CEFET/RJ
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

CONTROLE DE ORIENTAÇÃO DE CÂMERA PAN-TILT BASEADO EM REJEIÇÃO ATIVA DE DISTÚRBIOS COM ESTIMADOR DE ORDEM REDUZIDA.

Indiara Firmino Brito

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, do Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca CEFET/RJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de mestre.

Orientadores:
Alessandro Rosa Lopes Zachi, D.Sc.
Josiel Alves Gouvêa, D.Sc.

Rio de Janeiro,

Novembro de 2025

CONTROLE DE ORIENTAÇÃO DE CÂMERA PAN-TILT BASEADO EM REJEIÇÃO ATIVA DE DISTÚRBIOS COM ESTIMADOR DE ORDEM REDUZIDA.

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca CEFET/RJ, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de mestre.

Indiara Firmino Brito

Aprovada por:

gov.br Documento assinado digitalmente
ALESSANDRO ROSA LOPES ZACHI
Data: 01/11/2025 21:47:24-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Presidente, Prof. Alessandro Rosa Lopes Zachi, D.Sc. (CEFET/RJ, Orientador)

gov.br Documento assinado digitalmente
JOSIEL ALVES GOUVEA
Data: 04/11/2025 14:48:18-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof. Josiel Alves Gouvêa, D.Sc. (CEFET/RJ, Coorientador)

gov.br Documento assinado digitalmente
MILENA FARIA PINTO
Data: 04/11/2025 21:15:21-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof.ª Milena Faria Pinto, D.Sc. (CEFET/RJ)

gov.br Documento assinado digitalmente
WALLACE MOREIRA BESSA
Data: 05/11/2025 13:40:29-0300
Verifique em https://validar.iti.gov.br

Prof. Wallace Moreira Bessa, D.Sc. (University of Turku, Finland)

Rio de Janeiro,

Novembro de 2025

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Central do CEFET/RJ

B862 Brito, Indiara Firmino
Controle de orientação de câmera pan-tilt baseado em rejeição ativa de distúrbios com estimador de ordem reduzida / Indiara Firmino Brito. — 2025.
53f. : il. color. , enc.

Dissertação (Mestrado) Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca, 2025.
Bibliografia : f. 51-53
Orientador: Alessandro Rosa Lopes Zachi
Coorientador: Josiel Alves Gouvêa

1. Controle automático. 2. Sistemas de controle inteligente. 3. Sistemas e Controle. I. Zachi, Alessandro Rosa Lopes. (Orient.). II. Gouvêa, Josiel Alves. (Coorient.). III. Título.

CDD 629.8312

Elaborada pela bibliotecária Tania Mello – CRB/7 nº 5507/04

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família, pelo amor, apoio e inspiração constantes — especialmente à minha mãe e ao meu pai, pelo exemplo e encorajamento, e aos meus irmãos Natália Brito e Jorge Santos, pela presença e carinho ao longo desta jornada. Agradeço profundamente ao meu orientador, Prof. Alessandro Rosa Lopes Zachi, D.Sc., e ao coorientador, Prof. Josiel Alves Gouvêa, D.Sc., pelo acompanhamento, dedicação e contributos valiosos. Às amigas e amigos Waleska Anne, Jana Pires, Giulia Veloso, Humberto Santana, Jayne Souza e Kaila Almeida, minha sincera gratidão pelo apoio, amizade e incentivo. A todos, o meu muito obrigado.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus pela força e sabedoria ao longo desta jornada. Aos meus orientadores, Prof. Alessandro Zachi e Prof. Josiel Gouvêa, por sua dedicação, paciência e contribuição essencial neste trabalho. Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do CEFET/RJ, pela estrutura e oportunidades oferecidas. Aos colegas do Laboratório de Controle e Automação por todas as trocas de conhecimento e apoio durante o desenvolvimento desta pesquisa. Aos meus familiares, pelo amor e incentivo constantes. Aos amigos que estiveram presentes com palavras de apoio. Agradeço às agências de fomento CAPES e CNPq pelo suporte financeiro fundamental para a realização desta pesquisa.

RESUMO

CONTROLE DE ORIENTAÇÃO DE CÂMERA PAN-TILT BASEADO EM REJEIÇÃO ATIVA DE DISTÚRBIOS COM ESTIMADOR DE ORDEM REDUZIDA.

Indiara Firmino Brito

Orientadores:

Alessandro Rosa Lopes Zachi, D.Sc.
Josiel Alves Gouvêa, D.Sc.

Resumo da Dissertação submetida ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca CEFET/RJ como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de mestre.

Este trabalho considera o problema de controle de orientação de um mecanismo de câmera pan-tilt para rastreamento de objetos em movimento. Por consistir em um sistema dinâmico multivariável e não linear com acoplamentos nas variáveis de entrada e possíveis incertezas paramétricas, este trabalho introduz um esquema baseado em rejeição ativa de perturbações. A estratégia proposta explora versões modificadas da planta e do observador para definir uma estrutura de controle capaz de gerar as tensões elétricas adequadas para motores de corrente contínua (DC) pan e tilt. Comparado com abordagens ADRC semelhantes, existem algumas vantagens adicionais que valem a pena mencionar: (i) derivação de leis de controle que não requerem conhecimento exato dos parâmetros da planta; (ii) a estratégia também pode lidar com o coeficiente do canal de entrada da incerto (também comumente conhecido como coeficiente de controle); (iii) os blocos de implementação do sistema de controle são compostos apenas por componentes lineares. Para ilustrar a eficiência do esquema proposto, simulações numéricas e comparações com outras técnicas de controle são discutidas. Resultados experimentais e de simulação indicam que o controlador proposto reduziu o erro de rastreamento em aproximadamente 35% em relação à abordagem ADRC clássica, além de apresentar uma resposta 20% mais rápida sob perturbações externas. Os ensaios com a câmera Pan-Tilt real confirmaram o bom desempenho e estabilidade do sistema

Palavras-chave:
ADRC, Controle robusto, sistemas incertos, Observador de ordem reduzida.

Rio de Janeiro,

Novembro de 2025

ABSTRACT

ORIENTATION CONTROL OF PAN-TILT CAMERA BASED ON ACTIVE DISTURBANCE REJECTION WITH REDUCED-ORDER ESTIMATOR

Indiara Firmino Brito

Advisors:

Alessandro Rosa Lopes Zachi, D.Sc.
Josiel Alves Gouvêa, D.Sc.

Abstract of dissertation submitted to Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca CEFET/RJ, as partial fulfillment of the requirements for the degree of master.

This work considers the orientation control problem of a pan-tilt camera mechanism for tracking moving objects. As it consists of a multivariable dynamic system that is nonlinear with couplings in the input variables and potential parametric uncertainties, this work introduces a scheme based on active disturbance rejection. The proposed strategy explores modified versions of the plant and the observer to define a control structure capable of generating the appropriate electric voltages for the pan and tilt DC (direct current) motors. Compared to similar ADRC approaches, there are some additional advantages worth mentioning: (i) derivation of control laws that do not require exact knowledge of the plant parameters; (ii) the strategy can also handle the uncertain input channel coefficient (commonly known as the control coefficient); (iii) the implementation blocks of the control system are composed only by linear components. To illustrate the efficiency of the proposed scheme, numerical simulations and comparisons with other control techniques are discussed. Experimental results are also presented to show the closed-loop performance in a real Pan-Tilt camera mechanism.

Key-words:

ADRC, Robust control, uncertain systems, reduced order observer.

Rio de Janeiro,

Novembro de 2025

Sumário

1 Introdução **2**

1.1 Apresentação 2

1.1.1 Sobre o método ADRC 2

1.1.2 Visão computacional com câmera pan-tilt 3

1.2 Formulação do problema de controle 3

1.2.1 Controle teórico 3

1.2.2 Descrição da aplicação prática 4

1.3 Breve descrição de trabalhos relacionados 4

1.4 Motivação para o desenvolvimento do tema 5

1.5 Objetivos do trabalho 6

1.6 Metodologia adotada para a solução do problema 6

1.7 Contribuições do trabalho 7

1.8 Organização do texto 7

2 Fundamentação Teórica **9**

2.1 Formulação básica do método ADRC 9

2.2 O ADRC com observador de ordem reduzida 10

2.3 Desenvolvimentos Preliminares 10

2.4 Reformulação Proposta 12

2.4.1 Dinâmica modificada 12

2.4.2 Dinâmica do ESO e projeto da lei de controle 13

2.4.3 Implementação 14

2.5 Análise de estabilidade 14

2.5.1 Estabilidade e escolha das variáveis de projeto 15

2.5.2 Análise das propriedades de convergência do erro e rejeição de distúrbios 15

2.6 Exemplo de Aplicação 16

2.6.1 Definição das leis de controle e das estruturas dos ESOs 17

2.6.2 Resultados de Simulação 19

2.6.3 Exemplo de Aplicação: Discussão dos resultados 24

3 Aplicação do MP-ADRC no controle de orientação de uma câmera Pan-Tilt **25**

3.1 Câmera Pan-Tilt 25

3.2 Objetivo de controle 26

3.2.1 Modelo de projeção da câmera 26

3.2.2 Mudança de variável 28

3.2.3 Dinâmica dos motores DC 29

3.2.4 Modelo dinâmico completo 30

3.2.5 Aplicação do método MP-ADRC 31

3.2.6 Projeto do ESO de segunda ordem 33

3.2.7 Implementação das leis de controle 34

3.2.8 Sobre o ajuste dos parâmetros 35

4 Resultados de simulação e ensaios experimentais **36**

4.1 Simulação numérica 36

4.1.1 Parâmetros utilizados nas simulações 37

4.1.2 Os testes realizados 38

4.1.3 Resultados obtidos 38

4.2 Ensaios Experimentais 38

4.2.1 Descrição do protótipo 41

4.2.2 Discretização e implementação das leis de controle 42

4.2.3 Descrição dos ensaios 43

4.2.4 Discussão dos resultados 45

5 Conclusões **49**

5.1 Considerações finais 49

5.2 Sugestões para trabalhos futuros 50

Referências Bibliográficas 51

Lista de Figuras

1.1 Diagrama em bloco representativo da classe de sistemas não lineares considerada. 4

1.2 Ilustração do mecanismo da câmera Pan-Tilt e do sistema de captura de imagens. 5

1.3 Diagrama em blocos da malha fechada proposta. 7

2.1 Diagrama em blocos da implementação ADRC 9

2.2 Diagrama em blocos da implementação MP-ADRC com ESO de ordem reduzida. 11

2.3 Diagrama em blocos da implementação ADRC - Proposta neste Trabalho 15

2.4 Diagrama em blocos do sistema em malha fechada. (a) Forma expandida. (b) Forma reduzida. 16

2.5 Gráfico do lugar das raízes de $P(s)$ em (2.22). 18

2.6 Simulação. Saída da Planta com ganho $b = 5b_0$. 20

2.7 Simulação. Sinal de controle com ganho $b = 5b_0$. 21

2.8 Simulação. Saída da Planta com ganho $b = 5b_0$. 22

2.9 Simulação. Sinal de controle com ganho $b = 5b_0$. 23

3.1 Ilustração do modelo de projeção da câmera. 27

3.2 Diagrama em blocos da "Planta Modificada" [Zachi et al., 2019]. 32

3.3 Diagrama em blocos da implementação completa do controlador MP-ADRC proposto. 35

4.1 Simulação. Erros de saída e sinais de controle. 39

4.2 Simulação. Trajetórias no plano da imagem. 40

4.3 Disposição do protótipo. Detalhamento dos componentes. 41

4.4 Resultados Experimentais. Destaque das posições de referência sobre a mesa. 44

4.5 Resultados Experimentais. Imagem processada da esfera durante o ensaio. 44

4.6 Resultados Experimentais. Posição x_c da esfera no plano da imagem. 46

4.7 Resultados Experimentais. Posição y_c da esfera no plano da imagem. 46

4.8 Resultados Experimentais. Trajetória da esfera (alvo) no plano da imagem. 47

4.9 Resultados Experimentais. Trajetória da esfera. Detalhamento da caixa de erro. 47

4.10 Resultados Experimentais. Sinais de controle dos motores de Pan e Tilt. 48

Lista de Tabelas

2.1 Ordem do ESO para os controladores comparados, para $n > 2$. 10

2.2 Valores nominais adotados no exemplo de aplicação. 17

2.3 Parâmetros da Simulação 1. 19

4.1 Parâmetros dos controladores de tempo contínuo. 43

4.2 Parâmetros dos controladores discretos. 43

Lista de Abreviações

ADRC Active Disturbance Rejection Control - Controle com Rejeição Ativa de Distúrbios

ESO Extended-State Observer - Observador de Estado Estendido

RESO Reduced-order Extended-State Observer - ESO de ordem reduzida

MP-ADRC Modified Plant ADRC - ADRC com Planta Modificada

DC Direct Current - Corrente Contínua

PT Pan-Tilt

SISO Single Input Single Output

LADRC Linear Active Disturbance Rejection Control

PID Proportional-Integral-Derivative

ADC Analog to Digital Converter - Conversor Analógico-Digital

PWM Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulso

MATLAB Matrix Laboratory

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo introdutório são apresentadas as primeiras noções sobre o método de controle com rejeição ativa de distúrbios, originário do termo *Active Disturbance Rejection Control* (ADRC), destacando as principais características deste que despertam o interesse dos pesquisadores de Sistemas de Controle. Além disso, o capítulo aborda uma visão geral da pesquisa desenvolvida nesta a Dissertação de Mestrado descrevendo o problema de controle, as motivações, os objetivos, e também destacando as principais contribuições propostas.

1.1 Apresentação

1.1.1 Sobre o método ADRC

O método de Controle com Rejeição Ativa de Distúrbios (ADRC) vem sendo estudado há três décadas [Han, 1998; Wang and Gao, 2003; Tan and Fu, 2015]. Este possui uma versão não linear [Han, 1998, 2009] e uma versão linear [Wang and Gao, 2003], que apresentam como característica comum o fato de não exigirem uma descrição matemática detalhada da planta. Outras características conhecidas do método são: facilidade de implementação das equações, robsutez à incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas da planta, e propriedade de rejeição de distúrbios externos. Em seu formalismo básico, a equação de uma planta de ordem n é descrita como sendo uma cadeia de n integradores sujeita a uma entrada de controle e a uma função de perturbação de entrada, que pode englobar distúrbios externos, dinâmicas não-modeladas e incertezas paramétricas. Esta função de perturbação, que é definida como sendo uma variável de estado adicional da planta, é então estimada em tempo real por um Observador de Estados Estendido (ESO) de ordem $n + 1$ e sua estimativa é utilizada para cancelar o seu efeito na planta real. Por se tratar de uma técnica baseada em observador, um atraso de fase pode ser introduzido no ADRC quando a ordem do ESO aumenta. Na metodologia básica, plantas de ordem n requerem observadores de ordem $n + 1$.

1.1.2 Visão computacional com câmera pan-tilt

A visão computacional tem sido um importante recurso de detecção nas áreas de robótica e sistemas de vigilância [Abdul-Kreem and Abdul-Ameer, 2020; Kano et al., 2020; Tran et al., 2021; Chen, 2021]. Várias dessas aplicações exigem que o sistema de visão seja capaz de focar em um objeto (alvo) de interesse e mantê-lo dentro de uma determinada região da imagem, mesmo que esteja se movendo em relação à base da câmera. Para evitar que o objeto saia do campo de visão durante o rastreamento, algumas aplicações recorreram ao uso de câmeras acopladas a mecanismos Pan-Tilt (PT). Por exemplo, em sistemas de segurança ou vigilância, a câmera pan-tilt pode ser programada para acompanhar automaticamente uma pessoa ou veículo em movimento, ajustando continuamente os ângulos de pan e tilt para manter o alvo em foco e dentro do campo de visão da câmera.

Nesse contexto, em [Abdul-Kreem and Abdul-Ameer, 2020], os autores relatam a necessidade de algoritmos simples e eficientes para estimar os ângulos de Pan e Tilt da câmera em aplicações de detecção de alvos móveis. Nesse sentido, os autores desse último trabalho sugeriram um modelo de projeção reversa, ou seja, uma transformação variável das coordenadas do espaço da imagem para as do espaço de trabalho, utilizando informações de fluxo óptico para esse propósito. Em [Tran et al., 2021], a câmera Pan-Tilt foi controlada por uma lei de controle não linear. A lei de controle é projetada com base em uma função objetivo que utiliza o conceito de energia do sinal de erro. Em [Kano et al., 2020], os autores trabalharam com algoritmos de calibração aplicados a várias câmeras pan-tilt-zoom para transmissões ao vivo. Vale a pena ressaltar que algumas dos trabalhos mencionados acima enfrentaram desafios de controle em relação à presença de distúrbios externos, incertezas paramétricas da planta, efeitos não lineares severos, dentre outros.

1.2 Formulação do problema de controle

1.1.2 Controle teórico

O estudo teórico deste trabalho concentra atenção em uma classe de sistemas não lineares que podem ser descritos pelo seguinte conjunto de equações dinâmicas:

$$\begin{cases} \overset{(n)}{y}(t) + \cdots + a_1\ \dot{y}(t) + a_0\ y(t) \ = \ b\ u(t) + h(t) + d(t)\,, \\ h(t) = f\left(y,\ \dot{y}, \cdots, \overset{(n-1)}{y},\ r(t)\right)\,, \end{cases} \tag{1.1}$$

nas quais $y(t) \in \mathbb{R}$ representa a variável de saída da planta, $u(t) \in \mathbb{R}$ representa a variável de entrada da planta (sinal de controle), $h(t) \in \mathbb{R}$ representa e reune a não linearidade da planta e dinâmicas não modeladas, $d(t) \in \mathbb{R}$ representa os distúrbios e/ou perturbações externas, e $r(t) \in \mathbb{R}$

representa a não linearidade externa. As constantes $a_1, \cdots, a_{n-1} \in \mathbb{R}$ são os coeficientes do sistema, e $b \in \mathbb{R}$ é o coeficiente da variável de entrada ou ganho do controle. Esta classe de sistemas pode ser representada de forma equivalente pelo seguinte diagrama em blocos:

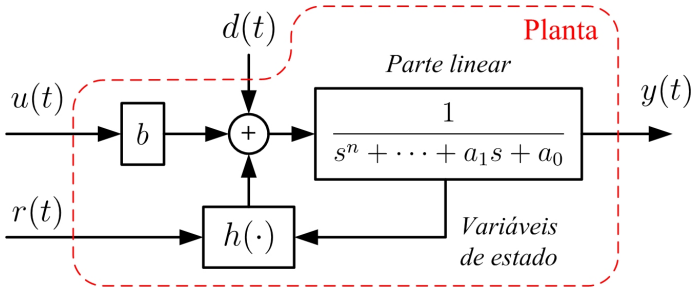


Figura 1.1: Diagrama em bloco representativo da classe de sistemas não lineares considerada.

O objetivo de controle é projetar uma lei de formação para $u(t)$, baseada no método ADRC, para forçar a saída $y(t)$ da planta a rastrear uma trajetória $y_r(t) \in \mathbb{R}$ desejada.

1.2.2 Descrição da aplicação prática

Para demonstrar a aplicação do método ADRC proposto em um sistema real, adota-se o mecanismo de câmera pan-tilt ilustrado na Figura 1.2. Trata-se de um mecanismo com dois graus de liberdade, conforme indicado na Figura 1.2. Em cada uma das juntas, têm-se acoplados os eixos de dois motores de corrente contínua (*Direct-Current* – DC) acionados de forma independente. O objetivo do mecanismo é orientar a câmera para focalizar um alvo de interesse no espaço 3D sobre um ponto desejado na imagem. Para esta finalidade, a ideia é utilizar o método ADRC proposto para gerar as leis de controle para os motores de pan e tilt.

1.3 Breve descrição de trabalhos relacionados

Segundo [Teppa-Garran and Garcia, 2015], o autor discute o problema de atraso de sinais em observadores de ordem elevada, Sendo, o prejuízo mais importante que este tipo de atraso pode causar é a redução do nível de estabilidade da malha fechada. Em primeira análise, uma forma simples de diminuir o atraso de fase é utilizar um ESO de ordem reduzida [Zheng et al., 2011; Fu and Tan, 2020]. Em [Zheng et al., 2011], o autor discute a redução de ordem do ESO utilizando a derivada da saída da planta, que foi aproximada utilizando a diferença de dois valores de amostras de saída consecutivas. Esta abordagem, no entanto, não é conveniente porque, além de introduzir atrasos, se mostra bastante sensível à ruídos de medição.

1.4 Motivação para o desenvolvimento do tema

Como pode ser visto nos trabalhos recentes envolvendo ADRC para plantas SISO [Madoński et al., 2015; Xue et al., 2015; Sun et al., 2016; Garran and Garcia, 2017; Guo et al., 2017; Xia et al., 2018], as incertezas nos parâmetros dinâmicos estão sendo levadas em consideração, apesar de assumir que os ganhos de controle são considerados como conhecidos. Ou seja, a maioria dos algoritmos propostos ainda tem por filosofia a exigência do conhecimento do valor exato ou de um valor nominal do coeficiente de controle do sistema. Esta pode ser uma hipótese crítica em casos de ocorrência de incerteza neste parâmetro. Por exemplo, em muitas aplicações práticas, como transporte de carga em robôs móveis e/ou drones [Carvalho et al., 2023], os valores da massa da carga e o centro de gravidade do sistema variam durante a execução da tarefa, o que causa uma incerteza nos valores da matriz de inércia. Essa matriz influencia fortemente o ganho de controle que também se torna incerto.

O método proposto tem aplicabilidade direta em sistemas de vigilância autônoma, robótica móvel e controle de plataformas estabilizadas, podendo ser empregado em drones para rastreamento visual e em sistemas de inspeção automatizada, onde a precisão e a robustez frente a distúrbios externos são essenciais.

Em [Zachi et al., 2019; Gouvea et al., 2023; Gouvêa et al., 2025], existe uma exigência excessiva que foi relaxada pela proposta de um algoritmo ADRC modificado, que exige apenas o conhecimento do sinal daquele parâmetro.

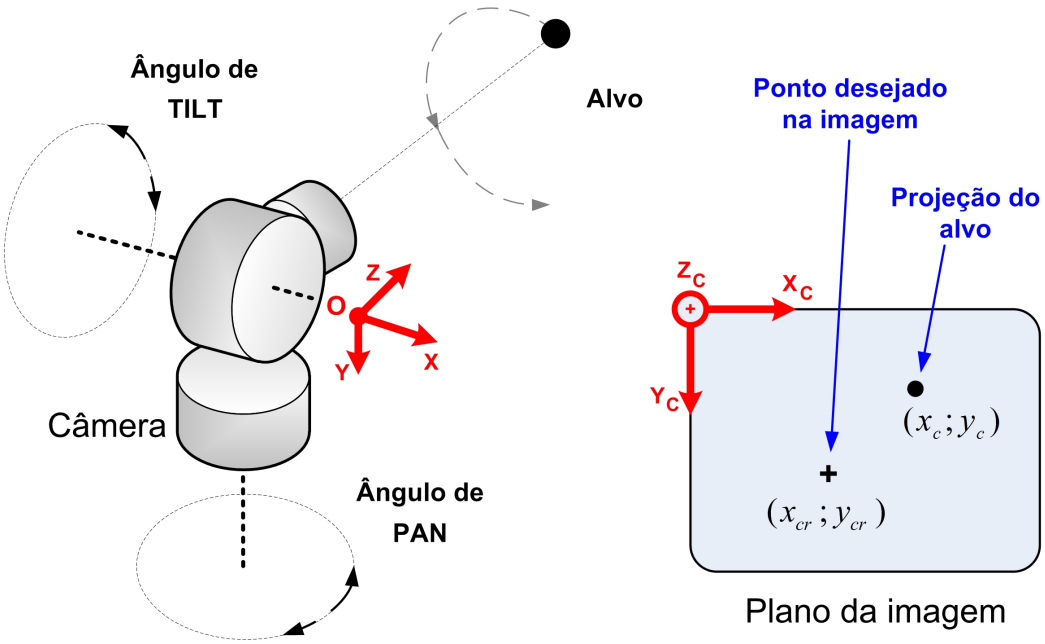


Figura 1.2: Ilustração do mecanismo da câmera Pan-Tilt e do sistema de captura de imagens.

1.5 Objetivos do trabalho

O objetivo geral deste trabalho é oferecer uma solução matemática para o problema formulado anteriormente, utilizando como base o método ADRC com planta modificada (MP-ADRC). A ideia principal é mostrar a viabilidade de implementar essa técnica com um ESO de ordem reduzida. Como estudo de caso experimental, o presente trabalho propõe a aplicação do controlador desenvolvido em um sistema robótico de orientação de câmera do tipo *pan-tilt* .

Para atender a esse objetivo geral, são propostos os seguintes objetivos específicos:

(1) Apresentar as demonstrações matemáticas que comprovam a possibilidade de redução de ordem do ESO;

(2) Descrever um procedimento para escolha/ajuste dos parâmetros do controlador proposto;

(3) Demonstrar as características de malha fechada do controlador proposto por simulações numéricas e por resultados de ensaios experimentais em um protótipo real;

(4) Comparar os resultados obtidos aos do método ADRC básico e de outros métodos relacionados.

1.6 Metodologia adotada para a solução do problema

Para solucionar o problema de controle formulado, este trabalho propõe uma estratégia ADRC que utiliza um observador estendido (ESO), de ordem reduzida, para alimentar uma lei de controle com apenas um único estado estimado do ESO. A implementação deste método ADRC proposto neste trabalho segue ilustrada no diagrama da Figura 1.3, e é inspirada no método discutido na referência Zachi et al. [2019]. A solução proposta nesta última referência consiste em modificar convenientemente a dinâmica de entrada/saída da planta pela inserção de: (i) um ganho constante β em série com a saída da planta, e (ii) um filtro linear e estável $Q_0(s)$ em paralelo com o sistema resultante. Em Zachi et al. [2019], foi demonstrado que a adoção de tal configuração, além de manter as propriedades de robustez já conhecidas do método ADRC básico Gao et al. [2001a]; Madoński et al. [2015], introduz uma habilidade adicional de compensação de incertezas de larga escala no ganho de controle b da planta. Neste sentido, consegue-se relaxar a hipótese de conhecimento exato sobre o parâmetro b, passando a requerer apenas o conhecimento a priori do seu sinal ($\pm$). Contudo, mesmo diante desta vantagem, o método citado ainda requer a utilização de um ESO de ordem $m = n+1$. Isto significa que $n+1$ ganhos são necessários na malha fechada do ESO, sendo o maior deles definido pela expressão w_0^{n+1}, na qual a constante w_0 representa o polo do ESO.

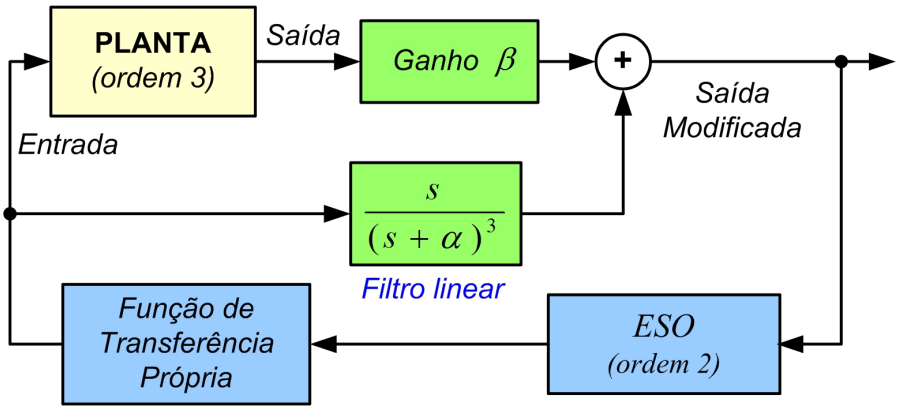


Figura 1.3: Diagrama em blocos da malha fechada proposta.

1.7 Contribuições do trabalho

Uma das principais vantagens da utilização do método ADRC proposto é que as expressões derivadas para as leis de controle não dependem do conhecimento exato dos parâmetros do modelo matemático do sistema e não dependem das medições dos ângulos de Pan e Tilt do mecanismo. Isso ocorre graças à estrutura peculiar do método básico, que utiliza um observador de estado estendido (estimador) para estimar variáveis e sinais não mensuráveis, conferindo à técnica a capacidade de compensar variações paramétricas do modelo matemático e lidar com sua natureza não linear.

Além disso, a ideia central é mostrar que é possível descrever o conjunto ESO-Controlador como uma configuração em cascata de dois blocos distintos: (1) um bloco composto por uma função de transferência de primeira ordem, própria e realizável, e; (2) um bloco composto por um estimador de estados de ordem $p = n - 1$, implementado com p ganhos na malha fechada.

Esta característica contrasta com as demais variantes do método ADRC apresentadas na literatura, já que estas alcançam um nível de redução limitado à ordem n da planta, o que representa a utilização de n ganhos na malha fechada do ESO. É importante ressaltar que, embora o sistema ESO-Controlador como um todo continue possuindo ordem $p+1 = n$, a parte relativa ao observador isolado passa a ter ordem $p = n - 1$. Esta é a característica principal do método ADRC proposto neste trabalho, já que o mesmo passará a exigir $n - 1$ ganhos na sua malha fechada.

1.8 Organização do texto

O trabalho está organizado da seguinte forma. O Capítulo 2 apresenta os desenvolvimentos preliminares do método ADRC e MP-ADRC discutindo o projeto da lei de controle e as proriedades de robustez e convergência. Estas propriedades são exemplificadas em um exemplo de aplicação, no qual são apresentados os detalhes do projeto. O Capítulo 3 discute o problema de controle de orientação de uma câmera Pan-Tilt. Inicialmente, o modelo dinâmico do sistema é apresentado.

Em seguida,o projeto de controle MP-ADRC é abordado e são destacas as estruturas do Observador (ESO) e das leis de controle. O Capítulo 4 mostra a implementação do método de controle proposto no mecanismo Pan-Tilt. As propriedades de estabilidade e convergência do erro de sáida são também discutidas neste capítulo. Os resultados de simulação relativos ao controle do mecanismo Pan-Tilt são apresentados e discutidos. No final deste capítulo, é discutida a implementação prática do método MP-ADRC proposto em um sistema Pan-Tilt real, para ilustrar o desempenho do controlador As considerações finais e conclusões do trabalhos seguem no Capítulo 5.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 Formulação básica do método ADRC

O método de Controle com Rejeição Ativa de Distúrbios (ADRC) vem sendo estudado há três décadas [Tan and Fu, 2015]. Este possui uma versão não-linear [Han, 1998, 2009] e uma versão linear (LADRC) [Wang and Gao, 2003], que apresentam como característica comum o fato de não exigirem uma descrição matemática detalhada da planta. Outras características conhecidas do método são: facilidade de implementação das equações, robsutez à incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas da planta, e propriedade de rejeição de distúrbios externos. Em seu formalismo básico, que segue ilustrado no diagrama da Figura 2.1, a equação de uma planta de ordem n é descrita como sendo uma cadeia de n integradores, sujeita a uma entrada de controle e a um termo de distúrbio de entrada generalizado, que pode englobar distúrbios externos, dinâmicas não-modeladas e incertezas paramétricas.

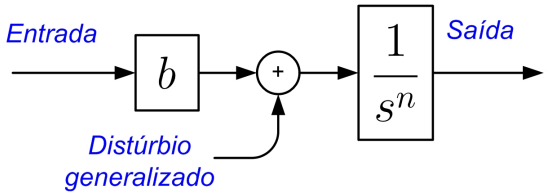


Figura 2.1: Diagrama em blocos da implementação ADRC

Este termo de distúrbio generalizado, que é definido como sendo uma variável de estado adicional da planta, é então estimado em tempo real por um Observador de Estados Estendido (*Extended State Observer* - ESO) de ordem $n+1$ e sua estimativa é utilizada para compensar o seu efeito na planta real.

Por se tratar de uma técnica baseada em observador, um atraso de fase pode ser introduzido no ADRC quando a ordem do ESO aumenta. Na metodologia básica, plantas de ordem n requerem observadores de ordem $n+1$. Segundo Teppa-Garran and Garcia [2015], o prejuízo mais importante

que este tipo de atraso pode causar é a redução do nível de estabilidade da malha fechada. Em primeira análise, uma forma simples de diminuir o atraso de fase é utilizar um ESO de ordem reduzida [Zheng et al., 2011; Fu and Tan, 2020]. Em [Zheng et al., 2011], o autor discute a redução de ordem do ESO utilizando a derivada da saída da planta. O problema de medir a derivada foi contornado, nesta referência, considerando uma aproximação calculada pela diferença de dois valores de amostras de saída consecutivas. Esta abordagem, no entanto, não é conveniente porque além de introduzir atrasos se mostra bastante sensível à ruídos de medição.

Em [Teppa-Garran and Garcia, 2015], é proposta uma metodologia para promover a redução de ordem do ESO, sendo que esta não depende da medida da derivada da saída. A ideia dos autores foi gerar as estimativas do ESO a partir de uma transformação aplicada nas variáveis de estado da planta, reduzindo para n o número de estados do observador. Em [Fu and Tan, 2020], os autores utilizam uma metodologia parecida com a proposta em [Teppa-Garran and Garcia, 2015], combinada com informações conhecidas da planta para definir aproximações para os parâmetros do controlador.

Conforme será apresentado, a proposta atual é mostrar que é possível descrever o conjunto ESO-Controlador como uma configuração em cascata de dois blocos distintos: uma função de transferência de primeira ordem, própria e realizável, seguida de um estimador de estados de ordem $n-1$. Na Figura 2.2, tem-se um diagrama em blocos ilustrativo da proposta.

Esta característica contrasta com as demais variantes do método ADRC apresentadas na literatura já que estas alcançam um nível de redução limitado à ordem n da planta, o que representa a utilização de n ganhos na malha fechada do ESO. Na Tabela 2.1 é feita uma comparação entre os métodos citados em termos da ordem do Observador requerido. Nesta tabela, $n > 2$ representa a ordem da planta e m a ordem do observador.

Método	**Ordem do ESO (m)**
ADRC básico	$n+1$
MP-ADRC	$n+1$
RESO	n
MP-ADRC + ESO reduzido (Proposto)	$n-1$

Tabela 2.1: Ordem do ESO para os controladores comparados, para $n > 2$.

2.2 O ADRC com observador de ordem reduzida

2.3 Desenvolvimentos Preliminares

Como abordagem inicial e prezando pela simplicidade, este trabalho concentra a atenção em plantas de terceira ordem ($n = 3$). Logo, a partir do diagrama da Figura **??**, com $n = 3$, é possível

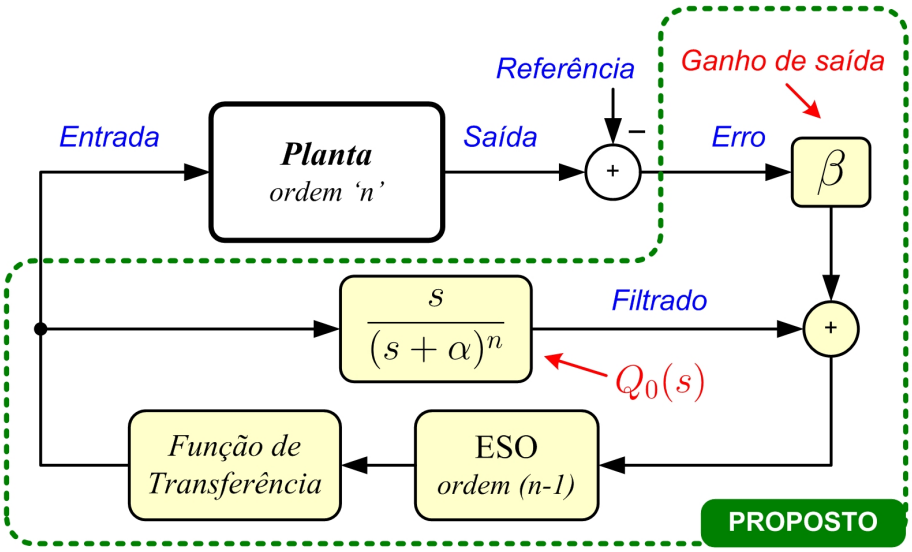


Figura 2.2: Diagrama em blocos da implementação MP-ADRC com ESO de ordem reduzida.

escrever as seguintes equações:

$$z = \beta e + u_f \,, \tag{2.1}$$

$$\dot{\ddot{u}}_f = -\alpha_2 \ddot{u}_f - \alpha_1 \dot{u}_f - \alpha_0 u_f + \dot{u} \,, \tag{2.2}$$

sendo $z \in \mathbb{R}$ o erro de saída da planta modificada, $K_0 > 0 \in \mathbb{R}$ uma constante de projeto, $e = y - y_r$ o erro de saída da planta original, $u_f \in \mathbb{R}$ a versão filtrada do sinal de controle u, e $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0 \in \mathbb{R}$ os coeficientes do polinômio mônico e estável $(s+\alpha)^3$. Nesta abordagem, $\alpha > 0$ também é uma constante de projeto. A dinâmica do erro z é obtida a partir de (3.26), após três derivações sucessivas em relação ao tempo. Depois de manipular a expressão da derivada terceira de z utilizando (3.27), obtém-se:

$$\dot{\ddot{z}} + \alpha_2 \ddot{z} + \alpha_1 \dot{z} + \alpha_0 z = \Omega + \dot{u} \,, \tag{2.3}$$

$$\Omega = \beta b u + \beta F(t) + \beta(\alpha_2 \ddot{e} + \alpha_1 \dot{e} + \alpha_0 e) \;=\; \beta(\dot{\ddot{e}} + \alpha_2 \ddot{e} + \alpha_1 \dot{e} + \alpha_0 e) \,. \tag{2.4}$$

Na equação, observa-se a característica principal desta abordagem, isto é, a variável de controle $\dot{u}$, da planta modificada, surge com ganho de controle unitário. Segundo Zachi et al. [2019], trata-se de um fato novo que favorece o projeto da lei de controle ideal $\dot{u}^*$, isto é,

$$\dot{u} = \dot{u}^* = -\Omega \,, \tag{2.5}$$

já que esta não requer o uso do inverso do ganho de controle b, da planta original, em sua lei de formação. Isto contrasta com as abordagens ADRC tradicionais, como por exemplo em Madoński

et al. [2015]; Zheng et al. [2011], nas quais é utilizada uma constante de projeto $(1/b_0) \approx (1/b)$. Como o termo da perturbação generalizada Ω engloba constantes incertas e sinais não mensuráveis da planta, a lei ideal em (2.5) precisa ser redefinida para uma implementação real. Assim, após definir o vetor de estados do sistema como $Z = [z, \dot{z}, \ddot{z}, \Omega]^T = [Z_1, Z_2, Z_3, Z_4]^T$, no qual foi adicionado o termo da perturbação generalizada, projeta-se um estimador de estados estendido (ESO), com as seguintes equações:

$$\begin{cases} \dot{\hat{Z}}_1 = \hat{Z}_2 + L_1 e_y \,, & \dot{\hat{Z}}_2 = \hat{Z}_3 + L_2 e_y \,, \\ \dot{\hat{Z}}_3 = -\alpha_2 \hat{Z}_3 - \alpha_1 \hat{Z}_2 - \alpha_0 \hat{Z}_1 + \hat{Z}_4 + \dot{u} + L_3 e_y \,, & \\ \dot{\hat{Z}}_4 = L_4 e_y \,, & e_y = z - \hat{Z}_1 \,. \end{cases} \tag{2.6}$$

Observe que se o ESO em (2.6) for projetado convenientemente, então a metodologia de projeto poderá utilizar suas estimativas $\hat{Z} = [\hat{Z}_1, \hat{Z}_2, \hat{Z}_3, \hat{Z}_4]^T$, mais particularmente a estimativa $\hat{Z}_4$ do estado Z_4, para redefinir a lei de controle anteriormente sugerida em (2.5). Desta forma, tem-se que:

$$\dot{u} = -\hat{\Omega} = -\hat{Z}_4 \,. \tag{2.7}$$

2.4 Reformulação Proposta

As propriedades de estabilidade e convergência do sistema em malha fechada, com a adoção da lei de controle e o ESO , são demonstradas na referência Zachi et al. [2019]. Contudo, como pode ser observado a partir da definição das $n+1$ variáveis de estado $Z = [Z_1, Z_2, Z_3, Z_4]^T$ da planta modificada, verifica-se que o ESO correspondente possuirá ordem $m = n + 1 = 4$, que é um fato comum em várias abordagens ADRC da literatura Han [2009]; Gao et al. [2001b]; Madoński et al. [2015].

2.4.1 Dinâmica modificada

Considere-se a equação descrita no domínio da frequência:

$$Z(s) \;\; = \;\; \beta E(s) + \left[\frac{s}{(s+\alpha)^3}\right] U(s) \,. \tag{2.8}$$

Multiplicando-se os dois membros da equação pelo termo $(s+\alpha)$, tem-se que:

$$Z(s)\ (s+\alpha) = \beta E(s)\ (s+\alpha) + \left[\frac{s}{(s+\alpha)^2}\right] U(s) \,. \tag{2.9}$$

Partindo-se dessa equação, vamos redefinir o termo de controle $sU(s)/(s+\alpha)^2$ em função de duas variáveis virtuais $V_1(s)$ e $V_2(s)$, e redefinir também o novo distúrbio generalizado $\Lambda(s)$, conforme as expressões destacadas em (3.30).

$$\begin{cases} V_1(s) = \left(\frac{s}{s+\alpha}\right) U(s)\,, \quad V_2(s) = \left[\frac{1}{s+\alpha}\right] V_1(s)\,, \\ \\ \Lambda(s) = \beta E(s)(s+\alpha)\,. \end{cases} \tag{2.10}$$

Reescrevendo a equação no domínio do tempo, com base nas definições , tem-se que:

$$\dot{z} + \alpha z = \Lambda(t) + v_2\,. \tag{2.11}$$

A equação corresponde à dinâmica da *planta reformulada* que será o ponto de partida para o projeto do ESO e da lei de controle propostos neste trabalho. Observe que a EDO no primeiro membro é estável e possui ordem $p = 1$. Logo, uma lei de formação para o controle virtual v_2 poderia ser dada por

$$v_2 \;=\; -\Lambda(t)\,. \tag{2.12}$$

Como o termo $\Lambda(t)$ não é uma quantidade mensurável, será necessário projetar e utilizar um ESO de ordem $p+1 = 2$.

2.4.2 Dinâmica do ESO e projeto da lei de controle

Após escolher o vetor de estados estendido como $Z = [z, \Lambda(t)]^T = [Z_1, Z_2]^T$, a representação de estados da planta e do ESO correspondente assumirão os seguintes formatos:

$$\text{Planta: } \dot{Z} \;=\; \underbrace{\begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A} Z + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} v_2 + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \dot{\Lambda}(t)\,, \tag{2.13}$$

$$\text{ESO: } \dot{\hat{Z}} \;=\; \begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_2 + \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}}_{L} e_y\,, \tag{2.14}$$

$$e_y \;=\; \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C} (Z - \hat{Z})\,, \tag{2.15}$$

nas quais são definidas as matrizes das representações e o vetor de ganhos $L \in \mathbb{R}^2$ do ESO. Os elementos de L, em geral, são escolhidos para satisfazer a equação característica da malha fechada do ESO, ou seja,

$$\det[sI - (A - LC)] = (s + w_0)^2 = s^2 + L_1 s + L_2\,. \tag{2.16}$$

Onde, a constante de projeto $w_0 > 0 \in \mathbb{R}$ define o polo desejado para a malha fechada do ESO. Novamente considerando que o estimador em (3.34) é convenientemente projetado, a lei de controle virtual em (3.32), pode ser redefinida como:

$$v_2 \;=\; -\hat{\Lambda}(t) = -\hat{Z}_2\,. \tag{2.17}$$

2.4.3 Implementação

Como o projeto ADRC proposto na seção anterior foi realizado considerando uma planta virtual de ordem $p = 1$ menor do que a ordem $n = 3$ da planta original , a lei de controle obtida em (3.37) não pode ser aplicada diretamente e precisa ser transformada utilizando as relações dinâmicas introduzidas , ou seja:

$$V_2(s) \;=\; \left(\frac{1}{s+\alpha}\right) \underbrace{\left(\frac{s}{s+\alpha}\right) U(s)}_{V_1(s)}\,. \tag{2.18}$$

A partir da equação obtém-se a seguinte expressão final para a lei de controle original u:

$$U(s) \;=\; -\left(\frac{s+\alpha}{s}\right)\,(s+\alpha)\,V_2(s)\,. \tag{2.19}$$

Observe que a função de transferência entre $U(s)$ e $V_1(s)$ em (3.38) é própria. Portanto, esta admite uma inversa $(s+\alpha)/s$ realizável, como mostrado. Ainda, em , a função de transferência entre $V_1(s)$ e $V_2(s)$ é estritamente própria e não admite uma inversa realizável. Contudo, será demonstrado a seguir que este termo impróprio $(s+\alpha)$, exigido , pode ser obtido da estrutura interna do ESO, o que torna viável a sua implementação na lei de controle $U(s)$. O diagrama em blocos da implementação do ESO das leis de controle, segue ilustrado na Figura 2.3. Os blocos da *função de transferência própria* e do *ESO de ordem reduzida* seguem destacados, conforme previsto na formulação proposta neste trabalho. Uma vantagem desta abordagem está no fato de que a ordem reduzida implica também na redução do alto ganho característico dos controladores ADRC.

2.5 Análise de estabilidade

Uma propriedade importante dos controladores ADRC, que será útil nos desenvolvimentos a seguir, diz respeito à relação dinâmica entre o termo do distúrbio generalizado $\Lambda(t)$ e sua estimativa $\hat{\Lambda}(t) = \hat{Z}_2$, que é dada por Zachi et al. [2019]:

$$\hat{Z}_2(s) \;=\; \underbrace{\left(\frac{w_0}{s+w_0}\right)^2}_{M(s)}\,\Lambda(s)\,. \tag{2.20}$$

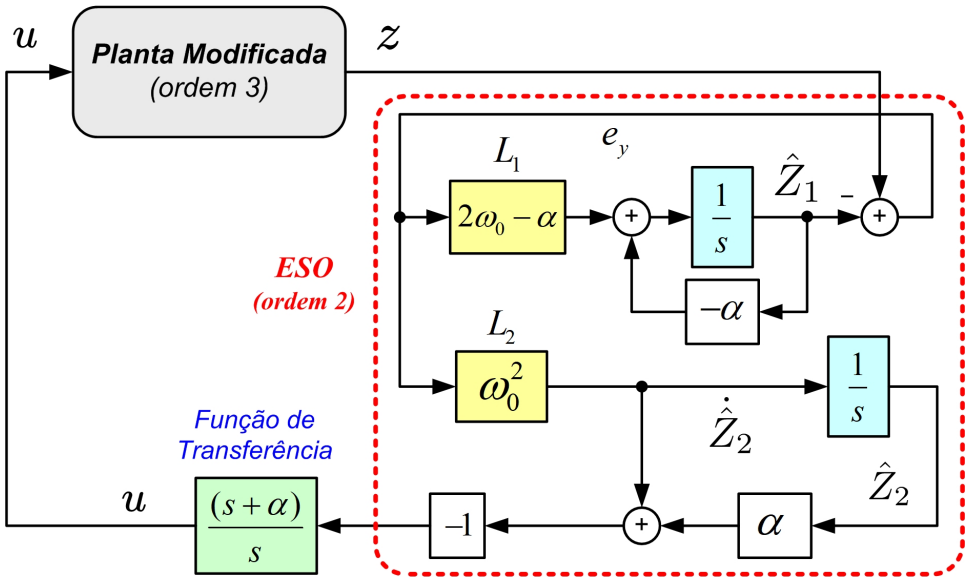


Figura 2.3: Diagrama em blocos da implementação ADRC - Proposta neste Trabalho

Manipulando-se as equações 2.18 e 2.19, é possível estabelecer a relação dinâmica entre $U(s)$ e o erro de saída original $E(s)$:

$$U(s) \;=\; -\,M(s)\left[\frac{\beta(s+\alpha)^3}{s}\right]\,E(s)\,. \tag{2.21}$$

Ao substituir a expressão dada na planta definida no diagrama da Figura **??**(a), obtém-se o diagrama da malha fechada do sistema na Figura 2.4(a), e sua forma reduzida na Figura 2.4(b).

2.5.1 Estabilidade e escolha das variáveis de projeto

No diagrama da Figura 2.4(a), tem-se a seguinte função da malha aberta:

$$P(s) \;=\; \frac{\overbrace{w_0^2 K_0|b|}^{\mathcal{K}}(s+\alpha)^3}{s(s+w_0)^2(s+\alpha)^3} \;=\; \frac{\mathcal{K}}{s(s+w_0)^2}\,. \tag{2.22}$$

Para avaliar a estabilidade da malha fechada e definir as constantes de projeto α, w_0 e K_0, basta observar o gráfico do *Lugar das Raízes* da função $P(s)$. Isto ficará mais claro observando os gráficos da Figura 2.3 no exemplo de aplicação.

2.5.2 Análise das propriedades de convergência do erro e rejeição de distúrbios

No diagrama da forma reduzida da Figura 2.4(b), observa-se que a função de transferência $G_1(s)$, entre y_r e y_1, possui ganho DC unitário, independentemente do valor do ganho de controle b da planta. Esta característica revela que esta porção da malha fechada é capaz de *rastrear* uma referência do tipo degrau, em regime estacionário. Além disso, também é possível verificar que

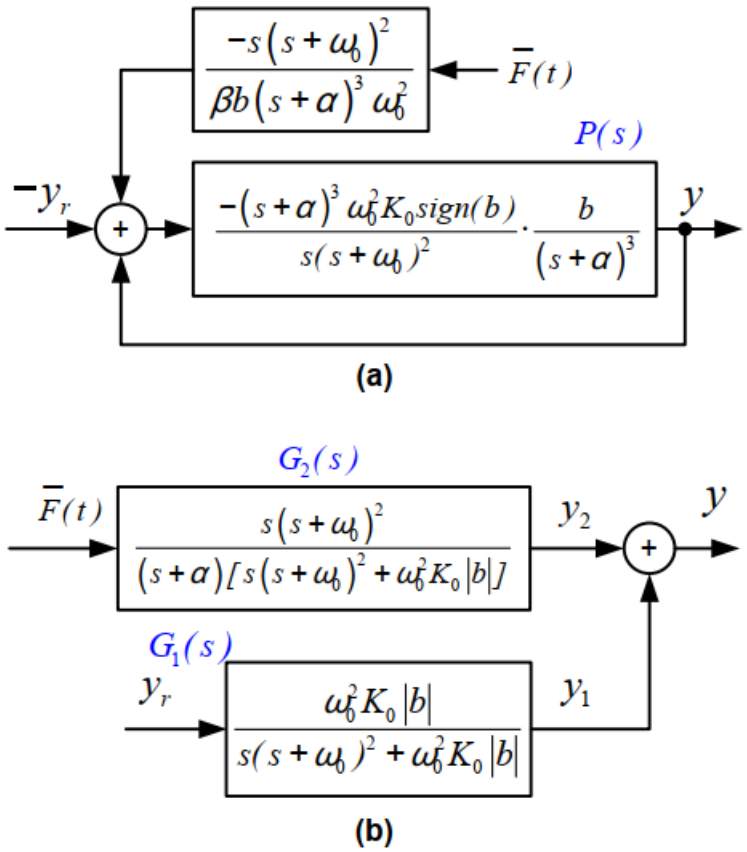


Figura 2.4: Diagrama em blocos do sistema em malha fechada. (a) Forma expandida. (b) Forma reduzida.

a função de transferência entre $\bar{F}$ e y_2 pode apresentar um ganho linear máximo $|G_2(jw)|$, em módulo, que é menor do que a unidade $\forall\omega$. Esta característica revela que esta porção da malha fechada é capaz de *atenuar/rejeitar* o distúrbio $\bar{F}$, em regime estacionário. Contudo, a intensidade de atenuação/rejeição é dependente das escolhas das constantes de projeto w_0, α e K_0.

2.6 Exemplo de Aplicação

Como exemplo de aplicação, esta seção demonstra os procedimentos de projeto do método de controle proposto aplicado na estabilização do sistema de terceira ordem definido por:

$$\dddot{y} + a_2\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_0 y = bu + d(t)\,, \tag{2.23}$$

no qual $u,\ y \in \mathbb{R}$ são as variáveis de entrada e saída, respectivamente, e $d(t) \in \mathbb{R}$ é um distúrbio externo limitado em amplitude e em espectro de frequências. Nesta seção, são realizadas comparações com os métodos *ADRC com planta modificada* (MP-ADRC), discutido em Zachi et al. [2019], e com o método ADRC de observador reduzido (RESO), discutido em Teppa-Garran and Garcia [2015]. Para efeito de ajuste dos parâmetros dos controladores citados, assumem-se os valores nominais da

Tabela 2.2 para a planta da Eq. (2.23).

Parâmetro	**Valor**
b	20
a_2	-1
a_1	-10
a_0	-8

Tabela 2.2: Valores nominais adotados no exemplo de aplicação.

Seguindo o formalismo do método ADRC básico, a planta da Eq. (2.23), é reescrita na forma:

$$\dddot{y} = bu + F(t)\,, \tag{2.24}$$

$$F(t) = -a_2\ddot{y} - a_1\dot{y} - a_0 y + d(t)\,. \tag{2.25}$$

2.6.1 Definição das leis de controle e das estruturas dos ESOs

Com base na equação planta (2.24), são definidas a seguir as estruturas das estratégias a serem comparadas.

Estrutura do RESO Teppa-Garran and Garcia [2015]:

- Variável de erro:

$$e = y - y_{ref}\,. \tag{2.26}$$

- Variáveis de estado da planta e do ESO:

- Equações do ESO:

$$\dot{\bar{\sigma}} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{\sigma} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_2 - \beta_1^2 \\ \beta_3 - \beta_1\beta_2 \\ -\beta_1\beta_3 \end{bmatrix} e\,, \tag{2.27}$$

$$\sigma = \bar{\sigma} + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} e\,, \tag{2.28}$$

- Lei de controle:

$$u = k_1 e - k_2\sigma_1 - k_3\sigma_2 - \sigma_3\,,. \tag{2.29}$$

Estrutura do MP-ADRC Zachi et al. [2019]:

- Variável de erro:

$$z := \beta e + u_f\,, \qquad e = y - y_{ref}\,, \tag{2.30}$$

- Variáveis de estado da planta e do ESO:

$$Z = [z,\ \dot{z},\ \ddot{z},\ \Omega(t)]\,, \tag{2.31}$$

- Equações do ESO:

$$\dot{\hat{Z}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{u} + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \\ L_3 \\ L_4 \end{bmatrix} e_y\,, \tag{2.32}$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z}\,, \qquad e_y = z - \hat{Z}_1\,, \tag{2.33}$$

- Lei de controle:

$$\dot{u} = -\hat{Z}_4\,, \quad \longrightarrow \quad u = -\int_0^t \hat{Z}_4\ d\tau\,. \tag{2.34}$$

O ajuste dos parâmetros do controlador proposto é realizado com o auxílio do gráfico do lugar das raízes da Figura 2.5, traçado a partir da função de malha aberta em (2.22). De início, escolhe-se $w_0 = 200$ e $\alpha = 2$. Aqui, opta-se por escolher os polos da malha fechada de forma que estejam todos sobre o eixo real. Escolhendo-se um deles como ponto de partida, por exemplo em $s = -127$, como mostrado na Figura 2.5, é possível determinar o valor de $\mathcal{K} = 576 \times 10^5$ (2.22). Com base nos valores nominais dos parâmetros da planta e de w_0, chega-se ao valor calculado de $K_0 \approx 3$. Aplica-se um sinal de distúrbio $d(t)$ na entrada da planta da Figura 2.4 que consiste de um sinal

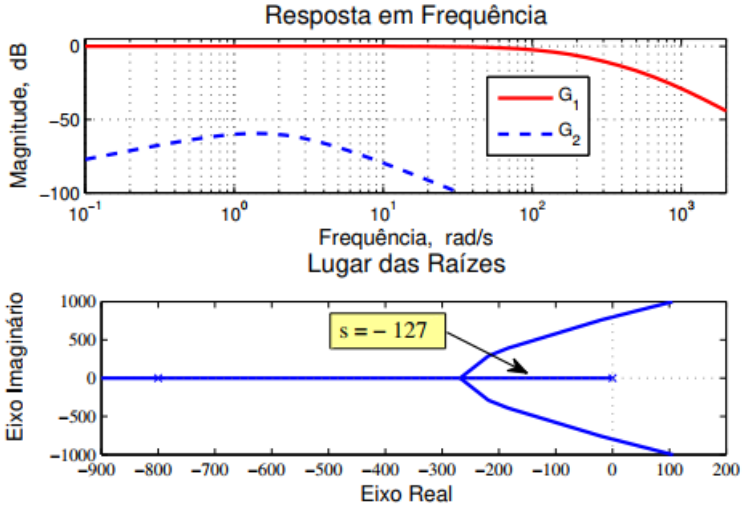


Figura 2.5: Gráfico do lugar das raízes de $P(s)$ em (2.22).

senoidal de frequência 5 Hz e amplitude de pico no valor 10. O ruído $\mu(t)$ é gerado por uma função randômica com aplitude máxima de $0,01$. São realizados dois ensaios de simulação nas seguintes

situações:

Simulação 1: Regulação da saída da planta para uma referência constante, com uma incerteza no parâmetro b da planta dada por $b_0 = 5b$;

Simulação 2: Rastreamento da saída da planta para uma referência variante no tempo, com uma incerteza no parâmetro b da planta dada por $b_0 = 5$..

Na Tabela 2.3, seguem os valores detalhados utilizados nas duas simulações.

Tabela 2.3: Parâmetros da Simulação 1.

Controlador	Constantes
Proposto	$K_0 = 3;\ w_0 = 200;\ \alpha = 2$
	$L_1 = 398;\ L_2 = 40.000$
MP-ADRC	$K_0 = 2;\ w_0 = 500;\ \alpha = 2;\ L_1 = 1.994$
	$L_2 = 1.488.024;\ L_3 = 4,821 \times 10^8;\ L_4 = 6,25 \times 10^{10}$
RESO	$w_0 = 160;\ k_1 = 8;\ k_2 = 12;\ k_3 = 6$
	$\beta_1 = 480,\ \beta_2 = 76.800,\ \beta_3 = 4.096.000$

2.6.2 Resultados de Simulação

Os gráficos das Figuras 2.6 e 2.7 correspondem aos resultados obtidos na Simulação 1. Já nas Figuras 2.8 e 2.9, tem-se os resultados obtidos na Simulação 2. A curva do distúrbio externo aparece ilustrada no primeiro gráfico das Figuras 2.6 e 2.8. Os dois últimos gráficos da Figura 2.6 ilustram as curvas de saída da planta sob a ação dos três controladores ADRC mencionados. Observa-se que os desempenhos em malha fechada são bastante similares, inclusive com relação à rejeição do ditúrbio externo $\mu(t)$. Uma outra característica importante pode ser observada nas curvas dos sinais de controle da Figura 2.7. Os controladores comparados produzem esforços de controle com perfis temporais iniciais ligeiramente diferentes mas com perfis similares em estado estacionário. Esta característica também pode ser observada nas curvas dos erros de saída, nas gráficos da Figura 2.7. Já os gráficos das Figuras 2.8 e 2.9 ilustram o desempenho dos controladores durante o rastreamento da trajetória desejada. Como pode ser observado pelas curvas de saída, no detalhamento da Figura 2.8, os desempenhos dos controladores permanecem bastante similares embora, neste caso, tenham sido gerados sinais de controle com perfis iniciais distintos, como segue ilustrado nos gráficos da Figura 2.9.

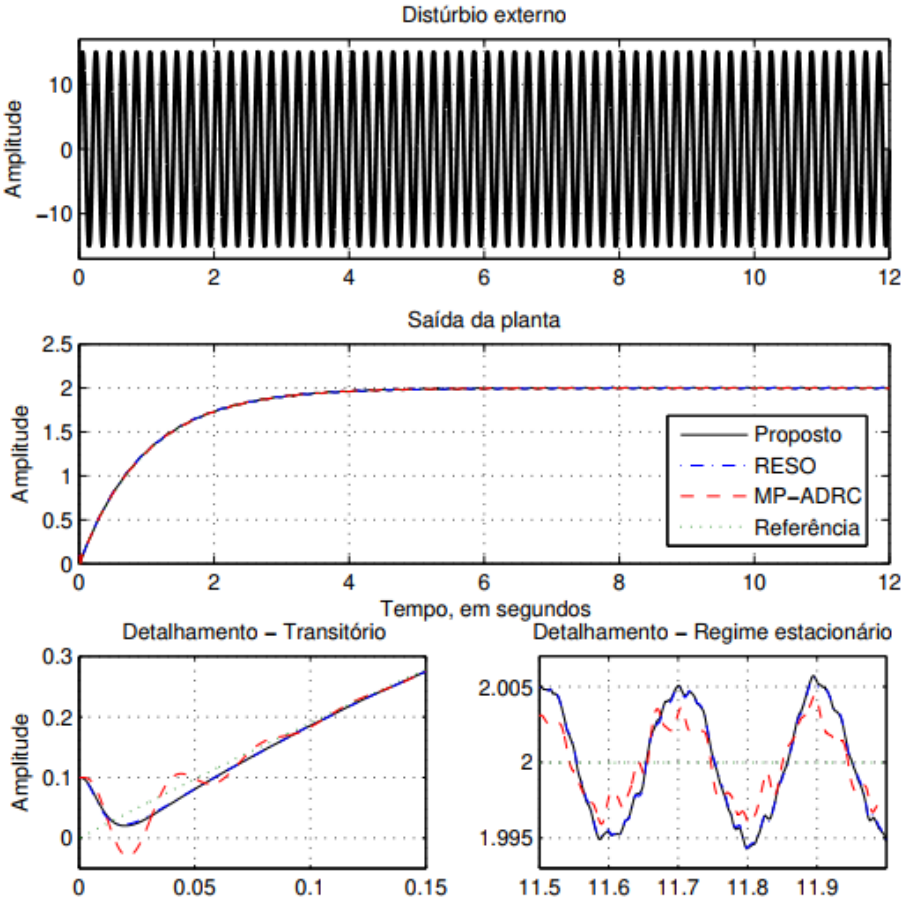


Figura 2.6: Simulação. Saída da Planta com ganho $b = 5b_0$.

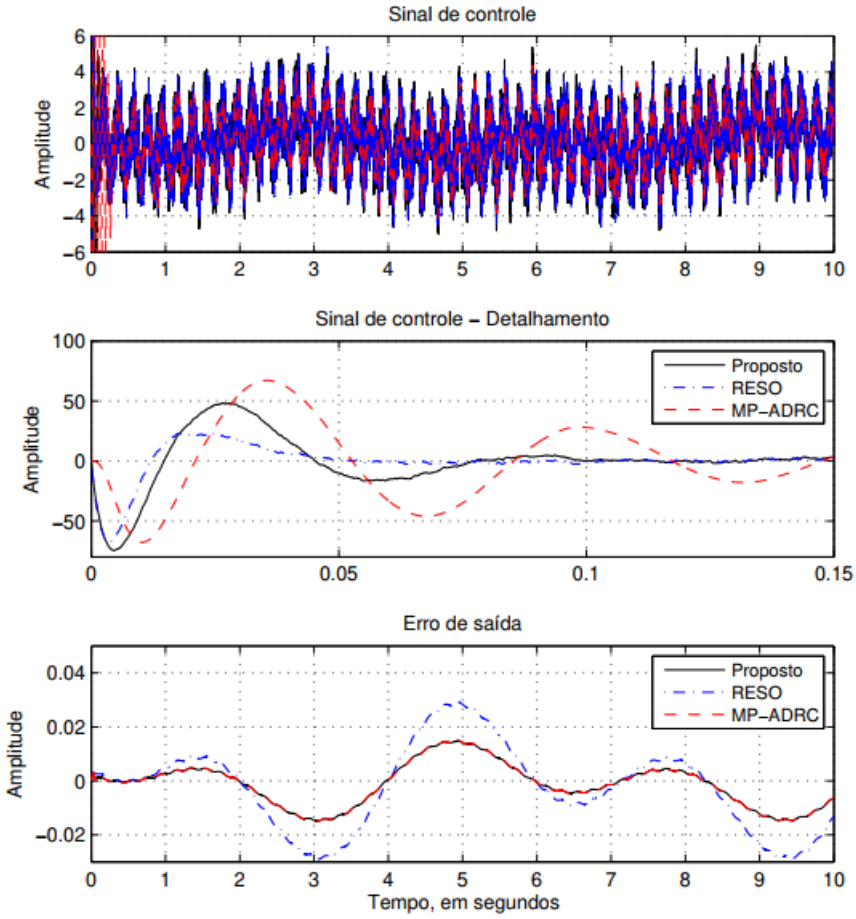


Figura 2.7: Simulação. Sinal de controle com ganho $b = 5b_0$.

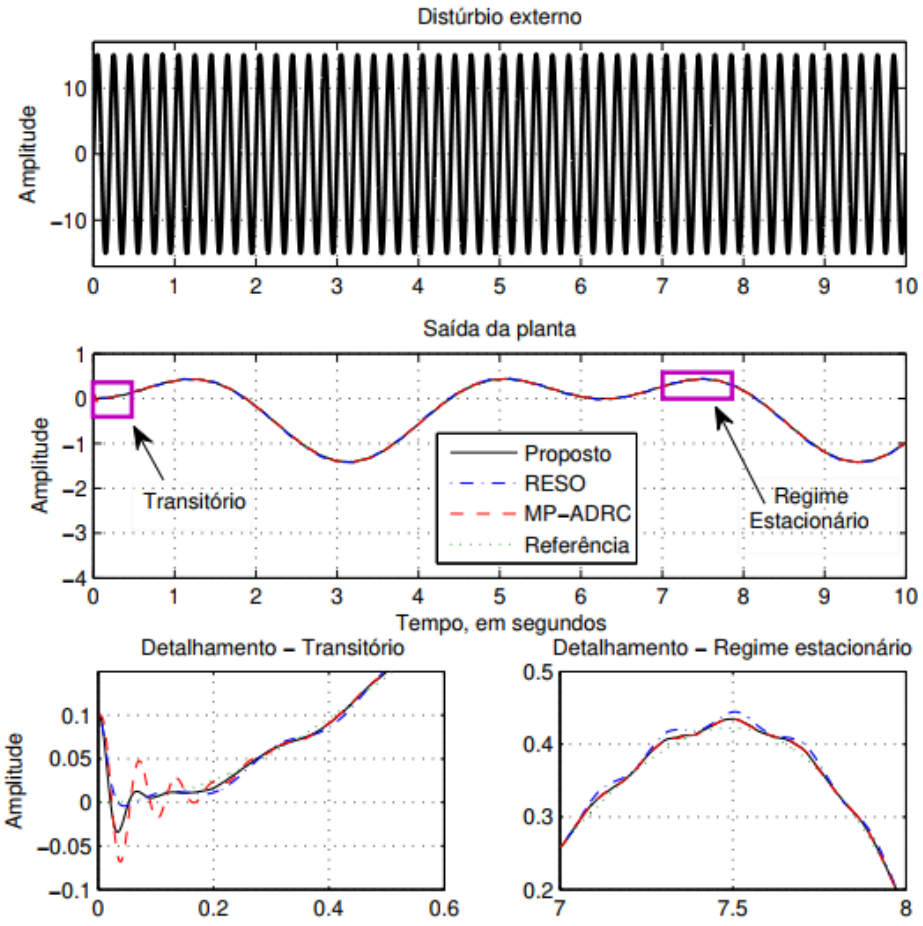


Figura 2.8: Simulação. Saída da Planta com ganho $b = 5b_0$.

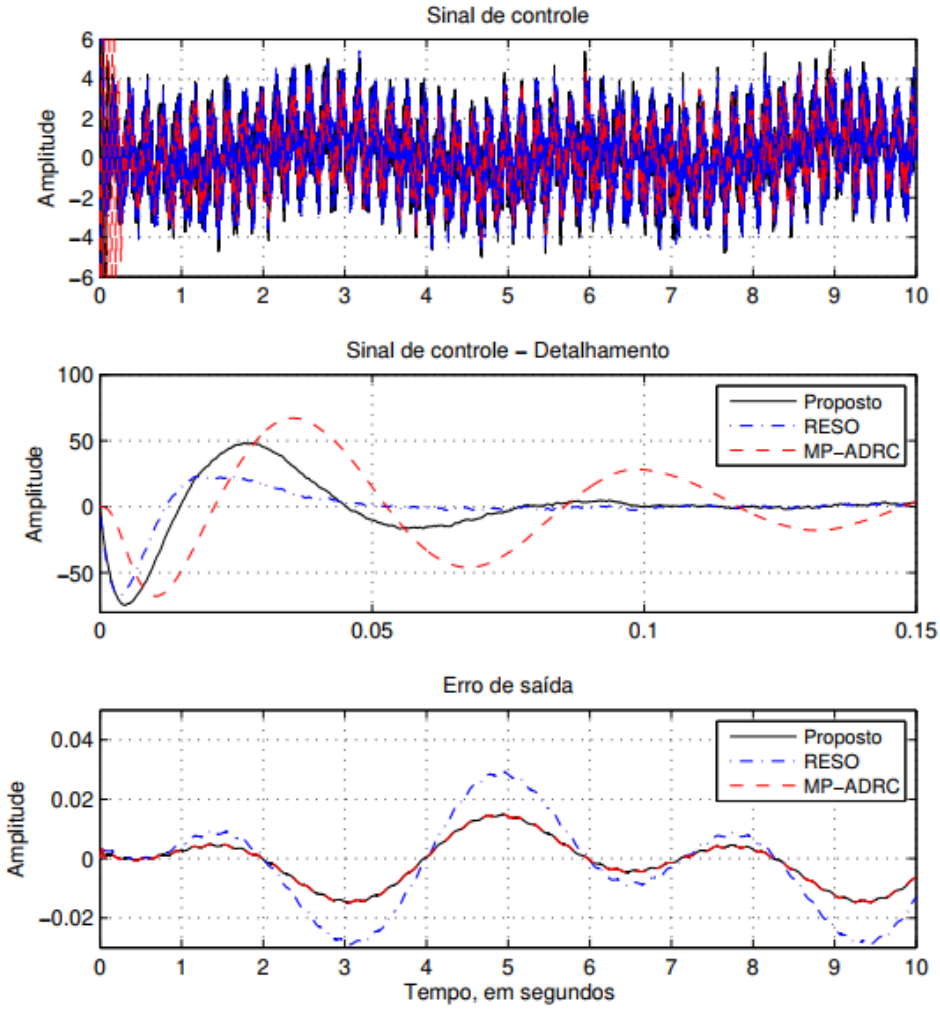


Figura 2.9: Simulação. Sinal de controle com ganho $b = 5b_0$.

2.6.3 Exemplo de Aplicação: Discussão dos resultados

A solução de controle proposta introduz uma classe de estimadores estendidos que é composta por um observador tradicional em cascata com uma função de transferência própria. O trabalho mostra que adotando-se tal estratégia é possível reduzir a ordem do observador, em termos da quantidade de variáveis de estado e de ganhos em malha fechada. Esta última característica representa uma contribuição relevante para o método ADRC já que pode promover uma redução do alto-ganho característico daquela estratégia e reduzir a malha de atraso introduzida pelas equações dinâmicas do observador estendido. São realizadas comparações com dois outros métodos ADRC:um que utiliza um ESO de quarta ordem (quatro estados) e; um outro que utiliza um ESO de terceira ordem (três estados). Mostra-se que o desempenho do método proposto é bastante similiar aos dos demais métodos com a vantagem de se utilizar um ESO com apenas dois estados. A partir dos resultados de simulação é possível notar que as propriedades de robustez à incertezas paramétricas e de rejeição de distúrbios externos, são mantidas pelo controlador proposto.

Capítulo 3

Aplicação do MP-ADRC no controle de orientação de uma câmera Pan-Tilt

Este capítulo descreve a aplicação do método MP-ADRC proposto no problema de controle de orientação de uma câmera do tipo Pan e Tilt. Neste sistema, a câmera não translada, pois sua base é fixa. A focalização de objetos em movimento é realizada por meio de um mecanismo com movimentos de Pan (giro azimutal) e Tilt (giro de elevação). Neste mecanismo, os atuadores são dois motores de corrente contínua (DC) independentes, que são acionados por tensões elétricas. O capítulo descreve como tais tensões são produzidas a partir da estratégiade controle MP-ADRC proposta.

3.1 Câmera Pan-Tilt

A utilização de imagens através da gravação de vídeos desempenha um papel crucial na captura e documentação de eventos em tempo real, fornecendo uma representação visual dinâmica de um ambiente físico. Esta ferramenta é especialmente valiosa em áreas como segurança, monitoramento de tráfego, vigilância urbana, entre outras, onde é essencial registrar e analisar atividades específicas. Dentro deste contexto, as câmeras desempenham um papel fundamental na visão computacional, servindo como sensores para capturar informações visuais e espaciais do ambiente. Elas são empregadas não apenas para a simples captura de imagens, mas também para extrair informações valiosas, como identificação de objetos, rastreamento de movimento, reconhecimento de padrões e muito mais.

No sistema de controle baseado em posição, as informações visuais obtidas são combinadas com modelos geométricos do alvo e da câmera. A partir desses dados, é calculada a posição tridimensional do alvo no espaço em relação à posição da câmera. Por outro lado, no controle baseado em imagem, as informações da imagem bidimensional são utilizadas diretamente no controlador servo visual. Esta abordagem oferece uma vantagem em termos de custo computacional, pois não requer

a determinação da posição tridimensional do alvo, e elimina os erros decorrentes da modelagem e calibração da câmera. No entanto, enfrenta-se o desafio da complexidade e não-linearidade do robô, o que pode dificultar consideravelmente a tarefa de posicionar as juntas sem um modelo tridimensional de movimento do alvo

3.2 Objetivo de controle

Na teoria clássica de controle, os problemas são frequentemente categorizados como regulação e rastreamento. Essas questões surgem da necessidade de controlar um sistema de forma que sua saída alcance ou se aproxime o máximo possível de um valor de referência predefinido. No contexto deste trabalho, o foco é diretamente empregado ao sistemas de medição do erro entre a posição atual da câmera e a posição desejada.

A regulação refere-se ao controle do sistema para que sua saída permaneça próxima de um valor de referência constante ao longo do tempo, independentemente de perturbações externas ou variações nos parâmetros do sistema. Por exemplo, ao manter a câmera fixada em um ponto específico, mesmo com vibrações ou movimentos involuntários. Numa outra abortadem, o rastreamento envolve o controle do sistema para seguir uma trajetória específica ou um conjunto de referências ao longo do tempo. Nesse contexto, o objetivo é mover a câmera para acompanhar um objeto em movimento ou para seguir uma trajetória predeterminada, garantindo que o erro entre a posição atual e a posição desejada seja minimizado ao longo do tempo. Na prática, a mensuração do erro entre a posição atual da câmera e a posição desejada desempenha um papel fundamental no projeto e implementação do controle. Esse erro é frequentemente utilizado como feedback para ajustar os comandos enviados aos motores da câmera, garantindo que ela se mova de acordo com as especificações desejadas. Sendo uma forma eficaz para reduzir esse erro pode envolver o uso de algoritmos de controle avançados, como o método ADRC discutido anteriormente, que permitem uma compensação robusta de perturbações e incertezas no sistema.

Como se pretende descrever o comportamento do sistema (Figura 1.2) como um todo, ou seja, considerando como entradas as tensões aplicadas aos terminais dos motores Pan e Tilt e, como saídas, as coordenadas da imagem do objeto (alvo), os passos para obter as equações da dinâmica completa do sistema são apresentados a seguir.

3.2.1 Modelo de projeção da câmera

Neste trabalho, consideramos o modelo matemático proposto em [Hutchinson et al., 1996; Flandin et al., 2000; Kelly et al., 2000] que é generalizado para uma câmera móvel. Como uma câmera CCD é usada para medir a posição do alvo, seu modelo de projeção, que é representado na Figura

3.1 precisa ser incluído na equação do sistema.

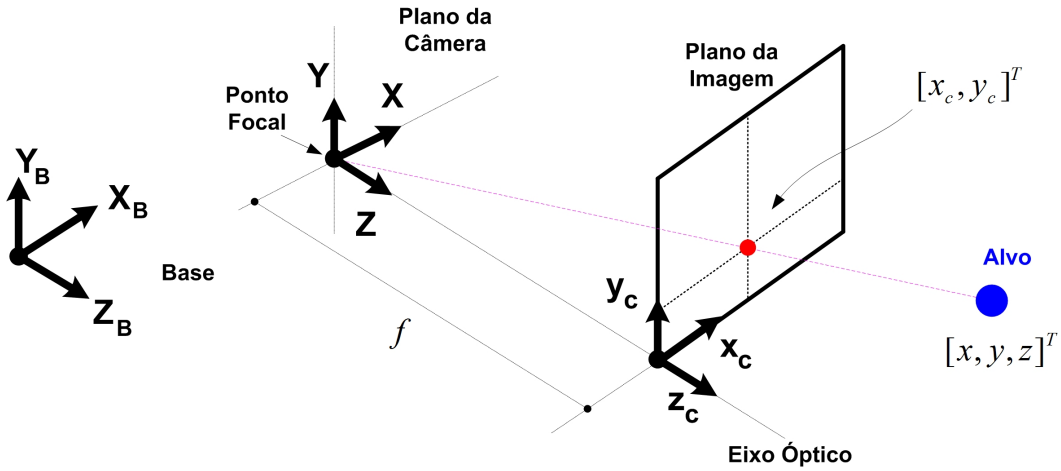


Figura 3.1: Ilustração do modelo de projeção da câmera.

A base da câmera é fixada na área de trabalho. A origem do sistema de coordenadas da câmera em relação à base é representada por $s_c \in \mathbb{R}^3$. A orientação do sistema de coordenadas da câmera em relação à base é indicada por $R_c \in SO(3)$. O objeto (alvo), que tem coordenadas $[x, y, z]^T$ no plano da câmera, produz um ponto de projeção $\mathbf{p_c} = [x_c, y_c]^T \in \mathbb{R}^2$ no plano da imagem. Vamos definir $s_o \in \mathbb{R}^3$ para as coordenadas do objeto de destino em relação ao quadro base. Portanto, a posição relativa desse objeto localizado na área de trabalho em relação ao quadro de coordenadas da câmera é $[x, y, z]^T$. De acordo com o método de projeção em perspectiva [Hutchinson et al., 1996; Flandin et al., 2000; Kelly et al., 2000], o ponto da imagem depende exclusivamente da posição do objeto e da posição e orientação da câmera e pode ser representado por

$$p_c = \begin{bmatrix} x_c \\ y_c \end{bmatrix} = \frac{\alpha_c f}{z} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \tag{3.1}$$

onde $f > 0 \in \mathbb{R}$ representa a distância focal da câmera (em metros), $z \in \mathbb{R}$ a profundidade relativa entre o objeto e a câmera (em metros), medida na direção de seu eixo óptico ($z \gg f$), $\alpha_c > 0 \in \mathbb{R}$ é o fator de escala da câmera (em pixel/metro). Derivando da Eq.3.1 uma vez em relação ao tempo, obtém-se:

$$\dot{p}_c = \begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{y}_c \end{bmatrix} = \frac{\alpha_c f}{z} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -x/z \\ 0 & 1 & -y/z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

A posição do alvo em relação ao plano da câmera é dada por

$$\begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T = R_c(s_o - s_c). \tag{3.3}$$

Como a orientação da câmera não é uma quantidade estática, seus movimentos rotacionais afetarão a projeção da imagem alvo. Assim, usando a conhecida fórmula geral para a velocidade de um ponto em movimento com um sistema de referência em movimento em relação a um sistema de referência fixo [Hutchinson et al., 1996; Sciavicco and Siciliano, 2000], é possível calcular a derivada no tempo da Eq. (3.3) em termos das velocidades de translação e rotação da câmera como [Kelly et al., 2000]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -z & y \\ 0 & 1 & 0 & z & 0 & -x \\ 0 & 0 & 1 & -y & x & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ \omega_c(t) \end{bmatrix}, \tag{3.4}$$

onde $v_c(t) = [v_x, v_y, v_z]^T \in \mathbb{R}^3$ e $\omega_c(t) = [\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T \in \mathbb{R}^3$ representam as velocidades de translação e rotação da câmera, respectivamente, em relação à base. O movimento da projeção do alvo na imagem, em função das velocidades da câmera, é obtido substituindo a Eq. (3.3) na Eq. (3.2):

$$\dot{p}_c = \frac{\alpha_c f}{z} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -x/z & -xy & (x^2+z^2)/z & -y \\ 0 & 1 & -y/z & -(y^2+z^2)/z & xy & x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_c(t) \\ \omega_c(t) \end{bmatrix}. \tag{3.5}$$

Supondo que as origens dos sistemas de coordenadas da câmera e do plano base sejam coincidentes e tenham a mesma orientação, não é difícil verificar se o vetor de velocidade de translação da câmera $v = [v_x, v_y, v_z]^T \equiv [0, 0, 0]^T$. Nessa configuração, os ângulos de orientação da câmera em torno dos eixos X_B e Y_B coincidem, respectivamente, com os ângulos Pan e Tilt do mecanismo ($\omega_x = \omega_T \,; \omega_y = \omega_P$), enquanto o ângulo em torno do eixo Z_B permanece constante $\forall t \geq 0$ ($\omega_z = 0$). Assim, o modelo cinemático do sistema de visão Pan-Tilt, em coordenadas de imagem, pode ser consolidado no seguinte formato:

$$\dot{p}_c = \begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{y}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{x_c y_c}{\alpha_c f} & \dfrac{x_c^2 + (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} \\ \dfrac{-y_c^2 - (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} & \dfrac{x_c y_c}{\alpha_c f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_T \\ \omega_P \end{bmatrix}, \tag{3.6}$$

onde as variáveis $[\omega_T; \omega_P]^T \in \mathbb{R}^2$ são definidas com as velocidades de orientação da câmera.

3.2.2 Mudança de variável

Como pode ser visto na Eq. (3.6), o modelo cinemático de projeção da câmera é formado por funções não lineares nas variáveis de estado x_c e y_c e acoplamentos nas variáveis de entrada w_P e w_T. No entanto, motivado por sua estrutura algébrica particular, é possível reescrever a Eq. (3.6) em um formato mais conveniente para projetar leis de controle. Nesse sentido, é conveniente

considerar a seguinte transformação linear inversível:

$$\begin{bmatrix} \omega_T \\ \omega_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \end{bmatrix}, \tag{3.7}$$

no qual as variáveis de entrada auxiliares w_x e w_y são introduzidas. Substituindo a Eq. (3.7) na Eq. (3.6), tem-se que:

$$\dot{p}_c = \begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{y}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{x_c^2 + (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} & \frac{x_c y_c}{\alpha_c f} \\ \frac{x_c y_c}{\alpha_c f} & \frac{y_c^2 + (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} \end{bmatrix}}_{G(p_c)} \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \end{bmatrix}}_{\omega}. \tag{3.8}$$

Neste ponto do desenvolvimento, fica mais claro que a transformação linear da Eq. (3.7) foi escolhida apenas para forçar a nova matriz de transformação cinemática em um formato que é muito útil no projeto de sistemas de controle. Observe que, adotando tal mudança de variável, a matriz $G(p_c)$ da Eq. 3.9 torna-se uniformemente simétrica e definida positiva $\forall p_c(t)$ conforme definido em [Slotine and Li, 1991, Página 80]. De fato, de acordo com [Slotine and Li, 1991, Página 80], essa propriedade estrutural da matriz pode ser confirmada pelas condições impostas aos sinais dos *menores principais líderes* Δ_{11}, Δ_{22} de $G(p_c)$, destacados nas expressões em (3.9) e (3.10) abaixo. Observe que essas condições são sempre verdadeiras para quaisquer coordenadas x_c, y_c:

$$\Delta_{11}[G(p_c)] \;=\; \left[\frac{(x_c^2 + \alpha_c^2 f^2)}{\alpha_c f}\right] \;>\; 0\,, \tag{3.9}$$

$$\Delta_{22}[G(p_c)] \;=\; \det(G(p_c)) \;=\; \alpha_c^2 f^2 + x_c^2 + y_c^2 \;>\; 0\,. \tag{3.10}$$

3.2.3 Dinâmica dos motores DC

Para calcular o modelo dinâmico completo do mecanismo Pan-Tilt, a dinâmica dos motores precisa ser considerada. Supõe-se neste trabalho que os atuadores Pan e Tilt são motores de corrente contínua (DC) controlados por tensões de armadura. As equações dinâmicas desses atuadores eletromecânicos são bem conhecidas na literatura [Dorf and Bishop, 2001]. Assim, para um motor DC genérico, tem-se que

$$JL\;\dddot{\theta} + (JR + bL)\ddot{\theta} + (bR + K^2)\dot{\theta} = K\;V_m\,. \tag{3.11}$$

J sendo o momento de inércia do rotor (em $Kg.m^2$), b a constante de atrito viscoso (em $N.m.s$), R a resistência elétrica da armadura (em Ohms - Ω) e L a indutância do enrolamento da armadura (em Henry - H). Na Eq. (3.11), a variável θ representa o ângulo do eixo do motor (em rad), $I(t)$

representa a corrente elétrica no enrolamento da armadura (em Ampere - A) e V_m denota a tensão elétrica nos terminais do motor (em Volts - V). Como a constante de torque K_t (em $N.m/A$) e a constante de força eletromotriz K_e (em $V/rad/s$) têm valores numéricos muito próximos, para simplificar, ambas são representadas K na modelagem atual. A equação (3.11) também pode ser escrita em termos da velocidade angular w (em rad/s) do eixo do motor, ou seja,

$$\ddot{w} + a_1\dot{w} + a_0 w = b_m\, V_m\,, \qquad a_1 = \frac{JR + bL}{JL}\,, \tag{3.12}$$

$$a_0 = \frac{bR + K^2}{JL}\,, \quad b_m = \frac{K}{JL}\,, \quad \dot{\theta} = w\,. \tag{3.13}$$

Considerando que os motores de Pan e de Tilt do mecanismo são semelhantes, de acordo com as Eqs. (3.12) e (3.13), suas dinâmicas podes ser definidas por:

$$\ddot{w}_x + a_1\dot{w}_x + a_0 w_x = b_m\, V_x\,, \tag{3.14}$$

$$\ddot{w}_y + a_1\dot{w}_y + a_0 w_y = b_m\, V_y\,. \tag{3.15}$$

3.2.4 Modelo dinâmico completo

Para obter a expressão final do modelo matemático do sistema, é necessário combinar as expressões destacadas na Eq. (3.14) com a da Eq. (3.8). No entanto, antes de substituir diretamente um pelo outro, é necessário derivar a Eq. (3.8) mais duas vezes em relação ao tempo:

$$\begin{aligned} \ddot{p}_c &= \dot{G}(p_c)w + G(p_c)\dot{w}\,, \\ \dddot{p}_c &= \ddot{G}(p_c)w + 2\dot{G}(p_c)\dot{w} + G(p_c)\ddot{w}\,. \end{aligned} \tag{3.16}$$

De acordo com as expressões das Eqs. (3.14) e (3.15), Eq. (3.16) agora é dado por:

$$\dddot{p}_c = \underbrace{[2\dot{G}(p_c) - a_1 G(p_c)]\dot{w} + [\ddot{G}(p_c) - a_0 G(p_c)]w}_{[H_x(\sigma)\ ;\ H_y(\sigma)]^T} + G(p_c) b_m\, V_m\,, \tag{3.17}$$

$$\sigma = [x_c; y_c; w_x; w_y; \dot{w}_x; \dot{w}_y]^T\,, \tag{3.18}$$

em que as funções $H_x(\sigma)$ e $H_y(\sigma)$ são introduzidas para representar as porções não lineares de cada EDO. Observe que as EDOs da Eq. (3.17) envolvem dinâmicas não lineares nas variáveis do vetor de estado p_c e em suas derivadas de ordem superior. Além disso, essas equações também envolvem acoplamentos nas variáveis do vetor de entrada V_m dado pela matriz $G(p_c)b_m$. Outra observação importante é que os componentes V_x e V_y do vetor de entrada V não aparecem em nenhuma das outras parcelas da Eq. (3.17). Desta forma, esta mesma equação pode ser reescrita usando uma

notação mais compacta:

$$\dot{\vec{x}}_c = H_x(\sigma) + G_{11}(p_c)V_x + G_{12}(p_c)V_y\,, \tag{3.19}$$

$$\dot{\vec{y}}_c = H_y(\sigma) + G_{21}(p_c)V_x + G_{22}(p_c)V_y\,, \tag{3.20}$$

$$b_m G(p_c) = b_m \begin{bmatrix} \dfrac{x_c^2 + (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} & \dfrac{x_c y_c}{\alpha_c f} \\ \dfrac{x_c y_c}{\alpha_c f} & \dfrac{y_c^2 + (\alpha_c f)^2}{\alpha_c f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(p_c) & G_{12}(p_c) \\ G_{21}(p_c) & G_{22}(p_c) \end{bmatrix}, \tag{3.21}$$

em que os elementos G_{ij} da matriz uniformemente simétrica e positiva $b_m G(p_c)$ também são destacados.

3.2.5 Aplicação do método MP-ADRC

Adotando o formalismo ADRC para explicitar as variáveis de controle V_x na Eq. (3.19), e V_y em (3.20), pode-se reescrevê-las nos seguintes formatos:

$$\dot{\vec{x}}_c = F_x + G_{11}(p_c)V_x\,, \qquad F_x = H_x(\sigma) + G_{12}(p_c)V_y\,, \tag{3.22}$$

$$\dot{\vec{y}}_c = F_y + G_{22}(p_c)V_y\,, \qquad F_y = H_y(\sigma) + G_{21}(p_c)V_x\,. \tag{3.23}$$

Observe as Eqs. (3.22) e (3.23), e note que a dinâmica está sendo representada como se fossem duas EDOs de variável única desacopladas, ou seja, cada uma com uma entrada e uma saída: $V_x \rightarrow x_c$ e $V_y \rightarrow y_c$. Na verdade, isso é feito intencionalmente, uma vez que os acoplamentos existentes em cada EDO são considerados distúrbios e são incorporados aos termos F_x e F_y. Outro fato que merece destaque nas Eqs. (3.22) e (3.23) é que os coeficientes $G_{11}(p_c)$ e $G_{22}(p_c)$ são variantes e dependentes das variáveis x_c e y_c. No lugar daqueles coeficientes, adotam-se os valores constantes g_{11} e g_{22}, respectivamente, que foram calculados no ponto central da tela (x_{c0}, y_{c0}). Esta aproximação é adotada por simplicidade e também considerando que a condição é bastante razoável quando controlador se mostra capaz de focalizar o alvo no ponto central da tela, conforme ilustrado na Fig. **??**.

$$\dot{\vec{x}}_c = F_x + g_{11}V_x\,, \tag{3.24}$$

$$\dot{\vec{y}}_c = F_y + g_{22}V_y\,. \tag{3.25}$$

Devido à semelhança estrutural das equações dinâmicas das variáveis x_c e y_c em (3.24) e (3.25), respectivamente, os procedimentos para o dimensionamento de controle também são semelhantes. Assim, nos desenvolvimentos seguintes, para simplificar, os procedimentos de análise e dimensionamento são apresentados e discutidos apenas para o subsistema da variável x_c.

Considere o diagrama na Figura 3.2, correspondente à aplicação do método MP-ADRC [Zachi et al., 2019] no subsistema x_c. A partir do diagrama na Figura 3.2, é possível escrever as seguintes

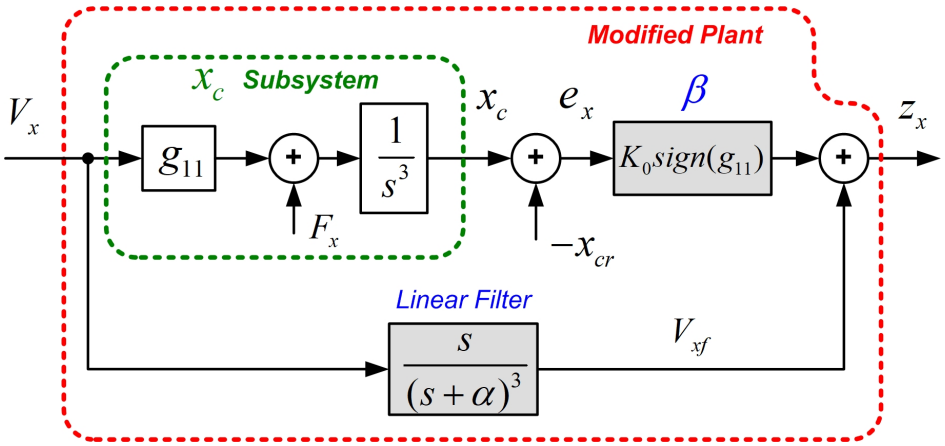


Figura 3.2: Diagrama em blocos da "Planta Modificada" [Zachi et al., 2019].

equações:

$$z_x = \beta e_x + V_{xf}\,, \qquad \beta = K_0\ sign(g_{11})\,, \tag{3.26}$$

$$\dddot{V}_{xf} = -\alpha_2 \ddot{V}_{xf} - \alpha_1 \dot{V}_{xf} - \alpha_0 V_{xf} + \dot{V}_x\,, \tag{3.27}$$

$z_x \in \mathbb{R}$ sendo o erro de saída da planta modificada, $K_0 > 0 \in \mathbb{R}$ uma constante de projeto, $e_x := x_c - x_{cr}$ o erro de saída da planta original, $V_{xf} \in \mathbb{R}$ a versão filtrada do sinal de controle V_x, e $\alpha_2, \alpha_1, \alpha_0 \in \mathbb{R}$ os coeficientes do polinômio mônico e estável $(s+\alpha)^3$. Nessa abordagem, $\alpha > 0$ também é uma constante de projeto. Neste ponto, é conveniente analisar a Eq. (3.26) em sua versão no domínio da frequência, ou seja,

$$Z_x(s) \;=\; \beta E_x(s) + \left[\frac{s}{(s+\alpha)^3}\right] V_x(s)\,. \tag{3.28}$$

Multiplicando os dois membros da Eq. (3.28) pelo termo $(s+\alpha)$, tem-se que:

$$Z_x(s)\ (s+\alpha) = \beta E_x(s)\ (s+\alpha) + \left[\frac{s}{(s+\alpha)^2}\right] V_x(s)\,. \tag{3.29}$$

A partir da Eq. (3.29), o termo de controle $[s/(s+\alpha)^2]V_x(s)$ é redefinido em função de uma variável auxiliar $V_{x2}(s)$, e também pela novo termo de distúrbio generalizado $\Lambda(s)$, de acordo com as expressões destacadas na Eq. (3.30).

$$\begin{cases} V_{x2}(s) = \left(\dfrac{s}{s+\alpha}\right)\left(\dfrac{1}{s+\alpha}\right) V_x(s)\,, \\[2ex] \Lambda(s) = \beta E(s)(s+\alpha)\,. \end{cases} \tag{3.30}$$

Reescrevendo a Eq. (3.29) no domínio do tempo, com base nas definições da Eq. (3.30), tem-se que:

$$\dot{z}_x + \alpha z_x = \Lambda_x + V_{x2}\,. \tag{3.31}$$

A expressão da Eq. (3.31) corresponde à dinâmica da planta *reformulada* que será o ponto de partida para o projeto ESO e a lei de controle proposta neste trabalho. Observe que a solução homogênea do EDO da Eq. (3.31) é estável ($\alpha > 0$) e sua ordem é $p = 1$. Assim, para mantê-lo estável em malha fechada, basta propor uma lei para V_{x2} para zerar o segundo membro da Eq. (3.31). Para este efeito, uma lei de formação para o controlo auxiliar V_{x2} poderia ser dada por

$$V_{x2} \;=\; -\Lambda_x\,. \tag{3.32}$$

No entanto, como o termo Λ_x não é uma quantidade mensurável, será necessário projetar e usar um ESO no qual a primeira variável do vetor de estado seja z_x e o estado estendido seja Λ_x. Como resultado, tem-se um estimador de estado de ordem $p + 1 = 2$. Essa característica contrasta com as abordagens adotadas em vários trabalhos recentes baseados no método ADRC [Zheng et al., 2012; Madoński et al., 2015; Zachi et al., 2019], no qual os estimadores (ESOs) são projetados com ordem[1] $p = n + 1$.

3.2.6 Projeto do ESO de segunda ordem

Depois de escolher o vetor de estado estendido como $Z = [z_x, \Lambda_x]^T = [Z_1, Z_2]^T$, a representação de estados da planta da Eq. (3.31) e do ESO correspondente assumem os seguintes formatos:

$$\text{Planta:}\;\; \dot{Z} \;=\; \underbrace{\begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A} Z + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} V_{x2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\Gamma} \dot{\Lambda}_x\,, \tag{3.33}$$

$$\text{ESO:}\;\; \dot{\hat{Z}} \;=\; \begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{x2} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}}_{L} e_y\,, \tag{3.34}$$

$$e_y \;=\; \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C} (Z - \hat{Z})\,, \tag{3.35}$$

em que as matrizes A, B, C, Γ, L das representações são destacadas. Os elementos de L, em geral, são escolhidos para satisfazer o polinômio característico da malha fechada ESO, ou seja,

$$\det[sI - (A - LC)] = (s + w_0)^2 = s^2 + L_1 s + L_2\,. \tag{3.36}$$

[1] Para um sistema de ordem 3, que é o caso do mecanismo estudado neste trabalho, a ordem p do ESO seria $p = 3 + 1 = 4$.

In Eq. (3.36), a constante de projeto $w_0 > 0$ define a raíz característica desejada para a malha fechada do ESO. Novamente, considerando que o estimador na Eq.(3.34) é convenientemente projetado para produzir estimativas suficientemente precisas para as variáveis de estado do sistema, a lei de controle auxiliar na Eq. (3.32) agora pode ser redefinida como:

$$V_{x2} \;=\; -\hat{\Lambda}_x = -\hat{Z}_2\,. \tag{3.37}$$

3.2.7 Implementação das leis de controle

Como o projeto MP-ADRC proposto na seção anterior foi realizado considerando uma planta auxiliar de ordem $p = 1$ menor que a ordem $n = 3$ da planta original na Eq. (3.24), a lei de controle obtida na Eq. (3.37) não pode ser aplicada diretamente a (3.24) e precisa ser transformada usando as relações dinâmicas introduzidas em (3.30), ou seja:

$$V_{x2}(s) \;=\; \left(\frac{1}{s+\alpha}\right)\;\left(\frac{s}{s+\alpha}\right)\;V_x(s)\,. \tag{3.38}$$

De (3.38), obtém-se a seguinte expressão final para a lei de controle original V_x:

$$V_x(s) \;=\; -\left[\left(\frac{s+\alpha}{s}\right)\;(s+\alpha)\right]\;V_{x2}(s)\,. \tag{3.39}$$

Observe que a função de transferência $(s+\alpha)/s$ em (3.39), sozinha, é adequada e, portanto, realizável. Por outro lado, em eqrefeq15a, a função de transferência $1/(s+\alpha)$ é estritamente própria e seu inverso $(s+\alpha)$ em (3.39) não é realizável. No entanto, mostra-se abaixo que este termo impróprio $(s+\alpha)$, exigido em (3.39), pode ser obtido a partir da estrutura interna do ESO, o que torna viável sua implementação na lei de controle $V_x(s)$ da Eq. (3.39).

Apenas para facilitar a compreensão, uma variável auxiliar $\zeta(t)$ é introduzida aqui cujas definições, tanto no domínio do tempo quanto no da frequência, são dadas por:

$$\zeta(t) \;:=\; \dot{\hat{Z}}_2 + \alpha\hat{Z}_2\,, \qquad \longrightarrow \qquad \zeta(s) \;:=\; (s+\alpha)\;\hat{Z}_2\,, \tag{3.40}$$

onde α é a mesma constante definida na Eq. (3.27).

De acordo com a expressão em (3.37), a Eq. (3.40) resulta em:

$$\zeta(s) \;:=\; -(s+\alpha)\;V_{x2}(s)\,. \tag{3.41}$$

Observe que a Eq. (3.41) pode se tornar idêntica à Eq. (3.39). Para fazer isso, basta introduzir a função de transferência $(s+\alpha)/s$ no segundo membro de (3.41). Isso demonstra como é possível implementar a lei de formação "imprópria" apresentada em (3.39) usando apenas os sinais internos

do ESO da Eq. (3.34) em série com sua própria função de transferência realizável. O diagrama de blocos da implementação do ESO em (3.34) e as leis de controle, em (3.37) e (3.39), é ilustrado na Figura 3.3. Os blocos desta função de transferência e do ESO reduzido ficam destacados, conforme previsto na formulação proposta neste trabalho.

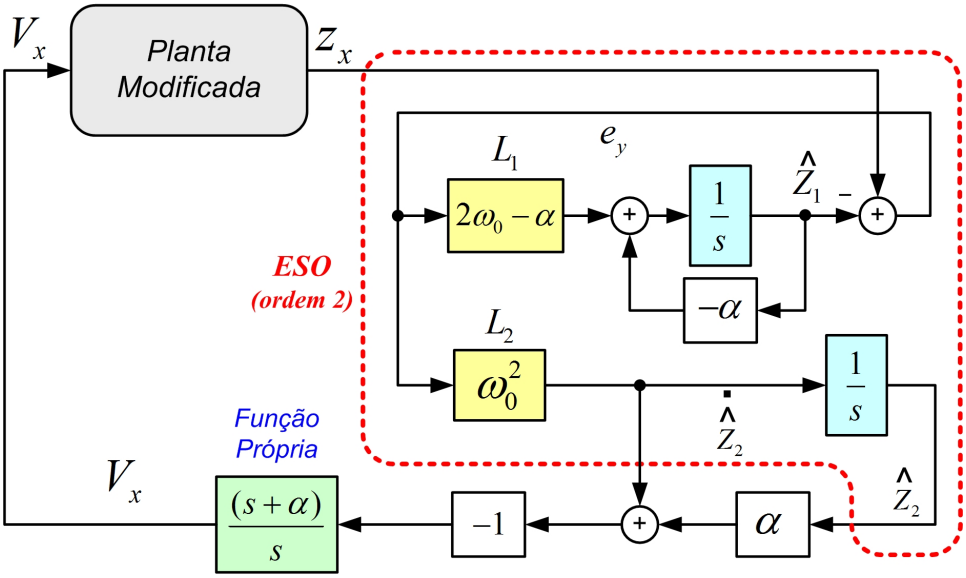


Figura 3.3: Diagrama em blocos da implementação completa do controlador MP-ADRC proposto.

3.2.8 Sobre o ajuste dos parâmetros

As escolhas dos parâmetros de projeto da estratégia de controle proposta podem ser realizadas utilizando os seguintes passos de ajuste [Zachi et al., 2019; Gouvea et al., 2023]:

1. Escolha o valor de w_0 próximo ao valor da frequência de amostragem w_s do sistema, mas com $w_0 < w_s$;

2. Considere como a função: (a) da Eq. (70), se e são conhecidos a priori, ou; (b)

3. Plote o lugar geométrico das raízes considerando como o ganho da função de transferência em malha aberta e determine o máximo que garante a estabilidade em malha fechada.

1.

Capítulo 4

Resultados de simulação e ensaios experimentais

Este capítulo descreve os principais testes realizados com o controlador proposto. São apresentados resultados obtidos por simulação numérica - MATLAB, e comparações com outras estratégias de controle com características semelhantes. Também são apresentados alguns resultados de ensaios experimentais para o problema de regulação (*setpoint control*).

4.1 Simulação numérica

Nesta seção, alguns resultados de simulação obtidos com a aplicação do método ADRC proposto pelo diagrama da Figura 3.3, no sistema de orientação da câmera Pan-Tilt das Eqs. (3.19) e (3.20). Estas equações foram codificadas em blocos no programa Simulink do Matlab. As comparações são feitas com o método tradicional LADRC [Madoński et al., 2015], usando um observador de ordem 4, e com o método ADRC-RESO [Teppa-Garran and Garcia, 2015], usando um observador de ordem 3. As equações desses dois últimos controladores são descritas abaixo:

O ADRC-RESO [Teppa-Garran and Garcia, 2015]:

$$\dot{\bar{\sigma}} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \bar{\sigma} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_x + \begin{bmatrix} \beta_2 - \beta_1^2 \\ \beta_3 - \beta_1\beta_2 \\ -\beta_1\beta_3 \end{bmatrix} e_y \,, \tag{4.1}$$

$$\sigma = \bar{\sigma} + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_3 \end{bmatrix} e_y \,, \tag{4.2}$$

$$V_x = \left(\frac{1}{b_0}\right) \left[-k_2\sigma_1 - k_3\sigma_2 - \sigma_3\right] . \tag{4.3}$$

O LADRC [Madoński et al., 2015]:

$$\dot{\hat{Z}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_x + \begin{bmatrix} \bar{L}_1 \\ \bar{L}_2 \\ \bar{L}_3 \\ \bar{L}_4 \end{bmatrix} e_y \,, \tag{4.4}$$

$$\hat{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} \,, \qquad e_y = z - \hat{Z}_1 \,, \tag{4.5}$$

$$V_x = \left(\frac{1}{b_0}\right) \left[-\hat{Z}_4 - \lambda_2 \hat{Z}_3 - \lambda_1 \hat{Z}_2 - \lambda_0 \hat{Z}_1\right]. \tag{4.6}$$

O MP-ADRC proposto:

$$\dot{\hat{Z}} = \begin{bmatrix} -\alpha & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{Z} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{x2} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}}_{L} e_y \,, \tag{4.7}$$

$$e_y = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C} (Z - \hat{Z}) \,, \tag{4.8}$$

$$V_x = -\left(\dot{\hat{Z}}_2 + \alpha \hat{Z}_2\right) . \tag{4.9}$$

4.1.1 Parâmetros utilizados nas simulações

Para efeitos de ajuste dos parâmetros dos controladores acima mencionados, são assumidos os seguintes valores nominais para a planta linearizada das Eqs. (3.8), (3.14), (3.15), (3.22) e (3.23).

Câmera:

$\alpha_c = 1200\ pixels/mm;\ f = 4\ mm; x_{c0} = 320;\ y_{c0} = 240;\ g_{11} = 641;\ g_{22} = 492;$

Motores: $a_1 = 30;\ a_0 = 200;\ b_m = 80.$

LADRC:

$w_0 = 0,02\pi; \bar{L}_1 = 0,5027;\ \bar{L}_2 = 0,0947;\ \bar{L}_3 = 0,0079;\ \bar{L}_4 = 2,493 \times 10^{-4};\ \lambda_0 = 8;\ \lambda_1 = 12;$
$\lambda_2 = 6;\ b_0 = 641.$

ADRC-RESO:

$w_0 = 0,02\pi;\ \beta_1 = 0,377;\ \beta_2 = 0,0474;\ \beta_3 = 0,002;\ k_1 = 8;\ k_2 = 12;\ k_3 = 6;\ b_0 = 641.$

MP-ADRC:

$w_0 = 0,1\pi;\ \alpha = 0,7;\ K_0 = 0,01; L_1 = 0,5566;\ L_2 = 0,3948.$

4.1.2 Os testes realizados

Para realizar os testes, foi definida uma trajetória no plano de imagem para simular um objeto em movimento. As equações dessa trajetória, em pixels, são:

$$p_{cr} = \begin{bmatrix} x_{cr} \\ y_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100 + 70\ cos(0,25t) \\ 210 + 100\ sen(0,5t) \end{bmatrix}.$$

4.1.3 Resultados obtidos

Os resultados obtidos são ilustrados nos gráficos das Figuras 4.1 e 4.2. Os erros e_x e e_y no plano da imagem são mostrados nos dois primeiros gráficos da Figura 4.1. Comparando as amplitudes, observa-se que o método MP-ADRC proposto foi responsável pela menor amplitude, no estado estacionário. As curvas dos respectivos sinais de controle são exibidas nos últimos quatro gráficos da Figura 4.1. No detalhe inicial destacado, é possível observar que as amplitudes de tensão V_x e V_y, geradas pelos controladores, estão dentro dos valores de saturação de ± 12 Volts adotados. Estes são valores nominais máximos observados em uma variedade de motores CC comerciais. Embora existam diferenças significativas nas amplitudes dos sinais de controle durante o período transitório inicial, percebe-se que os maiores esforços, em amplitude, não são responsáveis por produzir os menores erros, em amplitude.

Na Figura 4.2, as trajetórias no plano da imagem obtidas usando os três controladores mencionados são ilustradas. Nestes, fica mais claro mostrar a convergência das variáveis de estado para seus respectivos valores de referência, no caso do controlador MP-ADRC.

Em relação aos outros dois controladores considerados, uma possível explicação para a degradação no desempenho de rastreamento é o fato de que eles usam ganhos de feedback constantes (consulte as Eqs. (4.3) e (4.6)) para controlar um sistema com ganho de controle variável no tempo (consulte a Eq. (3.19)). No caso do controlador MP-ADRC proposto, esse problema é contornado porque a lei obtida não depende do ganho de controle da planta, e sua lei de formação é gerada diretamente por meio de uma variável de estado observador estendida (ESO).

4.2 Ensaios Experimentais

Nesta seção, são apresentados os testes experimentais realizados em um mecanismo de câmera Pan-Tilt real para rastrear um objeto alvo em movimento. Para os atuadores Pan e Tilt, são utilizados dois servomotores que foram modificados para funcionar como motores DC simples. O protótipo também é composto por uma câmera digital Pixy (PixyCam) que possui recursos de *hardware/software* para uma interface fácil e pronta para uso com placas microcontroladoras

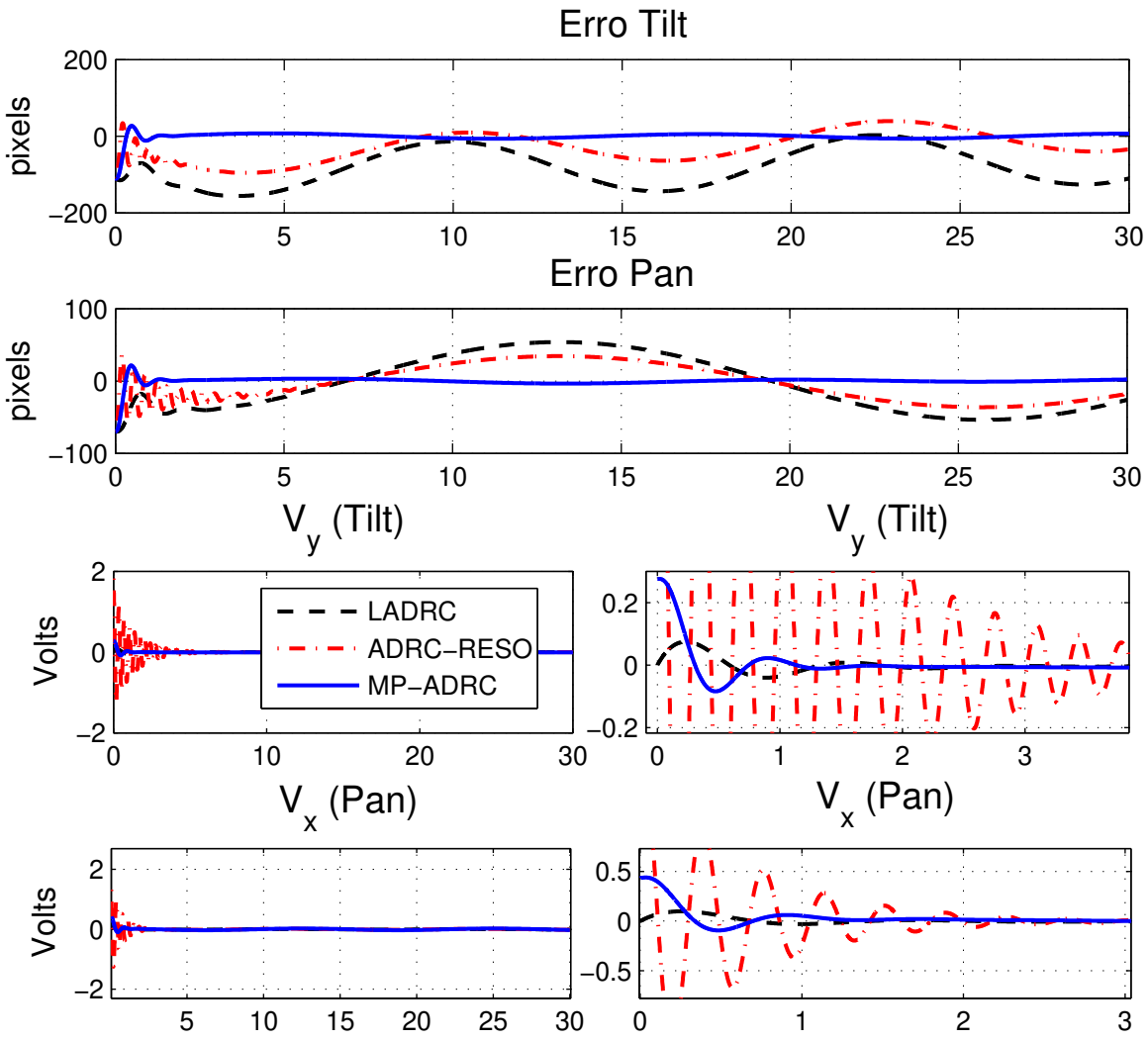


Figura 4.1: Simulação. Erros de saída e sinais de controle.

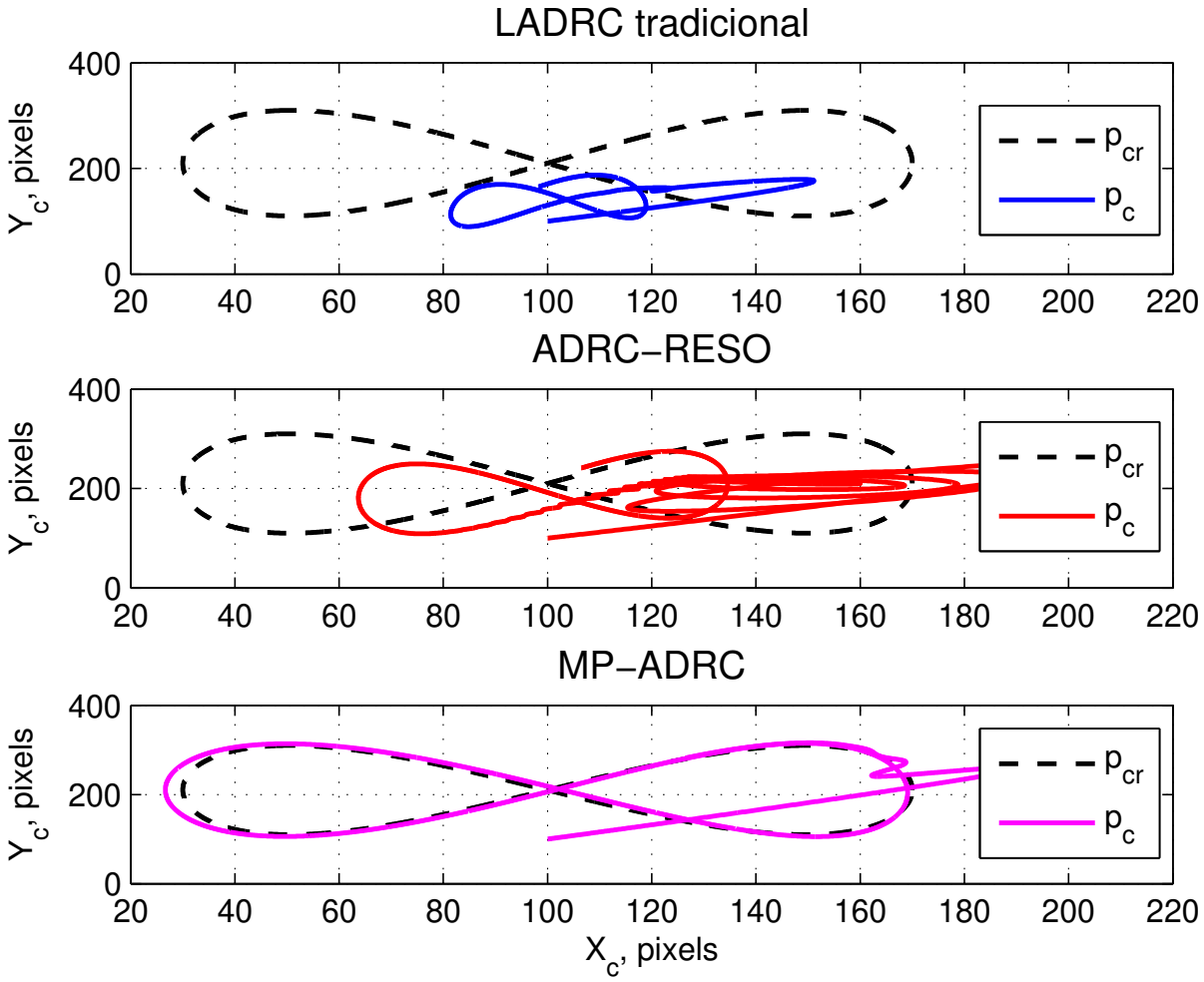


Figura 4.2: Simulação. Trajetórias no plano da imagem.

ATmega comerciais. Os motores e a câmera são montados em um disco rotativo que é conectado ao eixo do motor Pan. Os sinais de controle são embarcados em uma placa de microcontrolador comercial, conhecida pelo nome Arduino DUE, montada com um *chip* Atmel SAM3X8E, que é baseado em um núcleo ARM Cortex-M3 de 32 bits.

Um *software* de processamento de imagem (PixMon) dedicado ao PixyCam, que está disponível para uso geral, extrai e calcula um conjunto de recursos de imagem que podem ser enviados para a placa microcontroladora via protocolo SPI. Nos testes experimentais, optou-se por usar apenas as coordenadas centróides da projeção do objeto para servir como sua posição de imagem. A posição de referência considerada nos testes é o ponto central da imagem que é calculado a partir das dimensões da imagem de largura e altura da câmera, como:

$$x_{cr} = \frac{largura}{2} = 100\ [pixels]\,, \quad y_{cr} = \frac{altura}{2} = 160\ [pixels]\,.$$

4.2.1 Descrição do protótipo

O protótipo do mecanismo com câmera pan-tilt utilizado nos ensaios experimentais foi montado e faz parte do acervo de materiais de pesquisa do Laboratório de Controle e Automação (LACEA) do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do CEFET/RJ. Na Figura 4.3, têm-se as imagens do protótipo e detalhes de seus componentes principais. O alvo considerado nos ensaios é uma esfera oca (bola de tênis de mesa) com aproximadamente 3 *gramas*, e de cor verde-clara.

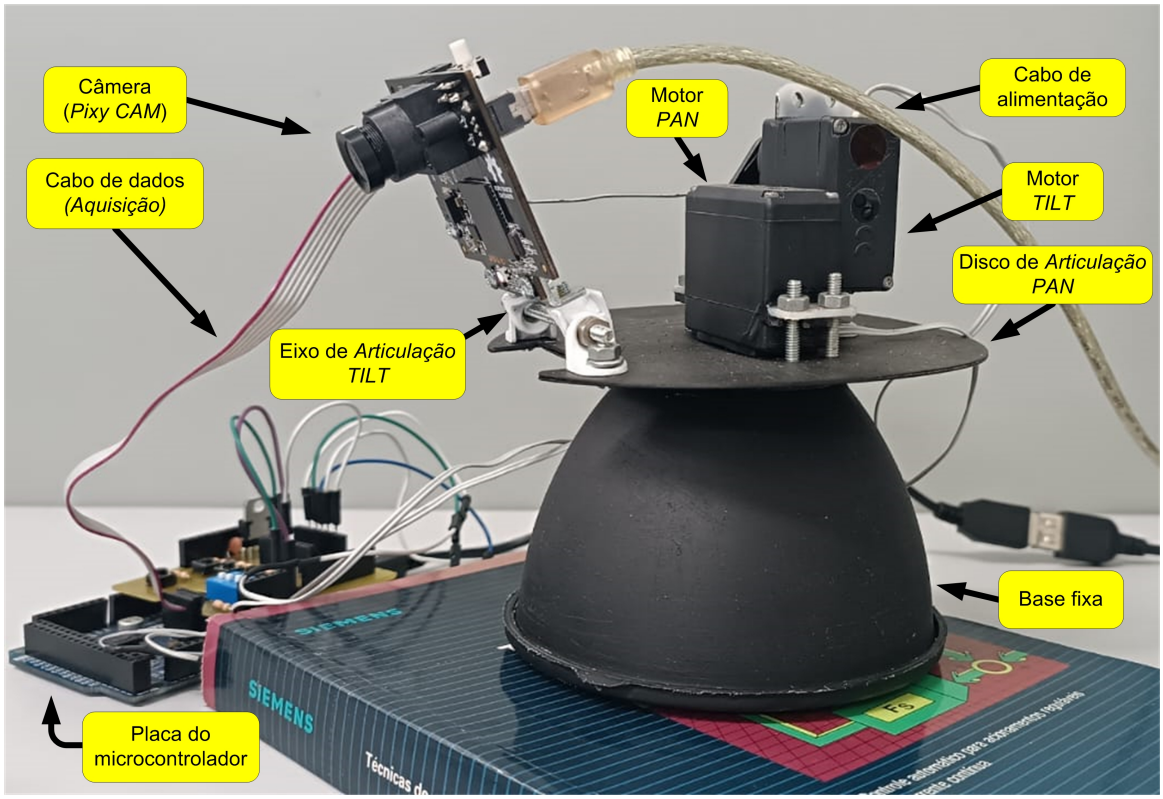


Figura 4.3: Disposição do protótipo. Detalhamento dos componentes.

4.2.2 Discretização e implementação das leis de controle

O *driver* de potência do circuito que aciona os motores de Pan e Tilt é alimentado como uma tensão de 9 Volts, que é um valor abaixo da voltagem máxima suportada po eles. As saídas analógicas em PWM (Pulse Width Modulation) da placa do microcontrolador têm uma resolução de 8 bits. Isto confere uma contagem com valores inteiros de 256 níveis discretos distintos na escala $0 - -255$. Logo, o valor absoluto do ciclo de trabalho (*Duty-cycle*) dos sinais PWM para gerar os sinais de tensão dos motors, foi calculado pela expressão:

$$Duty \;=\; (int)\left(\frac{255\;V_x}{9}\right)\,, \tag{4.10}$$

sendo V a tensão analógica de entrada na expressão. Com isso, têm-se as expressões definitivas:

$$Duty_{\;pan} \;= (int)\left(\frac{255\;V_x}{9}\right)\,, \tag{4.11}$$

$$Duty_{\;tilt} \;= (int)\left(\frac{255\;V_y}{9}\right)\,. \tag{4.12}$$

Inicialmente, para evitar movimentos bruscos do protótipo e protegê-lo de danos, as tensões V_x e V_y foram saturadas em $\pm 3\;Volts$. Este valor de tensão elétrica foi determinado experimentalmente por tentativa e erro.

A implementação discreta das leis de controle para V_x e V_y, geradas a partir do conjunto de equações (4.7), (4.8) e (4.9), próprias para cada motor, foi feita em termos de suas funções de transferência equivalentes. Tais funções foram calculadas a partir das equações citadas e da formulação do MP-ADRC discutida na Seção 2.5 e destacadas nas expressões das Eqs. (2.20) e (2.21). O motivo para adoção desta estratégia é pela simplicidade de implementação:

$$V_x \;=\; -\left[\frac{\beta\;w_0^2(s+\alpha)^3}{s(s+w_0)^2}\right]\;e_x\,, \tag{4.13}$$

$$V_y \;=\; -\left[\frac{\beta\;w_0^2(s+\alpha)^3}{s(s+w_0)^2}\right]\;e_y\,. \tag{4.14}$$

As funções de transferências das Eqs. (4.13) e (4.14) são transformadas nas versões discretas usando a instrução Matlab `c2d`. As funções dos equivalentes discretos ZOH (*Zero-order hold*) dos controladores são descritas nas Eqs. (4.15) e (4.16), sendo k o indexador do tempo discreto. Os parâmetros dos controladores são listados nas Tabelas 4.1 e 4.2.

Motor Pan:

$$u_x(k) = a_{x1}u_x(k-1) + a_{x2}u_x(k-2) + a_{x3}u_x(k-3) + b_{x0}e_x(k) + b_{x1}e_x(k-1) + b_{x2}e_x(k-2) + b_{x3}e_x(k-3)\,. \quad (4.15)$$

Motor Tilt:

$$u_y(k) = a_{y1}u_y(k-1) + a_{y2}u_y(k-2) + a_{y3}u_y(k-3) + b_{x0}e_x(k) + b_{y1}e_y(k-1) + b_{y2}e_y(k-2) + b_{y3}e_y(k-3)\,. \quad (4.16)$$

MP-ADRC ($u_x,\ u_y$)		
$w_0 = 35$	$\alpha = 1$	$K_0 = 0.001$

Tabela 4.1: Parâmetros dos controladores de tempo contínuo.

MP-ADRC – $u_x(k)$ e $u_y(k)$			
$a_{x1} = a_{y1} = 1,933$	$a_{x2} = a_{y2} = -1,240$	$a_{x3} = a_{y3} = 0,246$	
$b_{x0} = b_{y0} = -1,225$	$b_{x1} = b_{y1} = 3,447$	$b_{x2} = b_{y2} = -3,220$	$b_{x3} = b_{y3} = 0.9979$

Tabela 4.2: Parâmetros dos controladores discretos.

4.2.3 Descrição dos ensaios

Os ensaios foram realizados com a esfera (alvo) posicionada sobre uma mesa retangular plana de aproximadamente $1,00\ m \times 0,60\ m$ (Figura 4.4). A profundidade relativa entre a mesa e a base da câmera foi de $0,30\ m$. A base da câmera foi posicionada em uma outra mesa retangular junto com um computador *desktop*. Para testar o algoritmo ADRC proposto, foi realizado um ensaio de regulação (*setpoint control*). Neste ensaio, a esfera foi posicionada manualmente em quatro posições distintas sobre a mesa, com o sistema de controle ligado. Em cada posição, a esfera foi mantida por aproximadamente 10 s e a sequência de posicionamento adotada foi a seguinte:

$$1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1(a) \rightarrow 2(a).$$

Na Figura 4.4 são mostradas as posições sobre a mesa escolhidas para o ensaio de regulação. A imagem da Figura 4.4 foi captada pelo *software* de aquisição da câmera.

Apenas para ilustração, na Figura 4.5 segue a imagem processada pelo algoritmo interno do *software*. Observe que o retângulo colorido desenhado pelo *software* representa a região da imagem

que identifica a esfera. É este retângulo que o *software* utiliza para calcular o centróide da projeção da esfera.

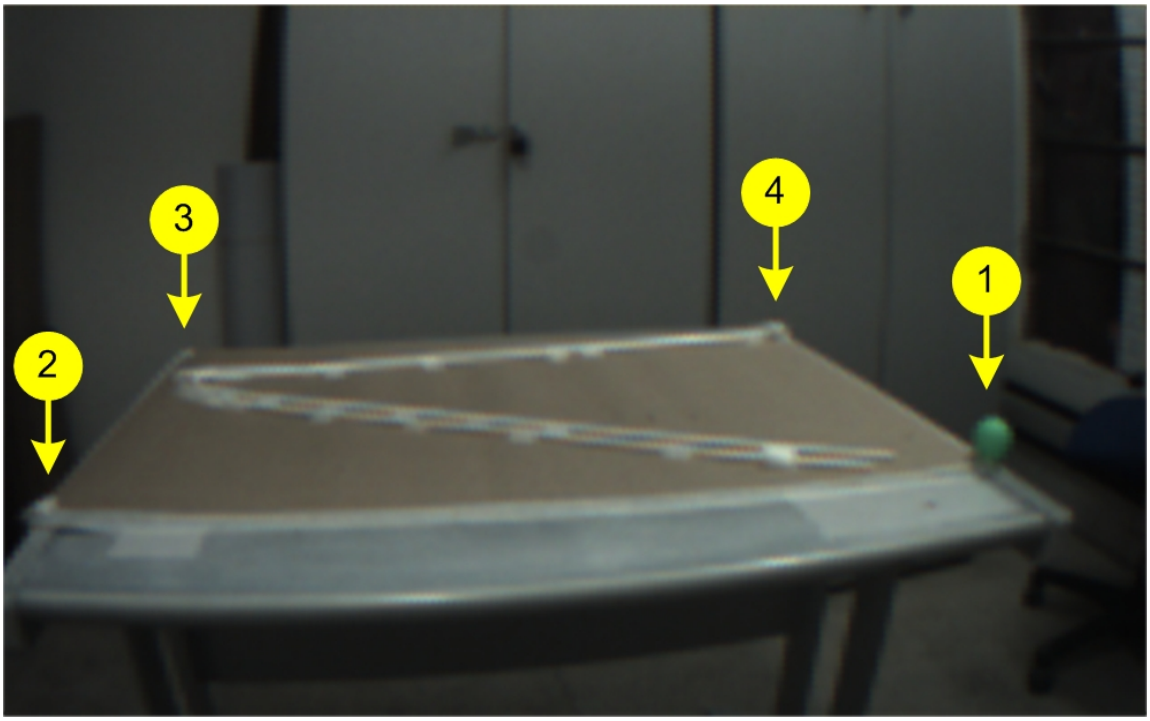


Figura 4.4: Resultados Experimentais. Destaque das posições de referência sobre a mesa.

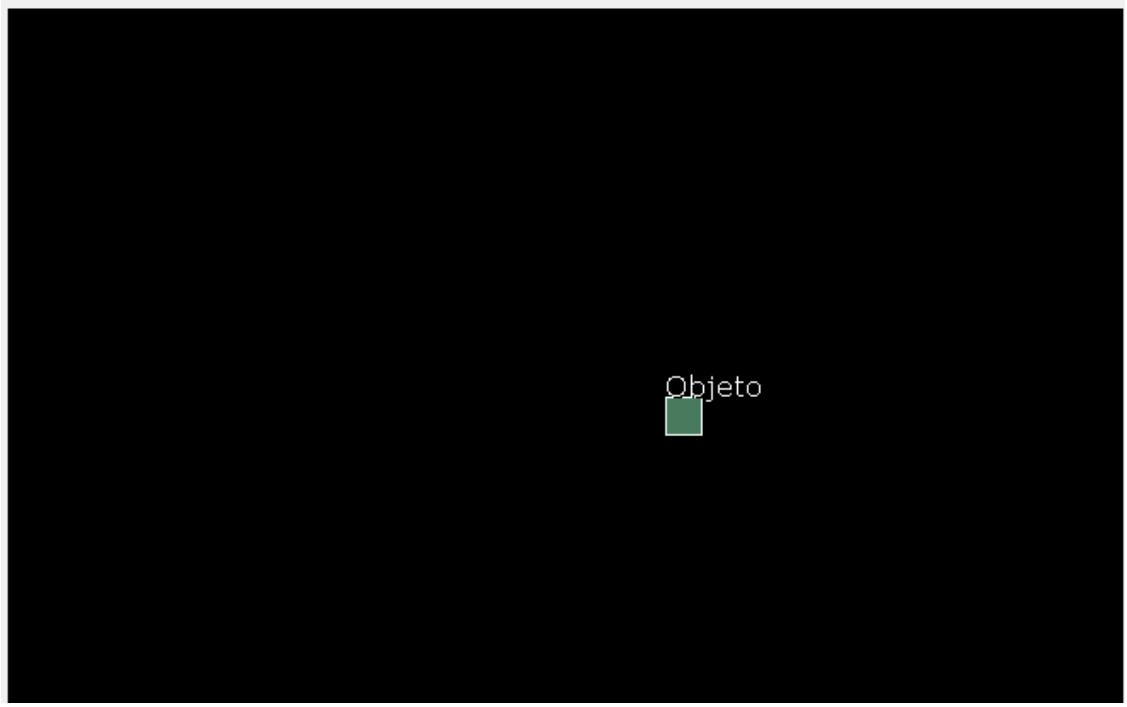


Figura 4.5: Resultados Experimentais. Imagem processada da esfera durante o ensaio.

4.2.4 Discussão dos resultados

Nas figuras 4.6-4.10, seguem os gráficos dos resultados obtidos. No ensaio, para efeito de análise, foi considerada uma pequena região quadrada fixa de 20 $pixels \times 20$ $pixels$ em torno do ponto central $(160, 100)$ do quadro da imagem. Este quadrado representa a região de erro admissível para o ensaio. As faixas de erro nos eixos X_c, Y_c também são destacados nos gráficos dos resultados, para facilitar a análise e visualização.

Como pode ser observado nas curvas das Figuras 4.6 e 4.7, a focalização da esfera (alvo) no centro da imagem é atingida dentro das faixas de erro estabelecidas nos eixos X_c, Y_c. As variações que aparecem, por exemplo, próximas dos instantes $t = 10\ s$ e $t = 25\ s$, são devidas a troca de posição da esfera que é feita manualmente e sem qualquer padrão de movimento específico. Este comportamento é nítido em todas as curvas das Figuras 4.6 e 4.7 quando há mudança de posição da esfera.

Na curva da Figura 4.8, foi realizada uma tentativa de mostrar a trajetória da esfera durante o controle de regulação, tendo como referêncria a caixa de erro gerada pelas faixas de erro de ± 10 $pixels$ em X_c e Y_c. Infelizmente, nesta curva, não se consegue visualizar exatamente os pontos de regulação. Na figura 4.10, esta dificuldade é contornada. Os pontos de regulação $1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 1a,\ 2a$ na imagem são destacados da trajetória para facilitar a visualização. A maior parte dos pontos permanece no interior da caixa de erro como esperado. Contudo, percebe-se que há uma certa dificuldade para a regulação exata no centro $(160, 100)$ da imagem. Neste ensaio, acredita-se que isso tenha ocorrido por conta da existência de zonas-mortas nos motores de Pan e Tilt. Observe nas curvas dos sinais de controle da Figura 4.9, que ambos os sinais permanecem em valores ligeiramente constantes e não-nulos, durante a regulação nos pontos $1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 1a,\ 2a$ escolhidos. Isto demonstra, na situação analisada, que os motores recebem sinais de tensão elétrica em seus terminais mas não giram. Acrdeita-se que esta dificuldade pode ser contornada pelo melhor ajuste dos parãmetros do controle MP-ADRC proporsato.

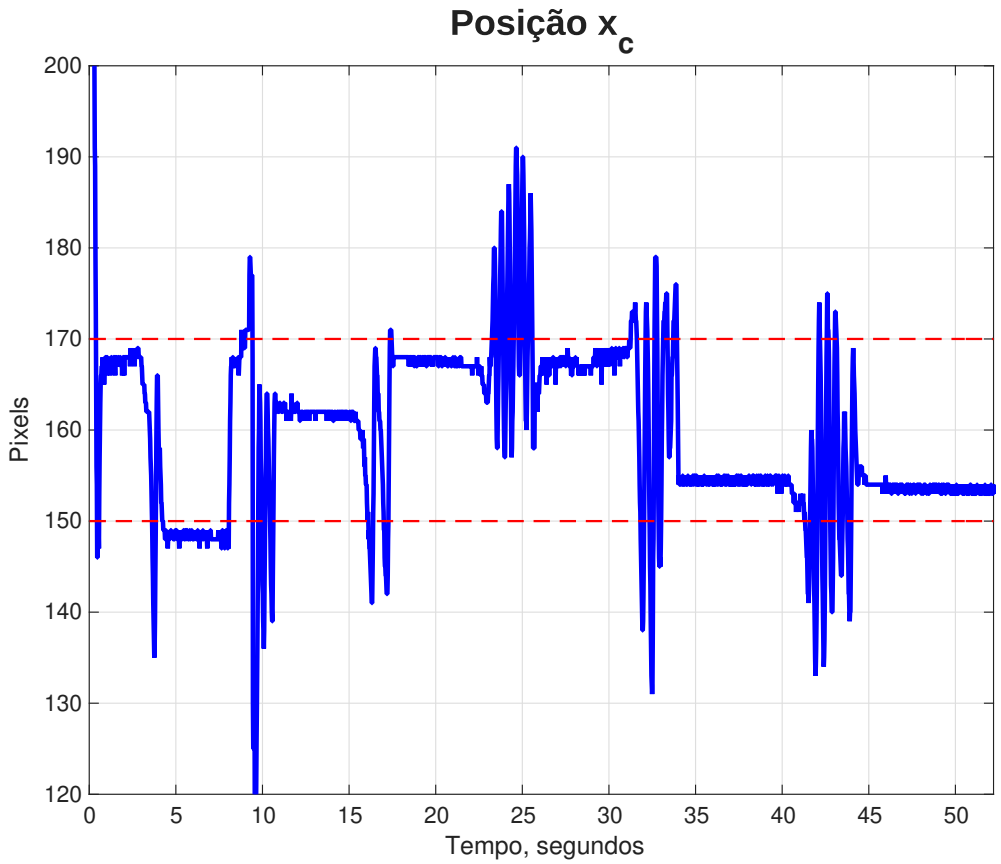


Figura 4.6: Resultados Experimentais. Posição x_c da esfera no plano da imagem.

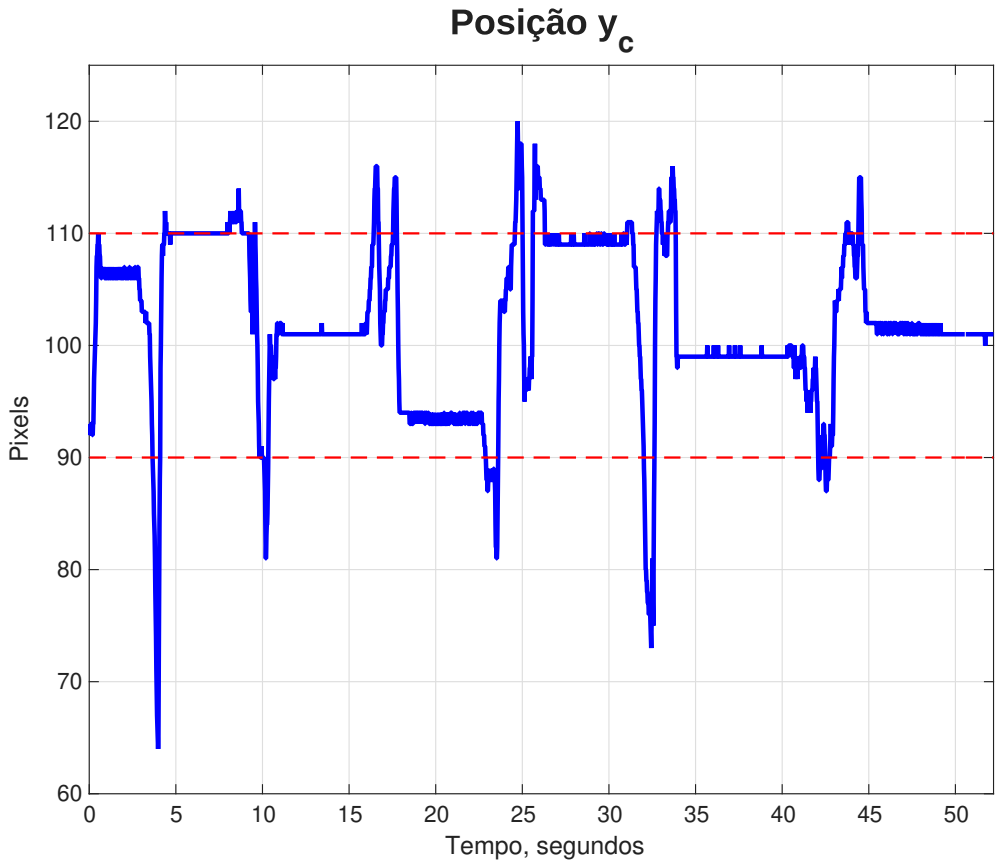


Figura 4.7: Resultados Experimentais. Posição y_c da esfera no plano da imagem.

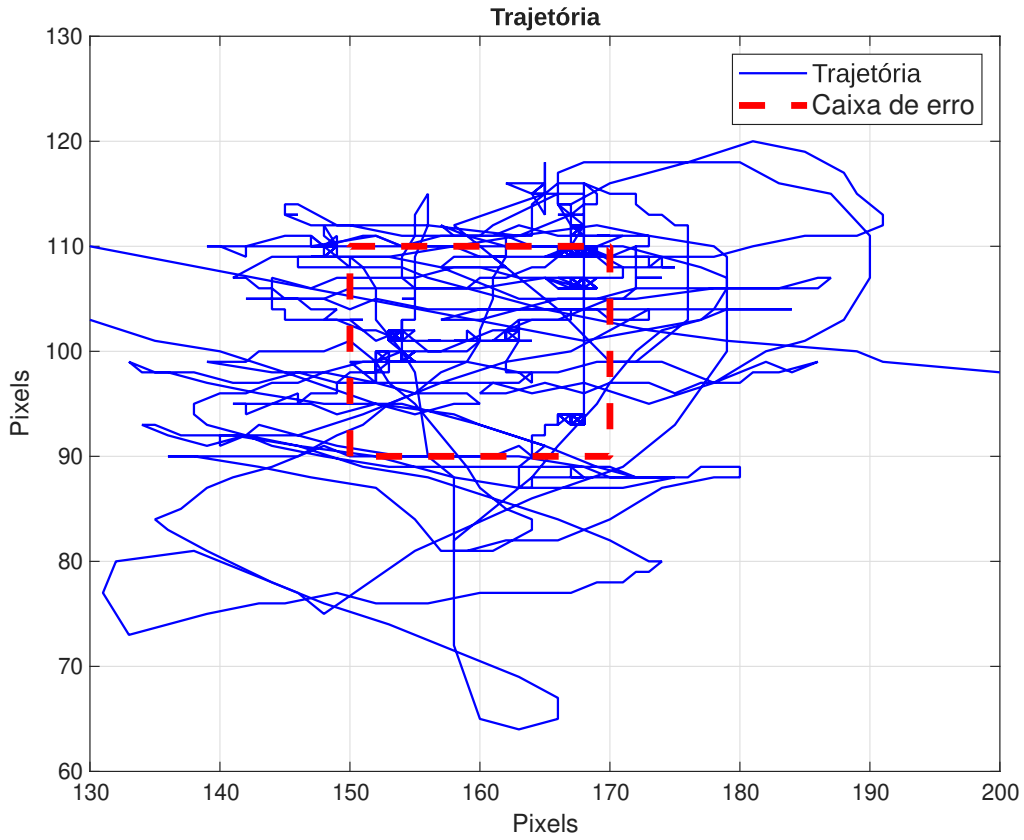


Figura 4.8: Resultados Experimentais. Trajetória da esfera (alvo) no plano da imagem.

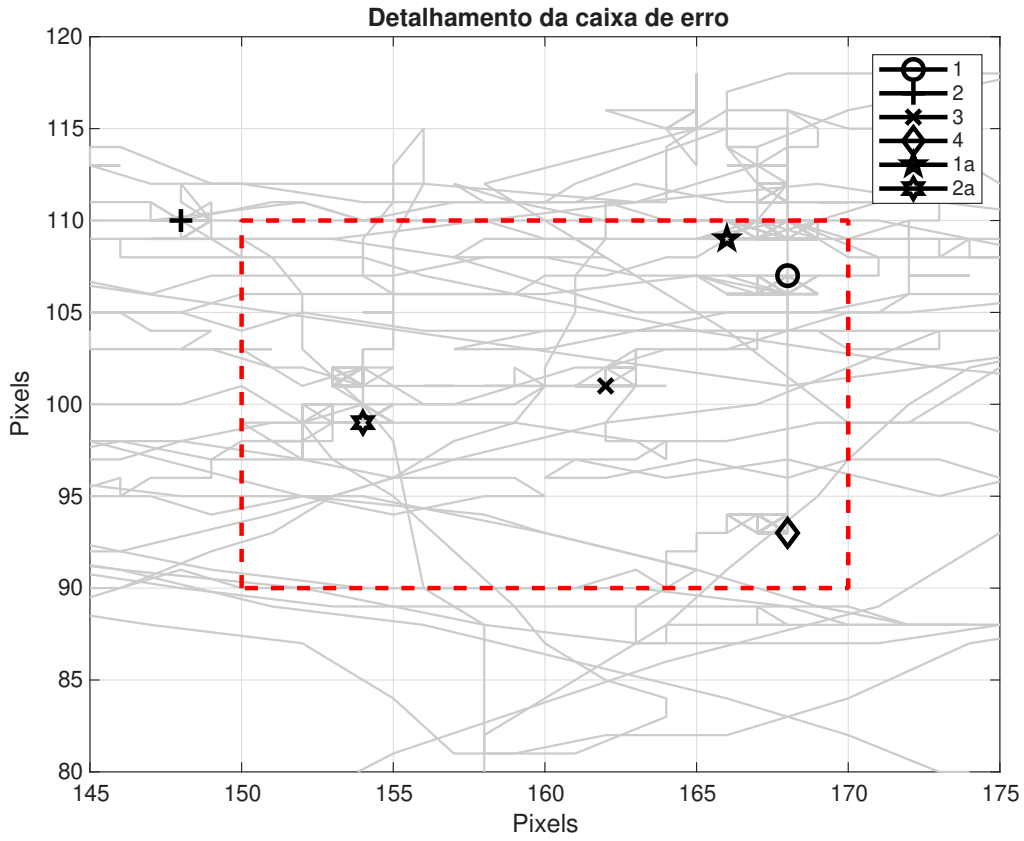


Figura 4.9: Resultados Experimentais. Trajetória da esfera. Detalhamento da caixa de erro.

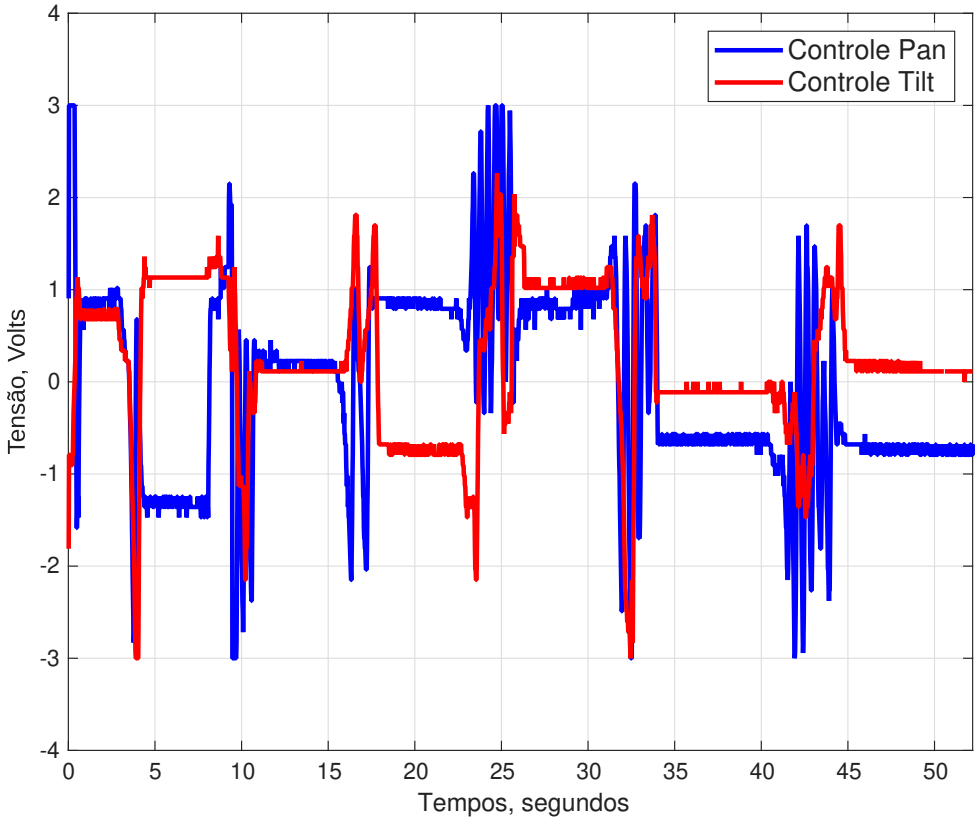


Figura 4.10: Resultados Experimentais. Sinais de controle dos motores de Pan e Tilt.

Capítulo 5

Conclusões

5.1 Considerações finais

A adaptação do método ADRC tradicional para sistemas com ganho do sinal de controle incerto é uma área de pesquisa relevante. Essa abordagem visa lidar com a variabilidade e imprecisão dos parâmetros do sistema, que podem ser afetados por fatores como envelhecimento de componentes, mudanças estruturais ou variações na carga. Ao introduzir uma classe de estimadores estendidos, que utilizam uma combinação de um observador de estados tradicional em série com uma função de transferência externa, busca-se uma forma de controlar o sistema de maneira eficaz, mantendo as propriedades desejáveis de robustez e convergência, que já são conhecidas do método ADRC tradicional.

Uma das principais vantagens dessa abordagem é a capacidade de simplificar o observador, reduzindo o número de variáveis de estado deste ao mesmo tempo que reduz os valores dos ganhos na malha fechada. Essa redução de ordem do observador é um aspecto que influencia a implementação prática de estratégia de controle MP-ADRC, o que pode ser uma ventagem em relação a implementação de outros controladores.

Ao comparar essa abordagem com outras variações do método ADRC, como aqueles que utilizam observadores de ordem mais elevada, para plantas de ordem 3, observa-se que o desempenho do método MP-ADRC, proposto neste trabalho, é bastante similar. No entanto, a vantagem de utilizar um observador com apenas dois estados representa uma simplificação significativa, sem comprometer a eficácia do controle Brito et al. [2022].

Durante o desenvolvimento do projeto, um dos focos principais foi a aplicação prática dessa abordagem em um sistema composto por uma única câmera de base fixa. O objetivo era simplificar as leis de controle e desenvolver algoritmos para orientar automaticamente a câmera, garantindo que a imagem permanecesse focada no centro da tela. Para este desafio, foi considerado o modelo matemático completo do sistema, no qual foram incluídas as equações da dinâmica de projeção da câmera e as equações do motores DC, dos eixos de Pan e Tilt.

Além disso, foram desenvolvidas leis matemáticas baseadas nos erros de posição na imagem, possibilitando o controle de orientação da câmera fosse realizado sem a necessidade de qualquer sensor adicional. Para exemplificar e ilustrar o desempenho da proposta de controle desta pesquisa, foram realizadas simulações numéricas para um modelo de sistema teórico, no qual foram aplicasa duas outras estratégias semelhantes da literatura.

Os resultados comparativos obtidos através de simulações numéricas confirmaram a estabilidade e convergência do controlador proposto em malha fechada, validando assim as análises teóricas realizadas durante o desenvolvimento do método. Para analisar o desempenho em um sistema real, as leis de controle do método proposto foram aplicada em um sistema Pan-Tilt montado no Laboratório de Controle e Automação (LACEA), do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPEEL) do CEFET/RJ. No ensaio realizado, o sistema em malha fechada conseguiu estabilizar a focalização do alvo em pontos pré-definidos.

Uma desvantagem observada na implementação do controlador proposto foi a limitação na escolha da banda passante do ESO. Esta dificuldade se deu por conta do valor da frequência de amostragem da câmera 60 Hz. Uma das características dos métodos baseados no ADRC é que quanto maior a banda passante do ESO melhor são as propriedades de rejeição de distúrbios e a convergência do erro de saída.

Contudo, o conjunto dos resultados obtidos nesta pesquia representam um avanço significativo na temática de Controle com Rejeição Ativa de Distúrbios, aplicado em sistemas com parâmetros incertos. Isto demonstra a aplicabilidade e escalabilidade da abordagem proposta e abre campo para novas variantes, e até combinações com outras metodologias.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

São sugeridos os seguintes tópicos para pesquisas futuras:

- Em Gouvea et al. [2023], foi introduzida uma variante do método MP-ADRC que utiliza a variável de controle como uma variável de estado para o ESO. Segundo os autores, a estratégia revela algumas propriedades de robustez interessantes para sistemas incertos. Esta é uma abordagem ADRC pouco explorada e que poderia ser combinada com a que foi proposta neste trabalho.

- O tratamento de sistemas dinâmicos com zeros de fase mínima foi abordado recentemente em Gouvêa et al. [2025]. O estudo foi baseado em obsevadores de ordem completa, mas podem ser estendidos utilizando a abordagem apresentada neste trabalho.

Referências Bibliográficas

Alessandro R. L. Zachi, Carlos A. M. Correia, J. L. Azevedo Filho, and Josiel A. Gouvêa. Robust disturbance rejection controller for systems with uncertain parameters. *IET Control Theory & Applications*, 13(13):1995–2007, 2019. , 5, 6, 11, 12, 14, 16, 17, 32, 33, 35

J. Han. Active disturbance rejection controller and its applications. *(in Chinese) Control Decis.*, 13(1):19–23, 1998. 2, 9

Weiwen Wang and Zhiqiang Gao. A comparison study of advanced state observer design techniques. In *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, volume 6, pages 4754–4759. IEEE, 2003. 2, 9

Wen Tan and Caifen Fu. Linear active disturbance-rejection control: Analysis and tuning via imc. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4):2350–2359, 2015. 2, 9

Jingqing Han. From PID to active disturbance rejection control. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 56(3):900–906, 2009. 2, 9, 12

Luma Issa Abdul-Kreem and Hussam K Abdul-Ameer. Object tracking using motion flow projection for pan-tilt configuration. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 10(5): 4687, 2020. 3

Masanori Kano, Hidehiko Okubo, Masaki Takahashi, Kensuke Ikeya, Kensuke Hisatomi, and Tomoyuki Mishina. Accurate and practical calibration of multiple pan-tilt-zoom cameras for live broadcasts. *IEEE Access*, 8:153993–154006, 2020. 3

Ph C Tran, H Tr Nguyen, AQ Nguyen, Th Tr Le, H Ng Phan, and CX Nguyen. Design control system for pan-tilt camera for visual tracking based on adar method taking into account energy output. In *E3S Web of Conferences*, volume 279. EDP Sciences, 2021. 3

Dekai Chen. Active disturbance rejection control of indoor inspection robot in intelligent substation based on monocular vision. In *Journal of Physics: Conference Series*, volume 1894, page 012042. IOP Publishing, 2021. 3

P Teppa-Garran and G Garcia. Reduced order extended state observer without output derivative in ADRC. *Latin American Applied Research-An international journal*, 45(4):239–244, 2015. 4, 9, 10, 16, 17, 36

Qing Zheng, Kiran K Chedella, Weifeng Xu, and Liying Wu. Reduced-order active disturbance rejection control for induction motors. In *2011 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, pages 1139–1144. IEEE, 2011. 4, 10, 12

Caifen Fu and Wen Tan. Parameters tuning of reduced-order active disturbance rejection control. *IEEE Access*, 8:72528–72536, 2020. 4, 10

Rafał Madoński, Zhiqiang Gao, and Krzysztof Łakomy. Towards a turnkey solution of industrial control under the active disturbance rejection paradigm. In *54th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE)*, pages 616–621. IEEE, 2015. 5, 6, 11, 12, 33, 36, 37

Wenchao Xue, Wenyan Bai, Sheng Yang, Kang Song, Yi Huang, and Hui Xie. ADRC with adaptive extended state observer and its application to air-fuel ratio control in gasoline engines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(9):5847–5857, 2015. 5

Li Sun, Junyi Dong, Donghai Li, and Kwang Y Lee. A practical multivariable control approach based on inverted decoupling and decentralized active disturbance rejection control. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 55(7):2008–2019, 2016. 5

Pedro Teppa Garran and Germain Garcia. Design of an optimal pid controller for a coupled tanks system employing adrc. *IEEE Latin America Transactions*, 15(2):189–196, 2017. 5

Baoling Guo, Seddik Bacha, and Mazen Alamir. A review on adrc based pmsm control designs. In *Industrial Electronics Society, IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE*, pages 1747–1753. IEEE, 2017. 5

Anjun Xia, Guoqing Hu, Zheng Li, Dongxiao Huang, and Fengxiang Wang. Self-optimizing pitch control for large scale wind turbine based on adrc. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, volume 301, pages 1–8. IOP Publishing, 2018. 5

Guilherme F Carvalho, Fabio AA Andrade, Gabryel S Ramos, Alessandro RL Zachi, Ana LF De Barros, and Milena F Pinto. Sliding mode controller applied to autonomous uav operation in marine small cargo transport. *IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems*, 4(4):345–357, 2023. 5

Josiel A Gouvea, Lúcio M Fernandes, Milena F Pinto, and Alessandro RL Zachi. Variant ADRC design paradigm for controlling uncertain dynamical systems. *European Journal of Control*, 72: 100822, 2023. 5, 35, 50

Josiel A Gouvêa, Alessandro RL Zachi, Lúcio M Fernandes, and Tiago Roux Oliveira. A robust MP-ADRC-based strategy for uncertain minimum phase systems. *Control Theory and Technology*, pages 1–19, 2025. 5, 50

Zhiqiang Gao, Yi Huang, and Jingqing Han. An alternative paradigm for control system design. In *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 5, pages 4578–4585. IEEE, 2001a. 6

Z. Gao, S. Hu, and F. Jiang. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection. In *Proc. IEEE Conference on Decision and Control*, Orlando, Florida, USA, 2001b. 12

S. Hutchinson, G. Hager, and P. Corke. A tutorial on visual servo control. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 12(5):651–670, October 1996. 26, 27, 28

G. Flandin, F. Chaumette, and E. Marchand. Eye-in-hand/eye-to-hand cooperation for visual servoing. In *IEEE International Conference on Robotics & Automation*, pages 2741–2746, San Francisco, CA, 2000. 26, 27

Rafael Kelly, Ricardo Carelli, Oscar Nasisi, Benjamín Kuchen, and Fernando Reyes. Stable visual servoing of camera-in-hand robotic systems. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 5(1): 39–48, 2000. 26, 27, 28

L. Sciavicco and B. Siciliano. *Modelling and Control of Robot Manipulators*. Springer-Verlag, 2000. 28

J. J. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991. 29

Richard C Dorf and Robert H Bishop. *Sistemas de controle modernos*. Livros Técnicos e Científicos, 2001. 29

Qing Zheng, Linda Q Gao, and Zhiqiang Gao. On validation of extended state observer through analysis and experimentation. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 134(2): 024505, 2012. 33

Indiara F Brito, Lúcio M Fernandes, Josiel A Gouvêa, Milena F Pinto, and Alessandro RL Zachi. Controle de câmera pan-tilt via método adrc com observador de ordem reduzida. In *Congresso Brasileiro de Automática-CBA*, volume 3, 2022. 49