão que deve ser aplicada no motor (tensão no eixo  $dq$ ). Após a aplicação das transformadas inversas de Park e Clarke obtém-se, então, os sinais de saída do controlador, ou seja, o sinal de controle do nível de tensão que deve ser aplicado nos terminais do motor.

### 4.3.1 Acionamento com controle ADRC

Para a aplicação do controle por ADRC, o primeiro controlador PI, referente ao laço de realimentação de velocidade, é substituído pelo controlador ADRC. O diagrama em blocos desta substituição está demonstrado na Figura 62.

Figura 62 – Diagrama de blocos do controlador ADRC



Fonte: O Autor (2016).

Os sinais  $z_1$  e  $z_2$  do observador (posição estimada e velocidade estimada) são comparados com as referências para gerar o sinal de erro e calcular a lei de controle  $u_0$ . Subtrai-se de  $u_0$  o estado  $z_3$  do observador (perturbação total estimada) e escala-se o resultado dividindo-se por  $b$ , obtendo-se assim o valor de  $i_{qsref}$ .

Conforme abordado anteriormente, o estado  $z_3$  estima a perturbação total da planta, previamente determinada por  $\ddot{y} = f(\dot{y}, y, d, t)$ ; é importante ressaltar que esta função, implementada como um estado aumentado do sistema, engloba não só as perturbações externas, mas também toda a dinâmica interna da planta. A estimação desta perturbação total permite ao controlador lidar com as diversas não linearidades do sistema, advindas do peso dos cabos de tração, imperfeições nas guias de cabina e contra-peso, vibrações mecânicas inerentes ao sistema, frequências ressonantes, etc; o controlador estima e rejeita a perturbação total ativamente, constantemente.

## 5 Implementação

A proposta do projeto é a implementação de controle ADRC em laboratório, utilizando uma máquina de tração com motor de ímãs permanentes a vazio. O resultado será avaliado através da análise das curvas de velocidade lidas do encoder acoplado ao eixo do motor, validando a técnica de controle implementada. A aplicação da técnica de ADRC é realizada no laço de realimentação de velocidade, ou seja, ao invés de utilizar o controlador PI atual, se utiliza um controle ADRC.

### 5.1 Lei de Controle

Conforme abordado anteriormente, a entrada do sistema na técnica ADRC é calculada a partir de

$$u = \frac{-z_3 + u_0}{b}.$$

A lei de controle utilizada para calcular  $u_0$  é a lei de controle proporcional-derivativa, comumente utilizada

$$u_0 = k_p(r_p - z_1) + k_d(r_v - z_2).$$

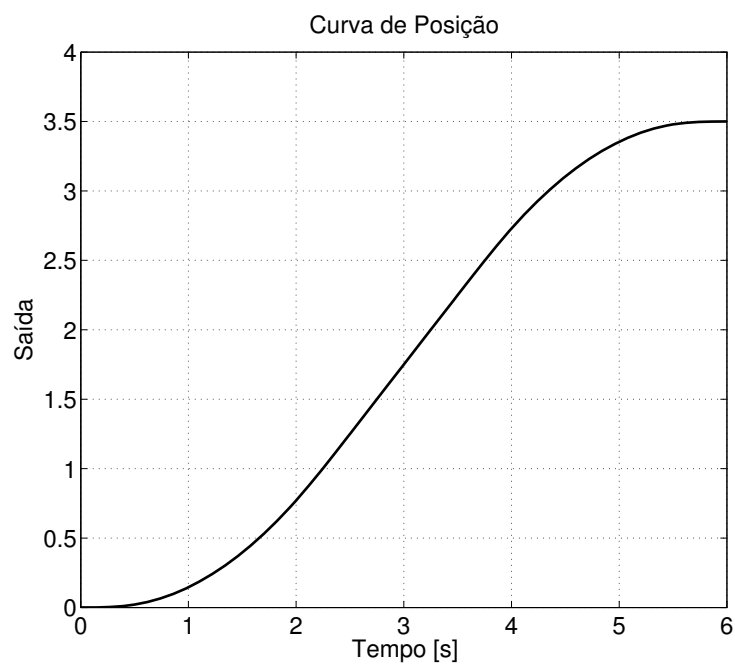
onde  $r_p$  é a referência de posição e  $r_v$  é a referência de velocidade. O controlador PI utilizado atualmente utiliza somente a curva de velocidade como referência, portanto também é necessário obter uma curva de posição para ser utilizada como referência.

A curva de referência de velocidade pode ser integrada e, assim, gerar uma curva de posição. As curvas 63 e 64 são as curvas de posição geradas a partir da integral das curvas de velocidade apresentadas anteriormente (58 e 59).

### 5.2 Parâmetros de Ajuste do Controlador

Os ganhos  $k_p$  e  $k_d$  são calculados através da largura de banda desejada em malha fechada  $\omega_c$ , onde  $k_p = \omega_c^2$  e  $k_d = 2\omega_c$ . Uma vez que a curva padrão de velocidade de um elevador contempla uma frequência fundamental de  $0,5rad/s$ , um  $\omega_c = 10rad/s$  foi projetado para que o seguimento não fosse comprometido. A frequência  $\omega_0$  escolhida para o ajuste do observador foi de  $\omega_0 = 50rad/s$ , ou seja, tal que o mesmo possua uma dinâmica cinco vezes mais rápida que o sistema em malha fechada. Com esta escolha de frequência a resposta do observador foi rápida o suficiente, sem amplificar de forma demasiada os

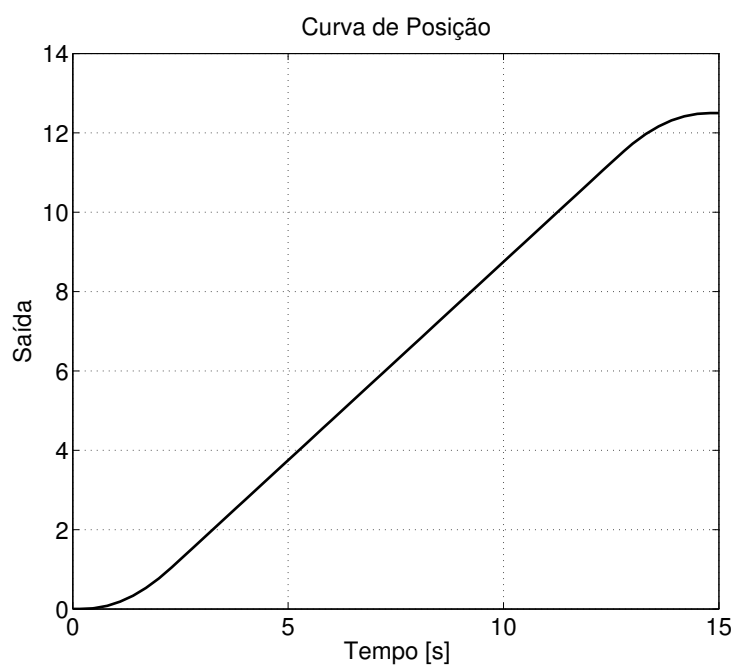
Figura 63 – Curva de posição para viagem típica entre andares adjacentes



Fonte: O Autor (2016).

níveis de ruído. Um ensaio de aceleração resultou na estimação por mínimos quadrados do parâmetro  $b$ , resultando em um valor aproximado de  $b = 1.000$ .

Figura 64 – Curva de posição para percurso típico em torno de 12 metros



Fonte: O Autor (2016).

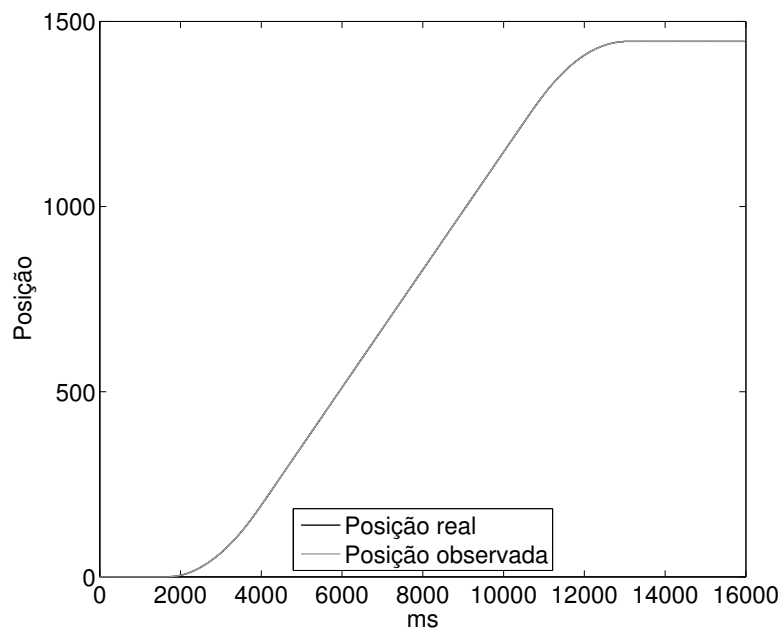
### 5.3 Resultados Experimentais

Para validação do resultado, o controlador foi implementado e testado acionando uma máquina de tração com motor de ímãs permanentes a vazio, seguindo uma curva de velocidade de referência padrão. A curva de velocidade acelera por aproximadamente 3 segundos (mesmo tempo para desaceleração) e mantém a velocidade nominal de 159 rpm por 6 segundos.

O observador de estados linear estendido apresentou resultados extremamente satisfatórios, conforme é demonstrado a seguir. O ajuste realizado (descrito anteriormente) produziu estimativas muito próximas dos valores reais.

A Fig. 65 mostra a curva de posição real e a curva de posição gerada pelo observador (estado  $z_1$ ). É muito difícil conseguir distinguir as duas curvas no gráfico, praticamente não há diferença de valores, mostrando a efetividade de estimação do observador implementado.

Figura 65 – Curva de posição real x curva de posição observada com controle ADRC



Fonte: O Autor (2016).

A Fig. 66 apresenta a curva real de velocidade, lida a partir do encoder acoplado ao eixo do motor, e a curva de velocidade gerada pelo observador de estados (estado  $z_2$ ). Nos momentos de aceleração e desaceleração (rampas de subida e descida da curva) é difícil distinguir as duas curvas, pois os valores estão muito próximos. Durante a velocidade nominal, é possível identificar pequenas diferenças entre a curva real e a curva observada.

A rotação nominal da máquina é 159 rpm. Os valores relativos à rotação real, lidos pelo encoder, variam entre 158 rpm e 160 rpm, mesma faixa de valores fornecidos

pelo observador de estados. A diferença máxima entre os dois valores é uma unidade, portanto a estimativa do observador de estados tem um erro máximo de 0,6%, novamente mostrando a efetividade do observador de estados implementado.

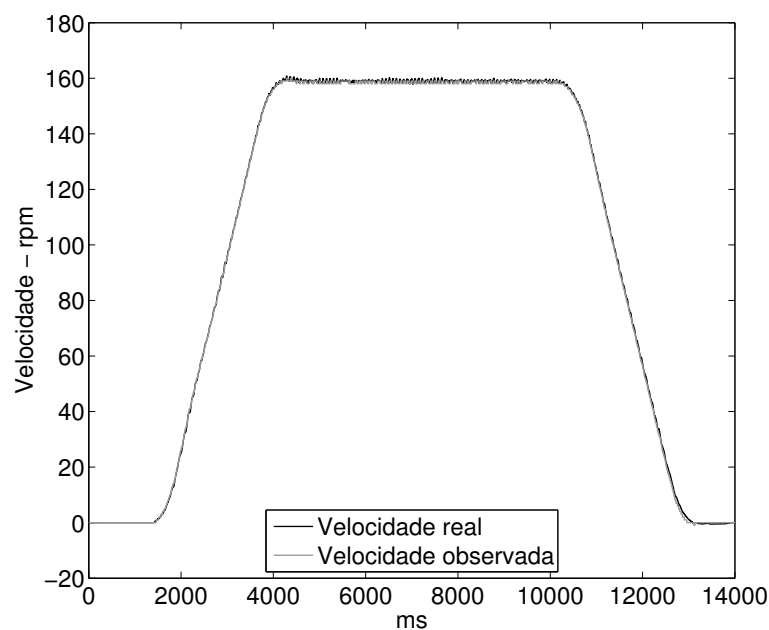
A norma brasileira ABNT NBR 16042: Elevadores elétricos de passageiros - Requisitos de segurança para construção e instalação de elevadores sem casa de máquinas, cita limites de variação de velocidade conforme abaixo:

“A velocidade do carro, [...] excluindo os períodos de aceleração e retardamento, não pode exceder a velocidade nominal em mais de 5%[...]”.

“Considera-se uma boa prática que, nas condições mencionadas, a velocidade não seja menor que um valor 8% abaixo da velocidade nominal”.

Assim, para que o controle seja considerado satisfatório em termos de atendimento à norma, o critério acima é utilizado para avaliação.

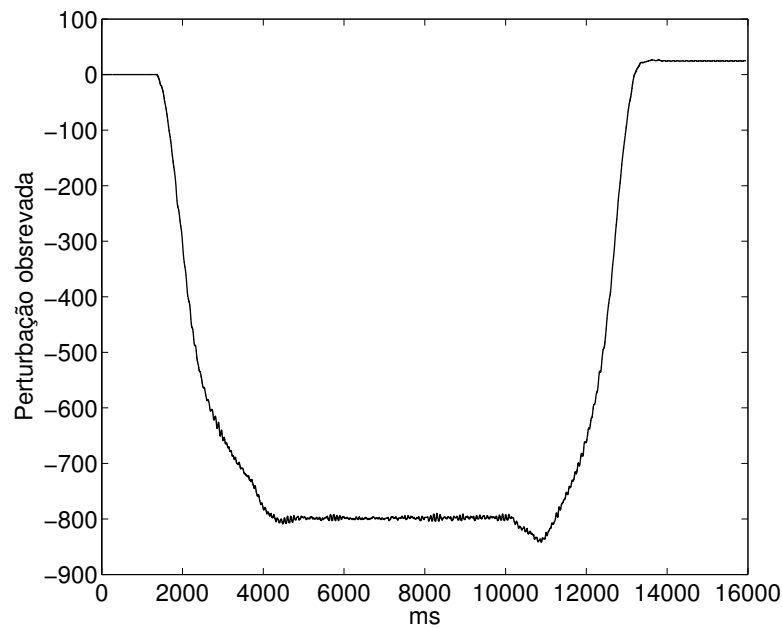
Figura 66 – Curva de velocidade real x curva de velocidade observada com controle ADRC



Fonte: O Autor (2016).

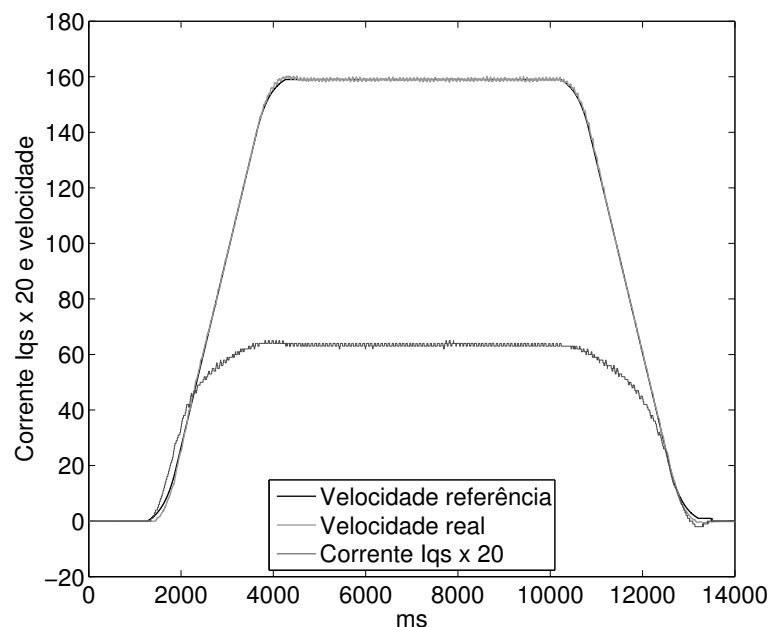
A Fig. 67 apresenta o estado  $z_3$  do observador de estados, ou seja, a perturbação generalizada observada na planta (representada pela equação  $f(y, \dot{y}, d, t)$ ).

A Fig. 68 mostra o controle atuando na prática. É possível visualizar a curva da corrente  $I_{qs}$ , bem como as curvas de velocidade. É importante ressaltar o bom desempenho obtido no seguimento à referência da curva de velocidade, visto que a curva de referência de velocidade e a curva de velocidade real são idênticas na maior parte do tempo.

Figura 67 – Perturbação generalizada -  $f(y, \dot{y}, d, t)$  - observada com controle ADRC

Fonte: O Autor (2016).

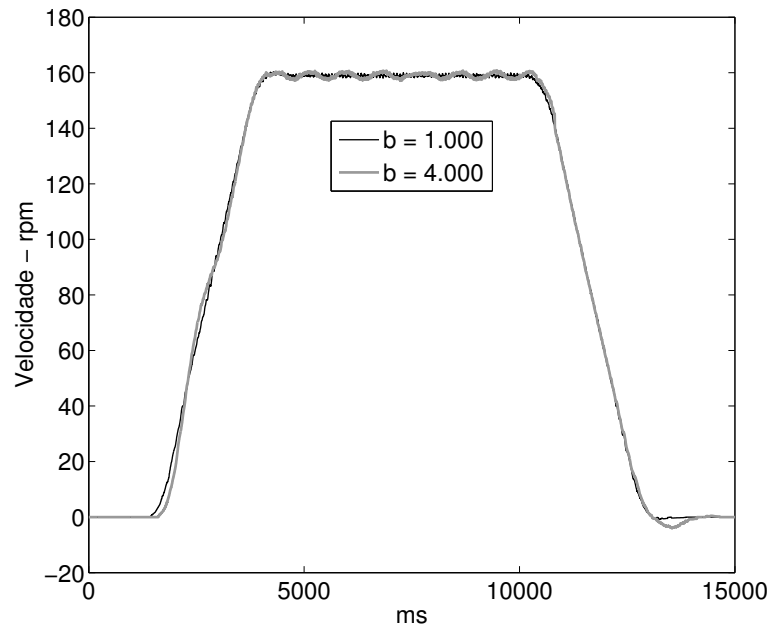
O desempenho do controlador foi satisfatório em termos de atendimento à norma para valores de  $b$  variando de  $b = 1.000$  até  $b = 10.000$  sem alterar os parâmetros  $k_p$  e  $k_d$ , evidenciando a facilidade no ajuste dos ganhos do controlador. À medida que o parâmetro  $b$  é aumentado, a resposta do controlador é mais lenta. Como exemplo a Fig. 69 mostra

Figura 68 – Velocidade padrão, velocidade real e corrente  $I_{qs}$  com controle ADRC

Fonte: O Autor (2016).

as curvas de velocidade real para  $b = 1.000$  e para  $b = 4.000$ , onde se pode notar esta diferença.

Figura 69 – Curva de velocidade para  $b = 1.000$  e para  $b = 4.000$



Fonte: O Autor (2016).

A Fig. 70 mostra as curvas de velocidade referência e velocidade real para um valor de  $b = 6.000$ . A Fig. 71 mostra as curvas de velocidade referência e velocidade real para um valor de  $b = 8.000$ . A Fig. 72 mostra as curvas de velocidade referência e velocidade real para um valor de  $b = 10.000$ .

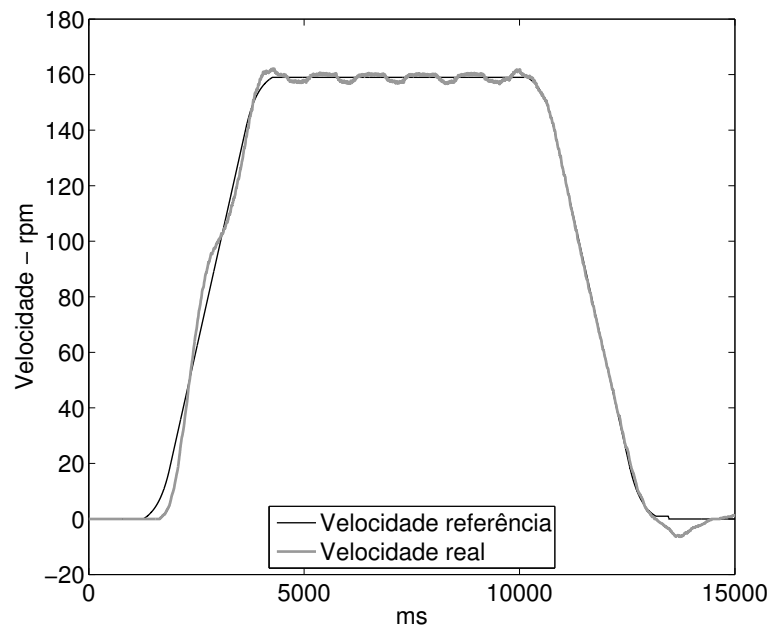
O desempenho do controlador fica mais lento à medida que se aumenta o parâmetro  $b$ , porém todas estas configurações atendem aos requisitos de norma. A situação mais lenta, com  $b = 10.000$ , apresenta uma variação máxima de 4,6% da velocidade nominal real em relação à velocidade nominal referência, ficando dentro do limite de 5% estabelecido pela norma.

A tabela 5 indica a variação máxima de velocidade real em relação à velocidade nominal, descontando-se os períodos de aceleração e desaceleração, conforme instruído pela norma.

Parâmetro $b$	1.000	2.000	3.000	4.000	5.000	6.000	7.000	8.000	9.000	10.000
Varição da velocidade	0,84%	0,93%	0,87%	1,12%	1,40%	1,98%	3,11%	3,96%	4,00%	4,60%

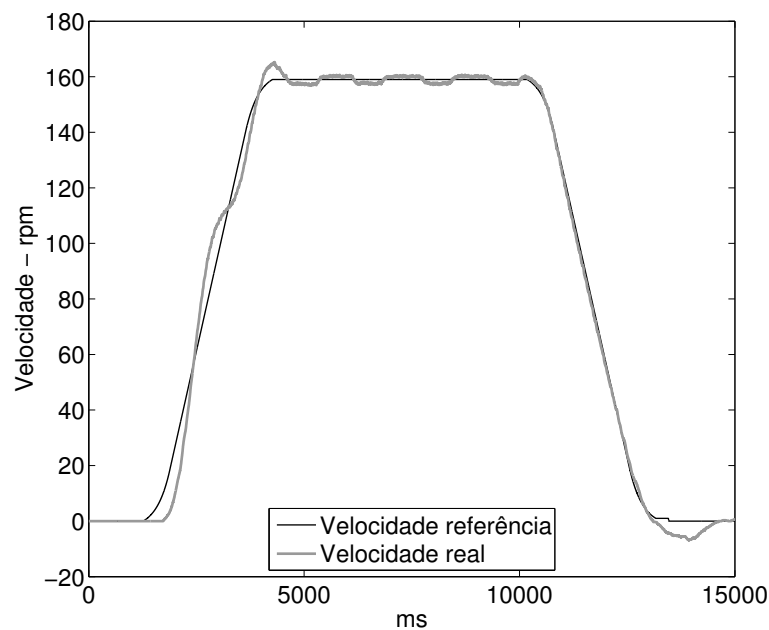
Tabela 5 – Variação máxima de velocidade real em relação à velocidade nominal de acordo com parâmetro  $b$  e  $\omega_0 = 50rad/s$



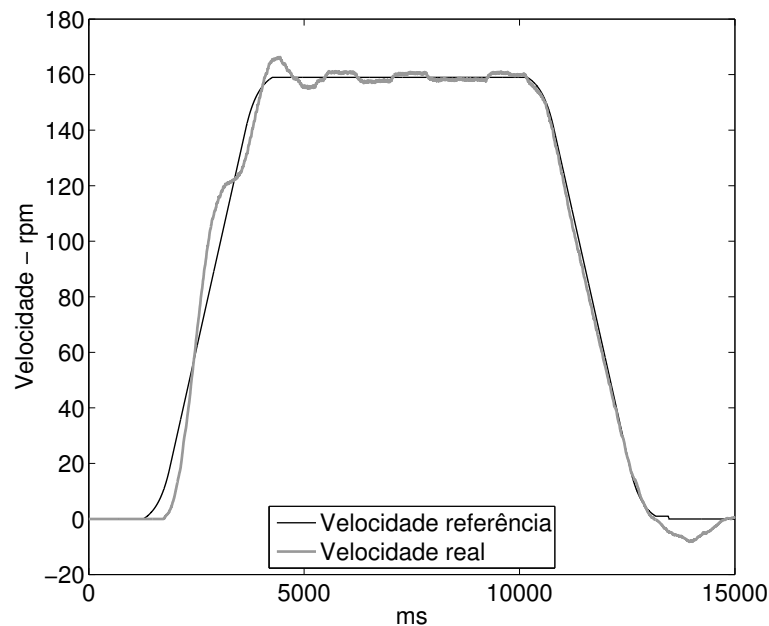
Figura 70 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 6.000$ 

Fonte: O Autor (2016).

É possível detectar uma tendência de aumento de variação máxima de velocidade à medida que o parâmetro  $b$  aumenta, como esperado. O controle fica com a resposta mais lenta, permitindo maiores oscilações na saída e conseqüente perda de eficiência no seguimento à referência.

Figura 71 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 8.000$ 

Fonte: O Autor (2016).

Figura 72 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 10.000$ 

Fonte: O Autor (2016).

Também foram realizados ensaios com uma largura de banda do observador maior,  $\omega_0 = 100 \text{ rad/s}$ . Por um lado, aumenta-se o ruído inserido no sistema, portanto o controlador atua satisfatoriamente a partir de  $b = 1.500$ . Por outro lado, como a resposta do observador é mais rápida, o sistema funciona até  $b = 18.000$ , mostrando mais uma vez a robustez do controlador.

Na Figura 73 pode-se verificar a resposta do controlador com  $b = 1.500$ . As curvas são idênticas na maior parte do tempo, evidenciando o excelente desempenho apresentado. A Figura 74 indica a resposta do sistema para  $b = 6.000$ , onde o controlador também apresentou excelente desempenho.

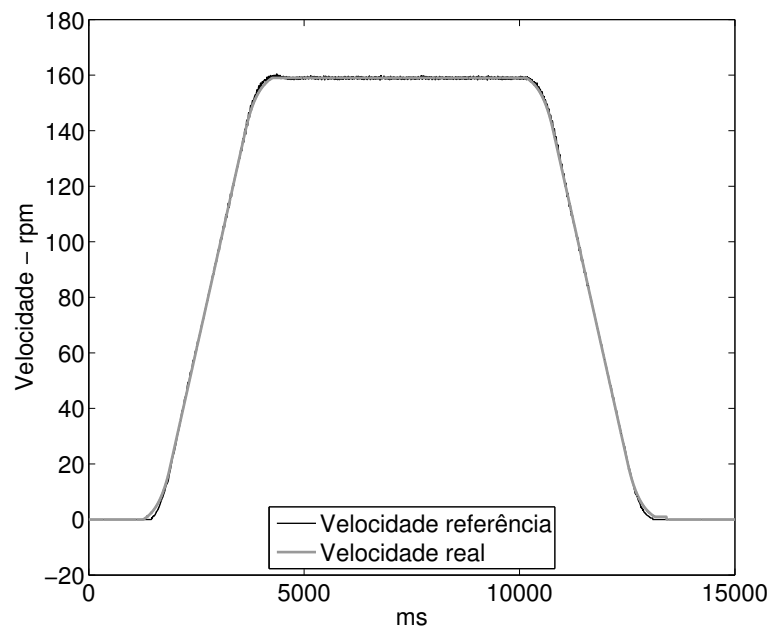
O controlador conseguiu acionar o motor até  $b = 18.000$ , embora à medida que  $b$  aumenta se possa notar uma queda no desempenho do controlador. A Figura 75 mostra a resposta para  $b = 8.000$ , onde é possível perceber uma diferença entre a curva referência e a curva real, principalmente na aceleração do conjunto.

As figuras 76, 77, 78 e 79 mostram a resposta do controlador para  $b = 10.000$ ,  $b = 12.000$ ,  $b = 15.000$  e  $b = 18.000$ , respectivamente.

Até  $b = 15.000$  a resposta do sistema atende à norma, pois nesta situação a variação máxima entre a velocidade nominal referência e a velocidade nominal real é 4,52%. Para  $b = 18.000$ , no entanto, o desempenho não atende aos requisitos mínimos, apresentando variação de 6,50% entre a velocidade nominal referência e a velocidade nominal real.

A tabela 6 indica a variação máxima de velocidade real em relação à velocidade

Figura 73 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 1.500$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$



Fonte: O Autor (2016).

nominal, descontando-se os períodos de aceleração e desaceleração, conforme instruído pela norma.

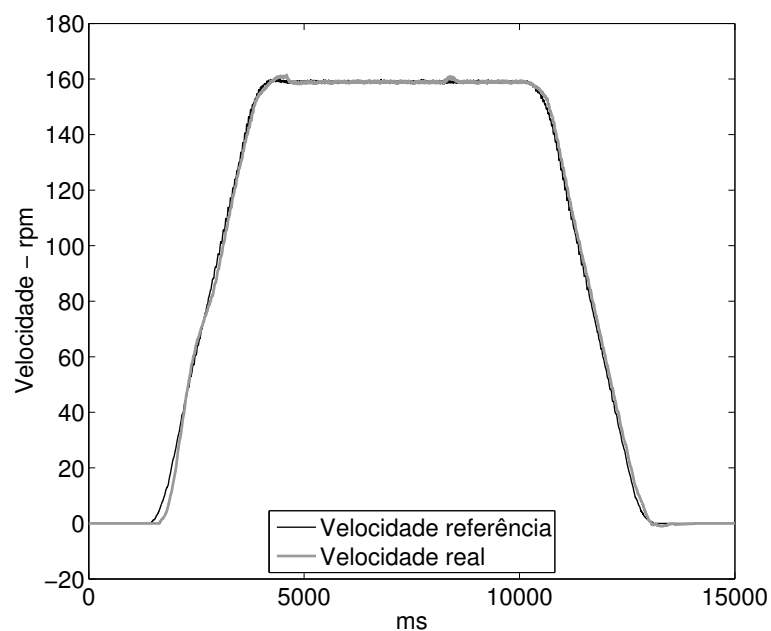
Parâmetro $b$	1.500	2.000	4.000	6.000	8.000	10.000	12.000	15.000	18.000
Varição da velocidade	0,90%	0,75%	1,27%	1,57%	1,67%	1,82%	1,96%	4,52%	6,50%

Tabela 6 – Variação máxima de velocidade real em relação à velocidade nominal de acordo com parâmetro  $b$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$

Assim como no experimento anterior, é possível detectar uma tendência de aumento de variação máxima de velocidade à medida que o parâmetro  $b$  aumenta. Neste caso, no entanto, há uma configuração de parâmetro que não atende aos requisitos mínimos da norma ( $b = 18.000$ ), ao contrário do caso anterior, onde todas as configurações atenderam à norma.

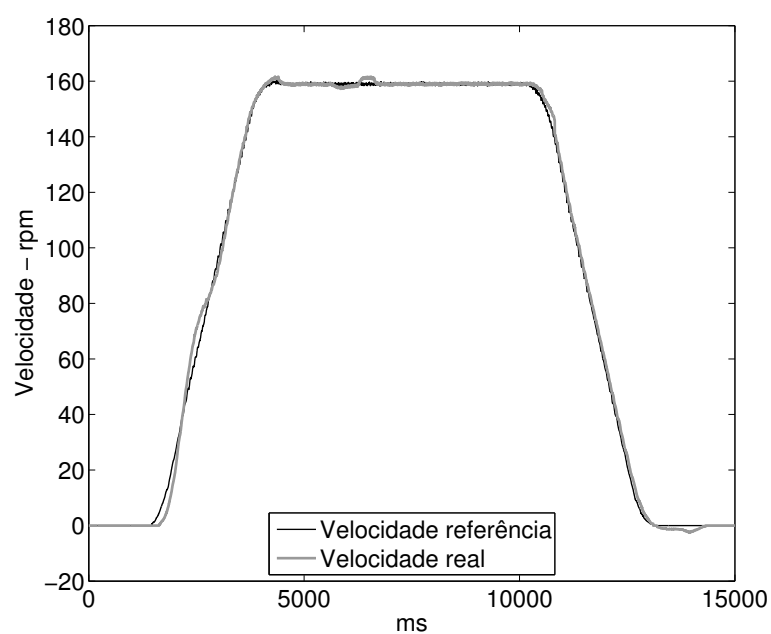
Novamente pode-se verificar a robustez do controlador e facilidade de ajuste, visto que é possível acionar o motor com uma ampla faixa de variação do parâmetro  $b$ . O valor mínimo de ajuste para obter uma resposta satisfatória do controlador é  $b = 1.500$ ; o valor máximo é dez vezes maior,  $b = 15.000$ , auxiliando muito o técnico em campo para realizar o correto ajuste de elevadores. Além disso, somente um parâmetro deve ser ajustado, ao contrário do controle PID usual, onde se deve ajustar cada um dos ganhos do controlador (ganhos proporcional  $k_p$  e integral  $k_i$  no caso de controlador PI).

Figura 74 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 6.000$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$



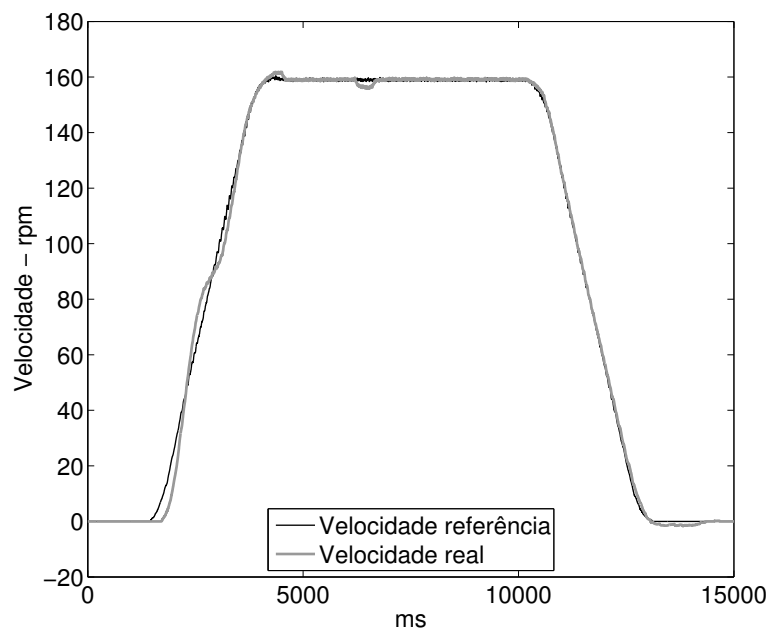
Fonte: O Autor (2016).

Figura 75 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 8.000$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$



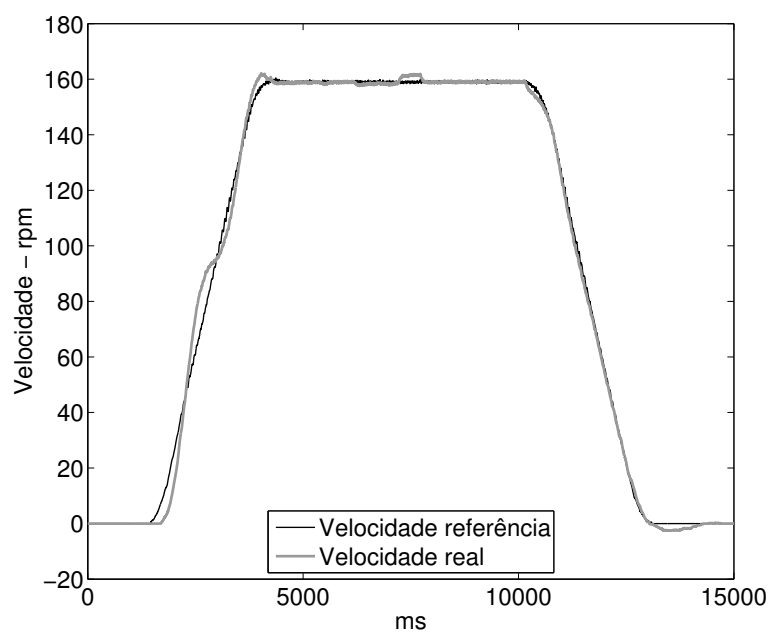
Fonte: O Autor (2016).

Figura 76 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 10.000$  e  $\omega_0 = 100rad/s$



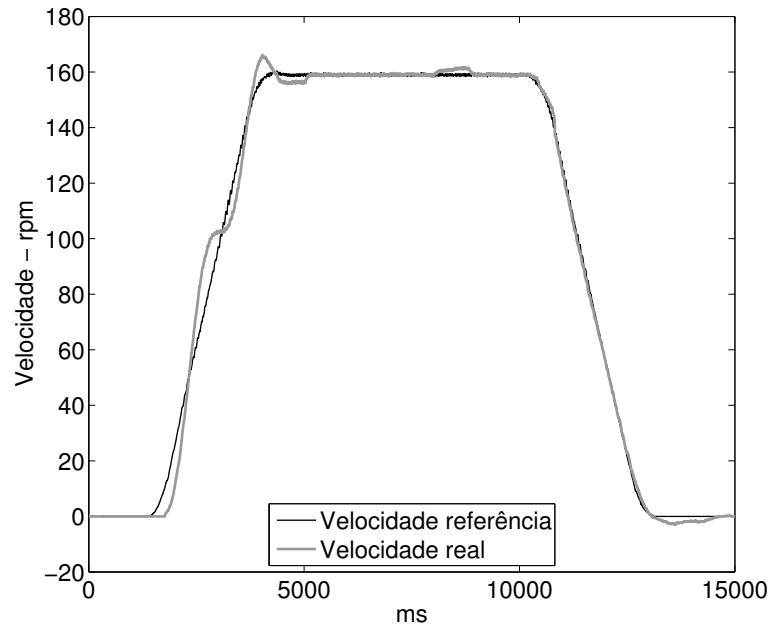
Fonte: O Autor (2016).

Figura 77 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 12.000$  e  $\omega_0 = 100rad/s$



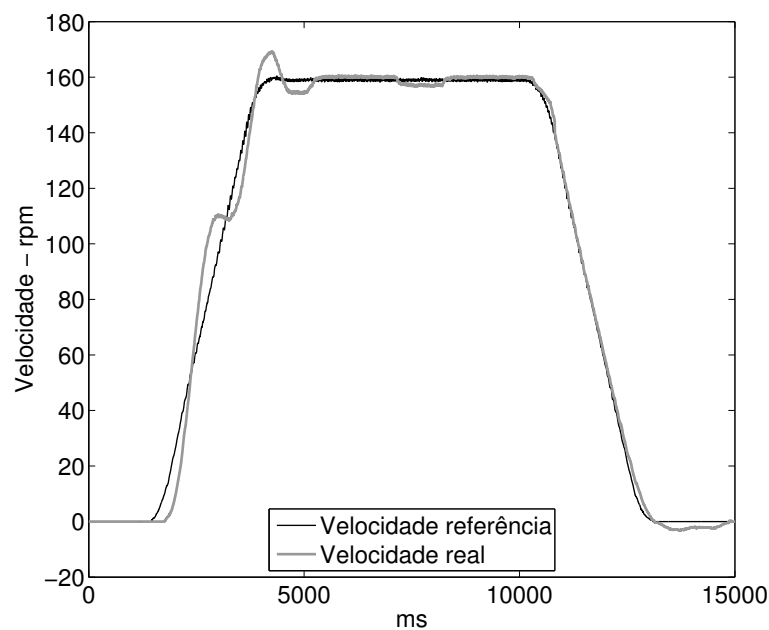
Fonte: O Autor (2016).

Figura 78 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 15.000$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$



Fonte: O Autor (2016).

Figura 79 – Curva de velocidade referência e curva de velocidade real para  $b = 18.000$  e  $\omega_0 = 100\text{rad/s}$



Fonte: O Autor (2016).

## 6 Conclusão e Trabalhos Futuros

### 6.1 Conclusão

Este trabalho objetivou a implementação da técnica de controle ADRC no laço de realimentação de velocidade no controle de motores síncronos de ímãs permanentes, aplicados em máquinas de tração de elevadores, ao invés do controle PID utilizado comumente. Dois ganhos significativos na operação de elevadores foram identificados:

- ajuste mais simples do elevador, resultando em menos tempo de mão-de-obra dos técnicos em campo, bem como diminuição da exigência de qualificação da mão-de-obra;
- aumento da qualidade e conforto de viagem dos elevadores, melhorando a qualidade percebida do produto pelos clientes.

A validação da técnica de ADRC iniciou através de simulações realizadas no *Simulink*, onde ficou evidenciado significativo aumento de desempenho do controlador, quando comparado ao controlador PID. As simulações foram realizadas utilizando sistemas de segunda ordem subamortecido, segunda ordem criticamente amortecido e terceira ordem. Em todas as simulações pôde-se observar ganhos do controlador ADRC:

- menor *overshoot*, resultando em menos oscilações da planta;
- tempo de acomodação significativamente menor;
- rejeição à perturbação significativamente mais eficiente do que os outros métodos.

Todas as simulações realizadas evidenciaram um desempenho do controlador ADRC muito superior em relação ao controlador PID.

Após aprovadas as simulações, foi realizada a implementação da técnica ADRC em laboratório, utilizando uma máquina de tração de elevadores a vazio. O controlador ADRC pode ser ajustado através da variação de um único parâmetro, denominado nesta dissertação como parâmetro  $b$ . A facilidade de ajuste ficou evidenciada nos testes realizados: inicia-se o ajuste do elevador com um valor alto de  $b$ , o qual resultará em um seguimento de referência lento por parte do elevador. Diminui-se o valor de  $b$  o máximo possível, garantindo uma resposta adequada do elevador no seguimento à referência.

Além da facilidade de ajuste, pode-se observar também a robustez do controlador. O valor do parâmetro  $b$  pode ser aumentado em até 10 vezes o valor inicial e o controlador continua acionando o motor, embora apresentando uma resposta mais lenta. É importante ressaltar que ficou evidenciado que mesmo com uma resposta mais lenta, o sistema continua atendendo às normas aplicáveis.

## 6.2 Trabalhos Futuros

A conclusão desta dissertação possibilita a execução de diversos trabalhos futuros dando sequência ao estudo desenvolvido, tais como:

- aplicação do controlador desenvolvido em elevador completo para testes e validação em torre de testes, utilizando diferentes aplicações, como velocidade, capacidade e assim por diante;
- investigação da possibilidade de aplicação da técnica de ADRC no laço de realimentação de corrente do controlador, visto que no presente estudo a técnica foi aplicada no laço de realimentação de velocidade;
- utilização do controlador ADRC em conjunto com controlador repetitivo, visando aprendizado das condições locais de aplicação, aprendendo comportamento do elevador e agindo preditivamente no acionamento;
- desenvolvimento de processo sistemático e automatizado de escolha do parâmetro  $b$ , implementando um auto-ajuste no ganho do controlador, eliminando a necessidade de ajuste manual por parte do técnico de elevador;
- investigação sobre aplicação da técnica de ADRC em sistemas que apresentem atraso de transporte.



## Referências

- ANDREW, J.; KACZMARCZYK, S. *Systems Engineering of Elevators*. [S.l.]: Elevator World, 2011. Citado 4 vezes nas páginas 17, 18, 19 e 20.
- ASTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. Pid controllers: Theory, design, and tuning. *Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC*, v. 10, 1995. Citado 4 vezes nas páginas 31, 32, 33 e 64.
- BAZANELLA, A. S.; JUNIOR, J. M. G. da S. *Sistemas de controle: Princípios e métodos de projeto*. [S.l.]: UFRGS, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 28, 30, 31, 32 e 33.
- CHI, R. et al. Adrc based freeway traffic density control via ramp metering. In: IEEE. *Control and Decision Conference (CCDC), 2011 Chinese*. [S.l.], 2011. p. 1927–1931. Citado na página 22.
- CHUNZHE, Z.; YI, H. Adrc based integrated guidance and control scheme for the interception of maneuvering targets with desired los angle. In: IEEE. *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*. [S.l.], 2010. p. 6192–6196. Citado na página 22.
- CIBSE, C. G. D. Transportation systems in buildings. *The Chartered Institution of Building Services Engineers, London*, 2005. Citado 6 vezes nas páginas 74, 75, 76, 77, 78 e 79.
- COMINOS, P.; MUNRO, N. Pid controllers: recent tuning methods and design to specification. In: IET. *Control Theory and Applications, IEE Proceedings-*. [S.l.], 2002. v. 149, n. 1, p. 46–53. Citado 3 vezes nas páginas 21, 32 e 33.
- EDWARDS, J. Hydraulic and traction elevators. *Elevator World, March*, 1989. Citado na página 18.
- FORD, P. J. *Electric Elevator Drive with Position Control*. Tese (Doutorado) — Faculty of the Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering by Peter James Ford BS, Louisiana State University, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 80.
- GAO, Z. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design. In: IEEE. *American Control Conference, 2006*. [S.l.], 2006. p. 7–pp. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- HAN, J. From pid to active disturbance rejection control. *Industrial Electronics, IEEE transactions on*, IEEE, v. 56, n. 3, p. 900–906, 2009. Citado na página 20.
- HERBST, G. A simulative study on active disturbance rejection control (adrc) as a control tool for practitioners. *Electronics*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 2, n. 3, p. 246–279, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 61.
- JUNG, J.-W. et al. Adaptive pid speed control design for permanent magnet synchronous motor drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 2, p. 900–908, 2015. Citado na página 20.

- KRISHNA, D. S.; RAO, C. S. Speed control of permanent magnet synchronous motor based on direct torque control method. *International Journal of Advances in Science and Technology*, v. 3, n. 2, 2011. Citado na página 23.
- KUMAR, R.; GUPTA, R.; SINGH, B. Intelligent tuned pid controllers for pmsm drive-a critical analysis. In: IEEE. *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2006. p. 2055–2060. Citado na página 20.
- KUN, H.; CHANGBO, L. Submarine depth adrc controller based on pso near surface. In: IEEE. *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*. [S.l.], 2011. p. 3580–3584. Citado na página 22.
- MAN-LIN, L. et al. Flight simulator table servo control based on adrc strategy. In: IEEE. *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*. [S.l.], 2010. p. 3497–3501. Citado na página 22.
- NEARY, E. Mixed-signal control circuits use microcontroller for flexibility in implementing pid algorithms. *Analogue Dialogue*, v. 38, n. 1, p. 3–5, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 29.
- NIKANDER, J. *Induction Motor Parameter Identification in Elevator Drive Modernization Date: 7.1. 2009 Language: English Number of pages: 10+ 68 Faculty: Faculty of Electronics, Communications and Automation Professorship: Electric Drives Code: S-81*. Tese (Doutorado) — helsinki university of technology, 2009. Citado na página 80.
- OGATA, K. *Modern control engineering*. [S.l.]: Prentice Hall PTR, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 54.
- OLSSON, M. Simulation comparison of auto-tuning methods for pid control. Institutionen för systemteknik, 2008. Citado 6 vezes nas páginas 21, 28, 29, 35, 36 e 37.
- SAYEM, A.; CAO, Z.; MAN, Z. Performance enhancement of adrc using rc for load frequency control of power system. In: IEEE. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013 8th IEEE Conference on*. [S.l.], 2013. p. 433–438. Citado na página 21.
- SIMON, E. et al. Implementation of a speed field oriented control of a 3-phase pms motor using tm320f240. In: CITESEER. *Texas Instruments-Digital Control Systems, spra588*. [S.l.], 1999. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 27.
- SONG, R.; LI, Y. Study on adrc-based mobile robot lateral control. In: IEEE. *Robotics and Biomimetics, 2007. ROBIO 2007. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2007. p. 1190–1193. Citado na página 22.
- STRAKOSCH, G. R.; CAPORALE, B. *The vertical transportation handbook*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2010. v. 4. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.
- WU, H.; SU, W.; LIU, Z. Pid controllers: Design and tuning methods. In: IEEE. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2014 IEEE 9th Conference on*. [S.l.], 2014. p. 808–813. Citado 5 vezes nas páginas 20, 21, 29, 30 e 32.
- XIAOBIN, W. et al. On adrc for photoelectrical stabilized platform. In: IEEE. *Mechanic Automation and Control Engineering (MACE), 2011 Second International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1452–1455. Citado na página 21.

XIAOPING, S.; JIDONG, W. A vector-control system based on fuzzy self-tuning pid controller for pmsm. In: IEEE. *E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE), 2010 International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–4. Citado na página 20.

YANG, M.; WANG, X. Fuzzy pid controller using adaptive weighted pso for permanent magnet synchronous motor drives. In: IEEE. *Intelligent Computation Technology and Automation, 2009. ICICTA'09. Second International Conference on*. [S.l.], 2009. v. 2, p. 736–739. Citado na página 20.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum settings for automatic controllers. *trans. ASME*, v. 64, n. 11, 1942. Citado na página 20.