



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMIÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E
AUTOMAÇÃO

SAMEQUE FARIAS CUNHA DE OLIVEIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O
CONTROLADOR PID-FUZZY E O PID
CONVENCIONAL APLICADOS À
ESTABILIZAÇÃO DA ATITUDE DE UM
QUADRIMOTOR**

Mossoró-RN

2015

SAMEQUE FARIAS CUNHA DE OLIVEIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O
CONTROLADOR PID-FUZZY E O PID
CONVENCIONAL APLICADOS À
ESTABILIZAÇÃO DA ATITUDE DE UM
QUADRIMOTOR**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Orientador(a): Prof. Dr. Elmer Rolando Llanos Villarreal

Universidade Federal Rural do Semiárido - UFRSA

Co-orientador(a): Prof. Dr. Alex Sandro de Araújo Silva

Universidade Federal Rural do Semiárido - UFRSA

Mossoró-RN

2015

Catálogo na Fonte

Catálogo de Publicação na Fonte. UFERSA - BIBLIOTECA CENTRAL ORLANDO TEIXEIRA - CAMPUS MOSSORÓ

Oliveira, Sameque Farias Cunha de.

Análise comparativa entre o controlador PID-Fuzzy e o PID convencional aplicados a estabilização da atitude de um quadrimotor / Sameque Farias Cunha de Oliveira. - Mossoró, 2015.

78f: il.

1. Engenharia aeroespacial. 2. VANT. 3. Quadrimotor. 4. PID. 5. Fuzzy. I. Título

RN/UFERSA/BCOT/381

CDD 629.1 O48a

SAMEQUE FARIAS CUNHA DE OLIVEIRA

**ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O
CONTROLADOR PID-FUZZY E O PID
CONVENCIONAL APLICADOS À
ESTABILIZAÇÃO DA ATITUDE DE UM
QUADRIMOTOR**

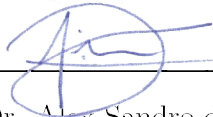
Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Aprovado em 22 de janeiro de 2015

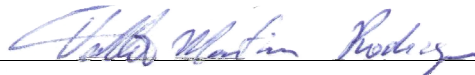
BANCA EXAMINADORA



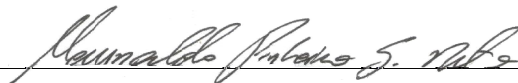
Prof. Dr. Elmer Rolando Llanos Villarreal
Universidade Federal Rural do Semiárido - UFERSA



Prof. Dr. Alex Sandro de Araújo Silva
Universidade Federal Rural do Semiárido - UFERSA



Prof. Dr. Walter Martins Rodrigues
Universidade Federal Rural do Semiárido - UFERSA



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto
Instituto Federal do Rio Grande do Norte - IFRN

Dedico aos meus pais, Herotildes Farias e Marluce Maria, meus maiores exemplos. Obrigado por cada incentivo e orientação, pelas orações em meu favor, pela preocupação para que eu estivesse sempre andando pelo caminho correto, e aos espíritos de luz, que, de uma forma direta ou indireta, guiaram meus passos.

Resumo

O quadrimotor é um tipo de veículo aéreo que possui uma complexidade relacionada ao controle, bem menor do que outros VANT's como um helicóptero tradicional. Entretanto, como as hélices e os motores, por exemplo, não são exatamente iguais, mesmo que os motores estejam recebendo as mesmas referências de velocidade o empuxo produzido pelo sistema da hélice do motor é diferente. Sendo assim, o sistema é naturalmente instável. Além disso, pode-se dizer que o Quadrimotor é um sistema subatuado, já que temos quatro variáveis de entrada (velocidade dos quatro motores) e seis de saída (x, y, z, roll, pitch, yaw), sem falar nos acoplamentos das variáveis e das não-linearidades referentes à aerodinâmica, acionamentos, etc. Projetar um único controlador que consiga tratar essas circunstâncias é uma tarefa extremamente complicada. Esta dissertação apresenta uma comparação entre os controles PID-Fuzzy e o PID, que são utilizados para estabilizar a atitude do quadrimotor em um menor tempo. Além dos resultados obtidos nas simulações para as duas técnicas de controle, nas quais se constatou que ambos os controladores conseguiram estabilizar o modelo, verificou-se que o PID-Fuzzy obteve melhores resultados do que o PID convencional.

Palavras-chave: Quadrimotor, Estabilização, PID, Fuzzy.

Abstract

The quadrotor is a type of aerial vehicle that has a complexity related to control, much less than other UAV as a traditional helicopter. However, as propellers and engines, for example, are not exactly the same even if the engine speed are receiving the same references, the thrust produced by the propeller, rotor system is different. Thus, the system is naturally unstable. Furthermore, it can be said that the quadrotor is a underactuated system, since there are four input variables (speed of four engines) and six output (x, y, z, roll, pitch, yaw) of the couplings without speaking and the variables relating aerodynamic non-linearities, drives, etc. Design a single controller that can handle these circumstances is an extremely complicated task. This work presents a comparison between the PID-Fuzzy and PID controls, which are used to stabilize the four-engine attitude in a shorter time. In addition to the results of the simulations for both control techniques in which it was found that both controllers are able to stabilize the model PID-Fuzzy better results than conventional PID.

Keywords: Quadrotor, stabilization, PID, Fuzzy.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a DEUS pelo dom da vida, possibilitando-me mais esta conquista. Ao meu pai, Herotildes Farias de Oliveira, meu grande amigo, um exemplo de vida e dedicação. À minha mãe, Marluce Maria C. de Oliveira, pelos ensinamentos de bondade e compreensão. A eles agradeço por todo o esforço realizado, sem os quais eu não estaria aqui e nem seria a pessoa que hoje sou.

Agradeço, também, aos meus irmãos, João Paulo e, em especial, à Samaya, os quais sempre foram meus incentivadores, acreditando e torcendo por mim. Agradeço, ainda, ao meu amigo Ms. Bruno Tiago, que nesta trajetória soube compreender minhas ausências, procurando estar sempre próximo e me dando apoio em todos os momentos.

Agradecimento especial manifesto ao meu orientador, professor Dr. Elmer Rolando Llanos Villarreal, pelos ensinamentos, pela amizade e pelo apoio que sempre demonstrou, inclusive, pelas horas de leituras gastas neste trabalho; e ao meu coorientador Dr. Alex Sandro de Araújo Silva. Estendo minha gratidão, igualmente, ao meu amigo Ms. Cláudio Márcio pelo incentivo e por me ajudar nas fases em que mais precisei, quando me encontrava sem norte.

O meu obrigado aos amigos conquistados durante o mestrado pelas suas reações: Samya, Tayara, Lívia, Romênia, Jucicleide e Augusto, que também me auxiliaram nesta etapa da minha vida e da pesquisa.. Aos meus amigos Cristiane, Bergully, Joemerson e Liza pelo incentivo dado, a fim de que eu buscasse o meu crescimento intelectual e profissional.

Agradeço à CAPES pela bolsa de estudos, permitindo o auxílio financeiro durante o tempo de Mestrado e pelo apoio financeiro ao projeto. Por fim, o meu sincero obrigado a todas as pessoas que me incentivaram, fizeram-se presentes, que se preocuparam, que foram solidárias e possibilitaram que eu alcançasse esta grande conquista.

“Tudo tem o seu tempo determinado, e há tempo para todo o propósito debaixo do céu.”

Eclesiastes 3:1

Sumário

Lista de Figuras	8
1 INTRODUÇÃO	11
1.1 OBJETIVOS	12
1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO	13
2 REVISÃO DA LITERATURA	14
3 O FUNCIONAMENTO DO QUADRIMOTOR	17
3.1 DINÂMICA DO QUADRIMOTOR	19
3.2 CONTROLE DE ATITUDE DE UM QUADRIMOTOR	24
4 LÓGICA FUZZY	26
4.1 INFERÊNCIA FUZZY	29
5 SISTEMAS DE CONTROLE AUTOMÁTICO	32
5.1 CONTROLE EM MALHA ABERTA E EM MALHA FECHADA	32
5.2 AÇÕES BÁSICAS DE CONTROLE	33
5.3 MODELOS MATEMÁTICOS	34
5.4 SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM	34
5.4.1 EQUAÇÃO DIFERENCIAL	35
5.4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	36
5.4.3 CONSTANTE DE TEMPO	37
5.5 SISTEMA DE SEGUNDA ORDEM	38
5.5.1 EQUAÇÃO DIFERENCIAL	38

5.5.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	39
5.6	FORMA PADRÃO DE SEGUNDA ORDEM	40
5.7	RESPOSTA TRANSITÓRIA	40
5.8	ESTABILIDADE	42
5.9	PID-CONTROLADORES DE TRÊS TERMOS	45
5.9.1	TERMO PROPORCIONAL	45
5.9.2	TERMO INTEGRAL	46
5.9.3	TERMO DERIVATIVO	47
5.9.4	PID	48
5.10	PID-FUZZY	49
6	SIMULAÇÃO	55
6.1	ASPECTOS DO CONTROLE FUZZY PARA A SIMULAÇÃO	55
6.2	CONTROLADOR PID-FUZZY	56
6.3	CONTROLADOR PID	61
7	RESULTADO DA SIMULAÇÃO	63
7.1	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE PID-FUZZY	63
7.2	RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE PID	65
7.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	67
	Referências Bibliográficas	69

Lista de Figuras

1.1	Exemplo de um Parrot Ar Drone 2.0	11
3.1	Vista superior de um quadrimotor, em que o motor 1 corresponde a sua frente e o motor 3, a sua direita.	17
3.2	Movimento horizontal a frente, no qual o rotor mais escuro (2) possui maior rotação e o rotor (1) menor rotação, enquanto os rotores 3 e 4 mantêm suas rotações.	18
3.3	Movimento em torno do eixo Z no sentido horário. Motores 1 e 2 rodando mais rápido que os motores 3 e 4.	19
3.4	Corpo do quadrimotor e estado de inércia m em relação à terra.	20
3.5	Relação de movimentos rotacionais com movimentos de translação.	22
4.1	Função de pertinência e variáveis linguísticas.	28
4.2	Função de pertinência triangular.	28
4.3	Função de pertinência trapezoidal.	29
4.4	Função de pertinência Gaussiana.	29
4.5	Estrutura de inferência Fuzzy.	30
5.1	Sistema de controle em malha aberta.	32
5.2	Sistema de controle em malha fechada.	33
5.3	Controle on-off.	33
5.4	Diagrama de bloco simplificado.	34
5.5	Malha fechada de um sistema de primeira ordem.	34
5.6	Diagrama de bloco simplificado.	38
5.7	Malha fechada de um sistema de segunda ordem.	38

5.8	Curva em Resposta ao degrau unitário mostrando t_d, t_r, t_p, M_p e t_s	41
5.9	Entrada de dados e Função de transferência.	43
5.10	Resposta transitória de um sistema instável.	44
5.11	Detectar a instabilidade do sistema.	44
5.12	Pólos de um sistema instável.	45
5.13	Diagrama de blocos de um controlador proporcional.	46
5.14	Controle integral.	47
5.15	Controle derivativo.	48
5.16	Controle PID de um processo.	48
5.17	Características dos controladores Fuzzy e PID.	50
5.18	Classificação dos controladores PID-Fuzzy.	52
5.19	Estrutura do controlador PID-Fuzzy.	52
5.20	Estrutura do controlador PI-Fuzzy.	53
5.21	Estrutura do controlador PD-Fuzzy.	53
5.22	Estrutura do controlador híbrido PID-Fuzzy.	54
6.1	Entrada da Função FLC, erro (e).	57
6.2	Entrada da Função FLC, derivada do erro $\frac{de}{dt}$	57
6.3	Saída da Função FLC, Ganho Proporcional K_p	58
6.4	Saída da Função FLC, Ganho Integral K_i	58
6.5	Saída da Função FLC, Ganho Integral K_d	58
6.6	Representação do gráfico de superfície do Ganho Proporcional.	60
6.7	Representação do gráfico de superfície do Ganho Integral.	60
6.8	Representação do gráfico de superfície do Ganho Derivativo.	60
6.9	Regras de inferência, se e então.	61
6.10	Diagrama de Blocos-Sistema em Malha Fechada com Controle PID.	62
6.11	Diagrama de Blocos-Sistema em Malha Fechada com Controle PID.	62

7.1	Diagrama de Blocos - Sistema em Malha Fechada com Controle PID-Fuzzy.	63
7.2	Parâmetros do quadrimotor.	64
7.3	Estabilização dos ângulos da rolagem e arfagem.	64
7.4	Estabilização da guinada.	65
7.5	Estabilização da rolagem e arfagem.	66
7.6	Estabilização da guinada.	66

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, com o avanço científico, houve uma mudança significativa no desenvolvimento de veículos aéreos não tripulados VANT's. Esses por sua vez são aplicados em estudos militares e aplicações civis, podendo ser considerados robôs aéreos (MICHAEL et al., 2010). A estrutura do quadrimotor comumente é feita de um material rígido e sua estrutura é perfeitamente simétrica, como pode ser visto na Figura 1.1. O quadrimotor é apto a fazer decolagens e pousos verticais, bem como pairar em um determinado ponto em relação a uma determinada altitude. Em (BOUABDALLAH, 2007) encontra-se uma ampla comparação do quadrimotor com outros VANT's sobre distintos parâmetros, tais como: gastos energéticos e econômicos, manobrabilidade, complexidade aerodinâmica, etc.

Figura 1.1: Exemplo de um Parrot Ar Drone 2.0



Fonte: Elaboração própria.

VANT's são controlados remotamente ou de forma autônoma, possuindo algoritmos sofisticados de voo que não necessitam da intervenção humana (MILHIM, 2010). Os VANT's são classificados em duas categorias, de asas fixas e de asas rotativas. Os de asas rotativas têm vantagens de voar verticalmente e poder pairar no ar.

As aplicações desses robôs são inúmeras. Eles podem ser aplicados para substituir veículos aéreos pilotados por humanos, tendo a vantagem de proteger a vida humana em ambientes de difíceis acessos e perigosos. Pode-se citar como exemplo da aplicação de um VANT na área da indústria petroquímica, em que este servirá para vistoriar dutos, reservatórios e instalações, tendo por objetivo principal a manutenção preventiva da área, através da detecção de componentes que apresentam um alto nível de desgaste. Esse robô tem características proveitosas para essa área, como a alta capacidade de mobilidade entre obstáculos, utilizando câmeras.

No caso de um quadrimotor, a estabilização, deve ser controlada apropriadamente para manter a estabilidade do controle de voo nos três eixos. Um voo estável é necessário para a segurança e também para uma melhor experiência do voo a fim de que se alcance com êxito uma missão bem sucedida. O quadrimotor tem uma hélice de passo fixo que é montada diretamente sobre os rotores, além de seguro. Este tipo de aeronave pode ser dito como livre de manutenção, pois as peças a serem verificadas são os motores e as hélices. Com um voo adequado este tipo de aeronave pode ser usada várias vezes sem nenhum tipo de manutenção. Em um quadrimotor o movimento do voo é calculado pela variação da velocidade de cada uma das hélices, de modo que a atitude da estabilização possa ser conseguida através do controle de velocidade de cada um dos motores. Um sistema de controle de atitude e um algoritmo especial devem ser usados para calcular e controlar a velocidade exata de cada um dos motores.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é apresentar uma análise comparativa entre dois controladores para que os mesmos possam estabilizar o sistema em um menor tempo.

Diante desta perspectiva, os objetivos específicos são os seguintes:

1. Estudar e analisar a dinâmica do sistema quadrimotor;
2. Analisar a estrutura do quadrimotor e sua representação em função de transferência para obter a estabilização dos três ângulos;
3. Estabilizar o sistema do quadrimotor utilizando o controle PID-Fuzzy e o PID convencional;

4. Fazer uma análise comparativa entre os dois sistemas de controle;

1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO

Esta dissertação está organizada em sete capítulos. No Capítulo 1 serão apresentadas as questões inerentes aos objetivos, às justificativas. Em seguida, no Capítulo 2, será realizada a revisão da literatura, quando são abordados os temas relacionados aos quadrimotores, sistemas de controle, controladores PID e controladores PID-Fuzzy. No Capítulo 3 será apresentado o funcionamento do quadrimotor, a dinâmica e o projeto do controle de atitude.

No capítulo 4 será demonstrada a lógica Fuzzy e suas funções de pertinência. No capítulo 5 serão explanados os sistemas de controle automático, ações de controle básicas, Função de Transferência, estabilidade, PID e PID-Fuzzy. No capítulo 6 serão expostas as simulações com o controlador PID-Fuzzy e com o controlador PID, com a finalidade de estabilizar o sistema em um menor tempo.

Por fim, a conclusão do trabalho será feita no Capítulo 7, onde são realizadas as ponderações acerca do conjunto de atividades realizadas, dos resultados obtidos e das discussões comparativas.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Nos últimos anos, os estilos (VTOL) Vertical Take-Off and Landing (Decolagem e Aterrissagem Vertical) e o (UAV) Unmanned Aerial Vehicle (Veículo Aéreo Não Tripulado) vêm recebendo várias contribuições. Além disso, a maior parte de sua atenção está voltada para a estrutura do quadrimotor. Alguns projetos se baseiam em plataformas disponíveis comercialmente, como o Draganflyer, X-UFO e MD4-200. Outros pesquisadores preferem construir a sua própria estrutura. Alguns exemplos são: o mesicopter, o X4-Flyer e o STARMAC.

Mesmo que haja uma série de diferentes tópicos sobre a estrutura do quadrimotor, a maioria tem se concentrado sobre o algoritmo de controle. Pode-se afirmar que a maioria dos artigos faz uma comparação no desempenho de alguns deles. As técnicas mais importantes e as respectivas publicações agora são apresentadas:

O primeiro controle a ser utilizado foi o controle de estabilização da atitude de um quadrimotor. Em 2011, D. Hazry aplicou um controlador neural para lidar com o sistema de controle da atitude de um quadrimotor (ZAIRI; HAZRY, 2011); em 2010, Gonzalez utilizou o controlador PD para um quadrimotor (GONZALEZ et al., 2011); no mesmo ano, F. Hoffmann adaptou um PID para o controle do sistema de atitude (HOFFMANN et al., 2010), em 2008, Voos usou o método de linearização para o problema do controle de atitude (VOOS, 2009), em 2008 T. Bresciani usou um avançado controle PID (BRESCIANI, 2008).

O segundo controle apresenta configuração híbrida, tais como: estrutura com sentidos de rotação não simétricos ou com dois rotores direcionais (ZEMALACHE et al., 2005), (BEJI et al., 2005). Poucos trabalhos concentram-se na modelagem de derivação (FAY, 2001), (MCKERROW, 2004) e na configuração eficiente (GURDAN et al., 2007). Tarefa múltipla também é um campo interessante para o VTOL UAV (VALENTI et al., 2007).

O terceiro controle utilizado é o PID (QUEMEL, 2010), (BRESCIANI, 2008). Vários estudos já foram feitos a respeito da estabilidade de voo usando técnicas de controle clássico, principalmente utilizando um controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) sintonizado a partir de um complexo modelo matemático de um quadrotor

genérico linearizado sobre um ponto de operação (voo pairado).

O quarto controle é feito através da teoria de Lyapunov (BOUABDALLAH et al., 2004a), (CASTILLO et al., 2004), (CASTILLO et al., 2005), (SALAZAR-CRUZ et al., 2005). De acordo com esta técnica é possível assegurar a estabilidade assintótica do helicóptero em certas condições.

O quinto controle é fornecido pela realimentação do PD e por estruturas PID (BOUABDALLAH et al., 2004b), (TAYEBI; MCGILVRAY, 2004), (TAYEBI; MCGILVRAY, 2006). A intensidade da realimentação do *PD* é propriedade de convergência exponencial devido, sobretudo, à compensação do Coriolis e termos giroscópicos. Ao contrário de uma estrutura PID, esta não requer alguns parâmetros do modelo específico e a lei de controle é mais simples de implementar.

O sexto controle utiliza técnicas adaptativas (ANDRIEVSKY et al., 2005), (MOREL; LEONESSA, 2006). Esses métodos fornecem bom desempenho com incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas.

O sétimo controle é baseado em Regulador Linear Quadrático (LQR). A principal vantagem desta técnica é que o sinal ideal de entrada acaba por ser obtido a partir do feedback estado completo (resolvendo a equação Ricatti). Por outro lado, a solução analítica para a equação Ricatti é difícil de calcular.

O oitavo controle é baseado no método LQR (BOUABDALLAH et al., 2004b), (LARA et al., 2006). A principal vantagem desta técnica é que o sinal de entrada ideal acaba sendo obtido a partir da realimentação de estado (resolvendo a equação de Ricatti). Por outro lado, a solução analítica para a equação de Ricatti é de alta complexidade.

O nono controle é feito com controle backstepping (MADANI; BENALLEGUE, 2006a), (MADANI; BENALLEGUE, 2006a), (MADANI; BENALLEGUE, 2006b). Nas respectivas publicações são garantidas as convergências dos estados internos do quadrimotor, mas muitos cálculos são obrigatórios.

O décimo controle é fornecido pelo feedback dinâmico (MOKHTARI; BENALLEGUE, 2004), (MISTLER et al., 2001). Essa técnica é implementada em alguns projetos do quadrimotor para transformar a malha fechada do sistema em um modelo linear, de um subsistema controlável.

O décimo primeiro controle é baseado no feedback visual. A câmera utilizada

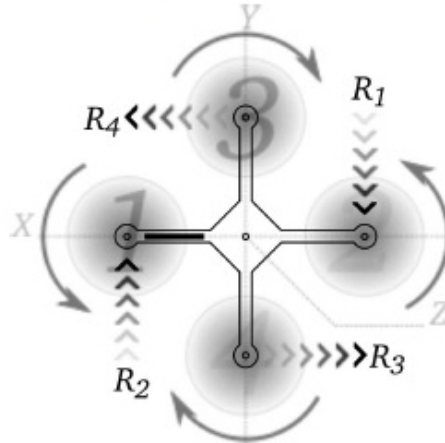
para esta finalidade pode ser montada na placa (GUENARD et al., 2008), (TOURNIER et al., 2006), (METNI et al., 2005) fixa no helicóptero ou não integrado (ALTUG et al., 2003) fixa no chão.

Neste trabalho um novo controlador é proposto para a estabilização da atitude do quadrimotor usando a Lógica Fuzzy, baseado no controlador PID. A fim de projetar o controlador, o quadrimotor deve ser modelado em forma matemática para realizar a análise. Há inúmeros trabalhos que já descrevem como modelar o quadrimotor que pode ser encontrado em (SALAZAR-CRUZ et al., 2005), (BJØRN et al., 2007) e (SANCA et al., 2008).

3 O FUNCIONAMENTO DO QUADRIMOTOR

Na configuração do quadrimotor quatro rotores de mesmas dimensões estão conectados, cada um a um motor; e cada um destes está fixado em uma das extremidades de uma estrutura em forma de "x". Dois rotores (1) e (2) de extremidades opostas em relação ao centro da estrutura giram no sentido anti-horário e os outros dois (3) e (4), no sentido horário, resultando na anulação do torque de reação que cada um cria. Assim, as pás dos rotores (1) e (2) devem ter ângulo de incidência invertido em relação às pás dos rotores (3) e (4) para que se crie sustentação aerodinâmica positiva, como na Figura 3.1 (MELO, 2010).

Figura 3.1: Vista superior de um quadrimotor, em que o motor 1 corresponde a sua frente e o motor 3, a sua direita.



Fonte: (MELO, 2010).

Na Figura 3.1, R_1 , R_2 , R_3 e R_4 representam as reações criadas pelos torques de cada rotor. R_1 e R_2 se somam e tendem a girar o quadrotor em torno do seu eixo vertical no sentido horário. R_3 e R_4 também se somam, entretanto, tendem a girar o quadrotor no sentido anti-horário. Se todos os rotores permanecerem na mesma velocidade, a soma de R_1 e R_2 se cancela com a soma de R_3 e R_4 . Portanto, o torque de reação resultante torna-se nulo neste caso.

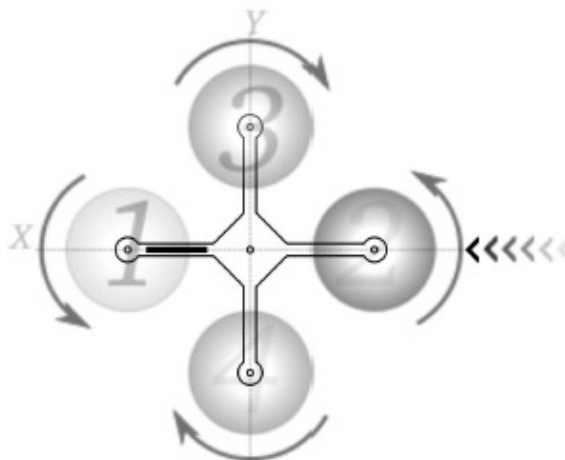
Normalmente, em rádio controle (aeromodelismo) o movimento vertical se dá através do comando *throttle* (aceleração). O movimento na horizontal pode ser realizado por dois outros comandos: *pitch* (arfagem) e *roll* (rolagem). Com o comando *pitch* a aeronave é inclinada para frente ou para trás, já com o comando *roll* a aeronave é incluída para um lado ou para o outro. Por último, o movimento em torno do seu eixo vertical (Z), isto é, uma guinada, é feito pelo comando *yaw* (guinada).

Para movimentar-se verticalmente a velocidade dos rotores do quadrimotor deve aumentar ou diminuir simultaneamente e com mesma intensidade para que o quadrimotor suba e desça, respectivamente, isto é, acelerando ou desacelerando, de forma simultânea, os quatro motores - *throttle*.

Já para um movimento na horizontal, ou seja, ao longo do eixo X ou Y , as velocidades dos rotores devem ser controladas da seguinte forma: diminui-se a velocidade de um rotor e aumenta-se na mesma intensidade a velocidade do motor que gira no mesmo sentido (motor oposto) para que não haja desequilíbrio nos torques de reação. Os outros dois motores devem permanecer na mesma velocidade. Isto faz com que o quadrimotor se encline, dando origem a um movimento horizontal, sem perder sustentação.

Por exemplo, para um movimento horizontal, a velocidade do rotor 1 deve diminuir na mesma intensidade que se aumenta a velocidade do rotor 2, conforme a Figura 3.2, o que corresponde ao comando *pitch*.

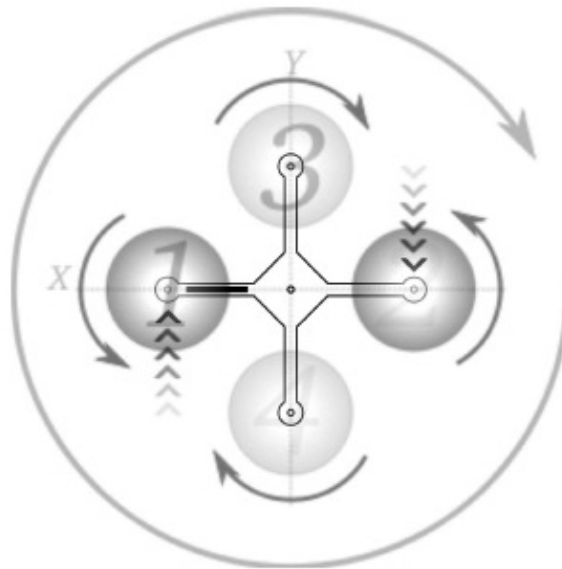
Figura 3.2: Movimento horizontal a frente, no qual o rotor mais escuro (2) possui maior rotação e o rotor (1) menor rotação, enquanto os rotores 3 e 4 mantêm suas rotações.



Isto faz com que a força de sustentação resultante tenha uma projeção também sobre o eixo X , ocasionando o movimento. Análogamente, diminuindo a velocidade do rotor 3 (que está do lado direito do quadrotor) e aumentando na mesma proporção a do rotor 4, o quadrimotor se movimenta para direita (ao longo do eixo Y), correspondendo ao comando *roll*.

E, para fazer um giro - guinada (comando *yaw*) - em torno do eixo vertical (eixo Z), seja no sentido horário ou anti-horário, basta que se aumente, igualmente a velocidade de dois rotores que giram no mesmo sentido, na mesma intensidade que se diminui a velocidade dos outros dois motores, e vice-versa, conforme a Figura 3.3.

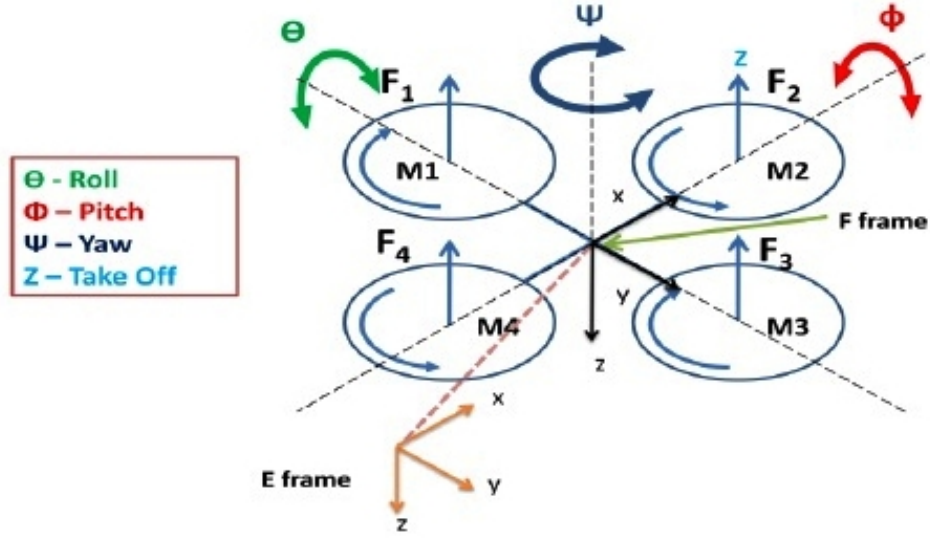
Figura 3.3: Movimento em torno do eixo Z no sentido horário. Motores 1 e 2 rodando mais rápido que os motores 3 e 4.



(MELO, 2010).

3.1 DINÂMICA DO QUADRIMOTOR

A dinâmica do quadrimotor pode ser descrita de muitas formas diferentes, tais como: Quatérnion, ângulos de Euler e matriz de orientação. Em se tratando da modelagem dinâmica do quadrimotor, existem dois tipos de referências que têm de ser definidas, é a inercial E , e a estrutura do quadrimotor do corpo fixo F , como mostra a Figura 3.4.

Figura 3.4: Corpo do quadrimotor e estado de inércia m em relação à terra.

Fonte: Adaptado de (DESA et al., 2013).

No controle da estabilização da atitude todas as referências angulares em cada eixo devem ser aproximadamente zero, principalmente em relação à decolagem, ao pouso e à planagem. Assegura-se que o corpo do quadrimotor sempre está em estado horizontal quando as forças externas são aplicadas sobre ele. A orientação pode ser definida por três ângulos de Euler que são: ângulo de rolamento (ϕ), ângulo de inclinação (θ) e ângulo de guinada (ψ). Estes três ângulos formam o vetor $\Omega^T = (\phi, \theta, \psi)$. Da mesma forma, a posição do veículo na estrutura de inércia é definida pelo vetor $q^T = (x, y, z)$ e a transformação do vetor da estrutura inercial é dada pela matriz de transformação resultante dos eixos z , y e x , R , como a seguir:

$$R_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c\phi & -s\phi \\ 0 & s\phi & c\phi \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$R_y = \begin{bmatrix} c\theta & 0 & s\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -s\theta & 0 & c\theta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$R_z = \begin{bmatrix} c\psi & -s\psi & 0 \\ s\psi & c\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Onde R é a matriz de rotação, apresentada na equação 3.5

$$R = R_z R_y R_x \quad (3.4)$$

$$R = \begin{bmatrix} c\psi c\theta & c\psi s\theta s\phi - c\phi s\psi & c\psi s\theta c\phi + s\psi s\phi \\ s\psi c\theta & s\psi s\theta s\phi + c\psi c\phi & s\psi s\theta c\phi + s\phi c\psi \\ -s\theta & s\phi c\theta & c\theta c\phi \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Onde c e s denotam as funções *cos* e *sen* respectivamente.

A força de propulsão F é gerada por cada um dos motores j , os quais são definidos como se segue, enquanto $j=1,2,3,4$:

$$F_j = b \cdot \omega_j^2 \quad (3.6)$$

Onde b é o fator de impulso e ω é a velocidade de rotação do motor j . A força do impulso total aplicado à estrutura dos quatro motores é dada por:

$$T_F = \sum_{j=1}^4 |F_j| = b \sum_{j=1}^4 \omega_j^2 \quad (3.7)$$

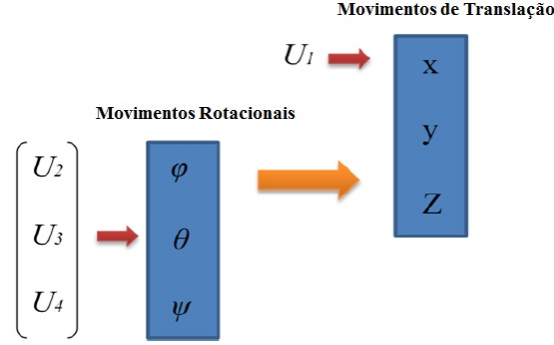
A equação diferencial para a aceleração do quadrimotor pode ser descrita na equação 3.8, como:

$$\ddot{q} \begin{bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{bmatrix} = g \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} - R \cdot \frac{T}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Em que g é a gravidade ($9,81ms^{-1}$) e m é a massa do quadrimotor.

Vetor T descreve o torque aplicado ao corpo do quadrimotor como mostrado na Figura 3.5. O torque pode ser calculado usando a equação 3.9. Assim, o vetor de T pode ser definido como:

Figura 3.5: Relação de movimentos rotacionais com movimentos de translação.



Fonte: Adaptado de (DESA et al., 2013).

$$T = FL \quad (3.9)$$

$$T = \begin{bmatrix} Lb(\omega_3^2 - \omega_4^2) \\ Lb(\omega_1^2 - \omega_2^2) \\ d(\omega_2^2 + \omega_4^2 - \omega_1^2 - \omega_3^2) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Onde F e ω_j^2 são forças produzidas a partir da hélice, enquanto que L é o comprimento do braço do quadrimotor. Então b e d são fatores do impulso e da resistência, respectivamente.

O vetor T_G descrito como torque do giroscópico. O torque do giroscópico é produzido pelo efeito de rotação dos motores. O vetor T_G é definido como:

$$T_G = I_M \cdot \left(\dot{\Omega} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \psi \end{bmatrix} \right) \cdot (\omega_2 + \omega_4 - \omega_1 - \omega_3) \quad (3.11)$$

Onde I_M é a inércia do motor. Usando a equação 3.10 e 3.11, com a matriz de inércia (uma matriz diagonal com as inércias na diagonal principal), um segundo conjunto de equações diferenciais é obtido:

$$I.\ddot{\Omega} = -(\dot{\Omega} \times I.\dot{\Omega}) - T_G + T \quad (3.12)$$

Conforme discutido, os movimentos do quadrimotor são obtidos pela variação das velocidades nos motores. A velocidade de rotação de cada motor ω_j indica a variável de entrada para a transformação dos movimentos do quadrimotor, usando o modelo matemático. Então, as variáveis de entrada podem ser definidas como se segue:

$$\begin{aligned} u_1 &= b(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \\ u_2 &= b(\omega_4^2 - \omega_2^2) \\ u_3 &= b(\omega_3^2 + \omega_1^2) \\ u_4 &= d(\omega_2^2 + \omega_4^2 - \omega_1^2 - \omega_3^2) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Quando u_1 é igual a T_F , como na equação 3.7, isso indica a força de impulso aplicada ao corpo do quadrimotor, u_2 indica a força que leva ao torque do rolamento, u_3 indica a força que leva ao torque da arfagem e u_4 indica a força que leva ao torque de guinada.

No entanto, vale destacar que o torque do giroscópio também é produzido a partir das velocidades de rotação dos motores. Definido o vetor $u_T = (u_1, u_2, u_3, u_4)$ são as variáveis de entrada. O torque total do giroscópico $g(u)$ efetuados no quadrimotor é:

$$g(u) = \omega_2 + \omega_4 - \omega_1 - \omega_3 \quad (3.14)$$

Onde ω é a velocidade do motor. Através da combinação das equações 3.8 e 3.12 tem-se o modelo geral da dinâmica do sistema sob a forma da equação 3.14.

$$\begin{aligned}
\ddot{x} &= -(c\phi s\theta c\psi + s\phi s\psi) \frac{u_1}{m} \\
\ddot{y} &= -(c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi) \frac{u_1}{m} \\
\ddot{z} &= g - (c\phi c\theta) \frac{u_1}{m} \\
\ddot{\phi} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}} \right) - \frac{I_M}{I_{xx}} \ddot{\theta}g(u) + \frac{L}{I_{xx}} u_2 \\
\ddot{\theta} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}} \right) - \frac{I_M}{I_{yy}} \ddot{\phi}g(u) + \frac{L}{I_{yy}} u_3 \\
\ddot{\psi} &= \dot{\theta}\dot{\phi} \left(\frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}} \right) - \frac{1}{I_{zz}} u_4
\end{aligned} \tag{3.15}$$

3.2 CONTROLE DE ATITUDE DE UM QUADRI-MOTOR

Existem dois tipos de movimento que ocorrem em um quadrimotor, que possui seis graus de liberdade, em que três graus são de rotação e os outros três, relacionados ao movimento. A partir da equação 3.15, observou-se que os movimentos de conversão (x, y e z) são alcançados pelos movimentos de rotação (rolagem, arfagem e guinada).

Neste trabalho, a dinâmica do quadrimotor é focada nos movimentos de rotação. Ao extrair os movimentos de rolagem, arfagem e guinada na equação 3.15 então a dinâmica do quadrimotor tornou-se mais simples do que antes. Veem-se as equações de rolagem, arfagem e guinada:

$$\begin{aligned}
\ddot{\phi} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}} \right) - \frac{I_M}{I_{xx}} \ddot{\theta}g(u) + \frac{L}{I_{xx}} u_2 \\
\ddot{\theta} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \left(\frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}} \right) - \frac{I_M}{I_{yy}} \ddot{\phi}g(u) + \frac{L}{I_{yy}} u_3 \\
\ddot{\psi} &= \dot{\theta}\dot{\phi} \left(\frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}} \right) - \frac{1}{I_{zz}} u_4
\end{aligned} \tag{3.16}$$

Ao projetar um controle de atitude para um quadrimotor uma função de transferência do modelo matemático deve ser obtida para implementar o melhor controlador. A dinâmica do quadrimotor deve ser simplificada antes da implementação do algoritmo de controle. Existem alguns termos que podem ser negligenciados, a saber:”o torque do giroscópio e os termos de Coriolis-Centrípetas. As considerações da negligência desses termos estão abaixo descritas:

1. O torque do giroscópio pode ser negligenciado, porque a inércia do motor é pequena.
2. As condições de Coriolis-Centrípetas também podem ser negligenciadas; as mudanças angulares que vêm do acoplamento cruzado das velocidades angulares são menores do que a principal.

Em seguida, depois de retirar os dois termos que podem ser negligenciados - visto na equação 3.16 -, então essa se torna mais simples, conforme fica evidente na equação 3.17:

$$\begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L}{I_{xx}} u_2 \\ \frac{L}{I_{yy}} u_3 \\ \frac{1}{I_{zz}} u_4 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Através da aplicação de Laplace, na equação 3.17, tem-se um conjunto de função de transferência da planta para controlar os movimento de rolagem, arfagem e guinada, que são obtidas separadamente na equação 3.18.

$$\begin{aligned} \frac{\phi(s)}{u_2(s)} &= \frac{L}{I_{xx}s^2} \\ \frac{\theta(s)}{u_3(s)} &= \frac{L}{I_{yy}s^2} \\ \frac{\psi(s)}{u_4(s)} &= \frac{1}{I_{zz}s^2} \end{aligned} \quad (3.18)$$

4 LÓGICA FUZZY

A inteligência artificial é uma ciência que procura estudar, interpretar e compreender a inteligência humana a partir da experiência, sendo capaz de adquirir e conservar conhecimentos em modelos e de responder rapidamente, e de maneira correta, a novas situações, como a Engenharia procura construir instrumentos para apoiar a inteligência humana e vendo como a Ciência da Computação procura simular o pensamento dos especialistas e seus fenômenos cognitivos (ZHOU; ANGELOV, 2007).

A lógica Fuzzy fundamenta-se na teoria dos conjuntos *fuzzy*, cuja teoria dos conjuntos *fuzzy* afirma que dado um determinado elemento que pertence a um domínio é verificado o grau de pertinência do elemento em relação ao conjunto (KOHAGURA, 2007).

O ser humano é capaz de trabalhar com fatores duvidosos e complexos, através das quais dúvidas e informações vagas, equívocas ou aproximadas são características de seu pensamento para a resolução de problemas, sendo, geralmente, possível expressar o pensar em termos linguísticos. Por permitir o tratamento de expressões de grandezas não exatas a lógica Fuzzy é muito parecida com o comportamento dos seres humanos (SIMÕES; SHAW, 2007).

Com o auxílio dos Conjuntos Fuzzy e as considerações da lógica Fuzzy pode-se traduzir para termos matemáticos as informações imprecisas, expressas por um conjunto de regras linguísticas.

Baseando-se em estudos sobre operações de conjuntos Fuzzy, a lógica Fuzzy pode ser entendida como uma generalização da lógica clássica.

A lógica clássica pode ser mostrada pela função indicadora $I(\cdot)$, que assume apenas dois valores, 0, 1, conforme o elemento não pertença ou pertença ao conjunto em questão, respectivamente desta forma, dado um conjunto A contido num universo X , um elemento x deste universo pode assumir apenas dois estados em relação ao conjunto A , que é representado pela função $IA(x)$:

$$IA(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } x \in A \\ 0, & \text{se } x \notin A \end{cases} \quad (4.1)$$

Desta forma, pode-se definir um conjunto clássico como:

$$A = \{x \in X \mid IA(x) = 1\} \quad (4.2)$$

São possíveis três casos no caso da lógica nebulosa, pois $x \in X$:

1. pode pertencer integralmente ao conjunto A ;
2. pode não pertencer a A ;
3. pode pertencer parcialmente ao conjunto A ;

O caso de um elemento pertencer parcialmente a um conjunto faz com que deva ser trocada a função indicadora $I(\cdot) = \{0, 1\}$ por uma função de pertinência $\mu(\cdot) = [0, 1]$, ou seja, o grau de pertinência de um elemento a um conjunto é a referência para verificar o quanto "é possível" esse elemento poder pertencer ao conjunto. O grau é calculado através de uma determinada função, que, geralmente, retorna a um valor real que varia entre 0 e 1 (KOHAGURA, 2007), ao invés de apenas os dois valores extremos do intervalo, como no caso da lógica clássica.

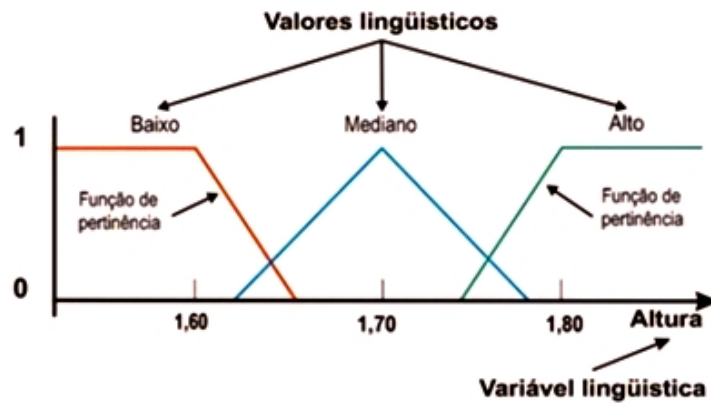
A Lógica *Fuzzy* permite modificar a linguagem natural em conjuntos de números, o que admite a manipulação computacional. Costa definiu variáveis linguísticas como variáveis as quais os valores são palavras ou sentenças em linguagem natural ou artificial (COSTA et al., 2008).

As variáveis linguísticas (Figura 4.1) assumem valores titulados linguísticos, como, por exemplo, os valores FRIA, MORNA e QUENTE são referentes à variável TEMPERATURA DA ÁGUA.

Para Von Altrock (ALMEIDA, 2004):

As chamadas variáveis linguísticas constituem o "vocabulário" da lógica fuzzy, trazendo toda a incerteza presente no pensamento e na expressão oral do ser humano, para sistemas de decisão que priorizam o padrão e respeitam determinada metodologia durante o cálculo computacional envolvido. Esta característica excepcional encontrada na lógica fuzzy, só é possível, porque considera a parcela de informação relativa não à incerteza estocástica, mas sim a chamada incerteza léxica presente em qualquer problema real analisado em que estejam envolvidas variáveis linguísticas.

Figura 4.1: Função de pertinência e variáveis linguísticas.

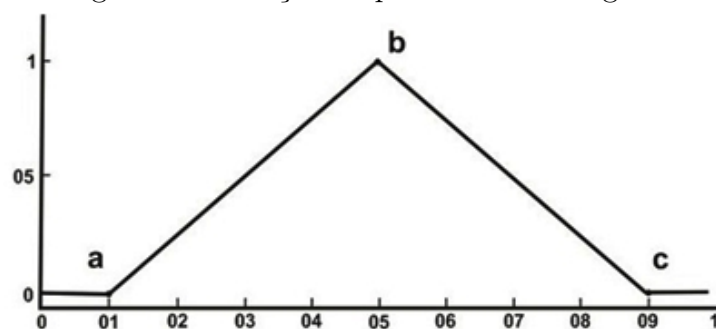


Fonte: Adaptado de (COSTA et al., 2008).

Funções de pertinência podem ter diferentes formas (Figura 4.1), dependendo do conceito que se deseja representar e da situação em que serão empregadas. Podem ser resolvidas a partir da experiência e da perspectiva do usuário, mas é comum fazer-se uso de funções de pertinência padrão, como, por exemplo, as de forma triangular, trapezoidal e gaussiana (SAMPAIO, 2006)

As funções de pertinência triangulares (Figura 4.2) são caracterizadas por três variáveis (a , b , c), em que a e c determinam o intervalo dentro do qual a função de pertinência assume valores diferentes de zero, e b é o ponto na qual a função de pertinência é máxima.

Figura 4.2: Função de pertinência triangular.

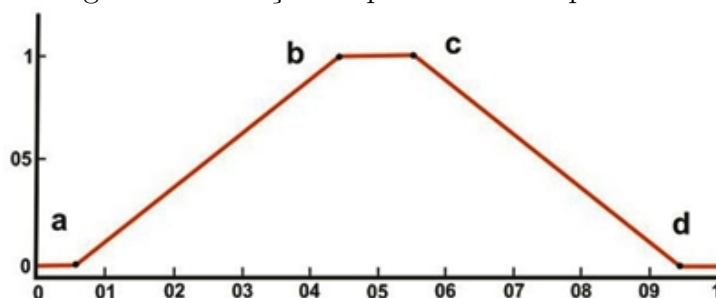


Fonte: Adaptado de (AMENDOLA et al., 2004).

As funções de pertinência trapezoidais (Figura 4.3), são distinguidas por um conjunto de quatro valores de a , b , c e d , onde a e d definem o intervalo dentro do qual a função de pertinência assume valores diferentes de zero, e b e c determinam o intervalo

dentro do qual a função de pertinência é máxima e igual a 1.

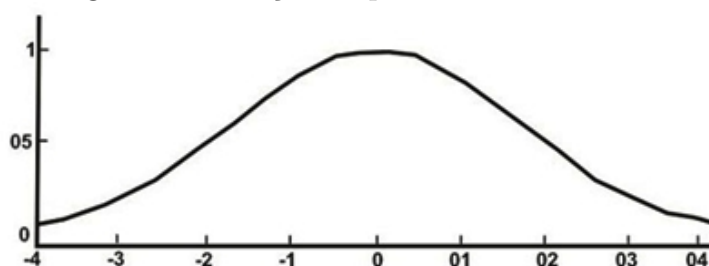
Figura 4.3: Função de pertinência trapezoidal.



Fonte: Adaptado de (AMENDOLA et al., 2004).

Na (Figura 4.4) as funções de pertinência Gaussianas são caracterizadas pela sua média (m) e seu desvio padrão (s). Este tipo de função de pertinência tem um decaimento suave e tem valores distintos de zero para todo domínio da variável estudada.

Figura 4.4: Função de pertinência Gaussiana.



Fonte: Adaptado de (AMENDOLA et al., 2004).

Segundo (COSTA et al., 2008):

Cada conjunto fuzzy, A , é definido em termos de relevância a um conjunto universal, X , por uma função denominada de função de pertinência, associando a cada elemento x um número, $A(x)$, no intervalo fechado $[0,1]$ que caracteriza o grau de pertinência de x em A . A função de pertinência tem a forma:

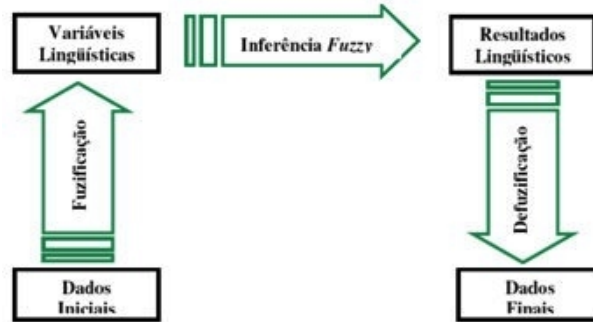
$$A: X \rightarrow [0,1]$$

4.1 INFERÊNCIA FUZZY

Uma estrutura de inferência Fuzzy (Figura 4.5) é formada por três blocos de operações:

1. Fuzzificação;
2. Inferência Fuzzy;
3. Defuzzificação;

Figura 4.5: Estrutura de inferência Fuzzy.



Fonte: Adaptado de (ALMEIDA, 2004).

O primeiro passo de um sistema lógico *Fuzzy* é a fuzzificação. Essa consiste na modificação de um dado numérico em um termo de linguagem natural. Nesta fase, todas as informações referentes à imprecisão ou incerteza, associada a estas variáveis, devem ser consideradas. Ao se fuzzificar um determinado dado numérico são empregadas as funções de pertinência, que verificam o quanto esse dado pertence a uma determinada classificação *Conjunto Fuzzy* como em (ALMEIDA, 2004) e (KOHAGURA, 2007).

Após a Fuzzificação, quando se determinou os graus de pertinência de cada conjunto, segue-se com a fase denominada inferência *Fuzzy*, em que são aplicadas as regras pré-estabelecidas do tipo Se-Então, com a finalidade de relacionar possíveis variáveis entre si e, assim, cumprir os objetivos do algoritmo.

Segundo (ALMEIDA, 2004), pode-se separar esta fase em dois componentes: Agregação e Composição. O primeiro diz respeito à chamada parcela Se, das normas que irão reger o processo de inferência, e o segundo refere-se à parcela Então do conjunto de regras assim chamadas Se-Então. Tais componentes compõem o chamado processo de inferência lógica *Fuzzy*, controlando as relações entre variáveis linguísticas através de seus respectivos operadores lógicos.

Depois de terminado o processo de inferência, inicia-se a última etapa do sistema lógico *Fuzzy*, a defuzzificação que, segundo (ALMEIDA, 2004) compreende o processo de conversão de um número *Fuzzy* em um número real. Sendo o método centróide o mais

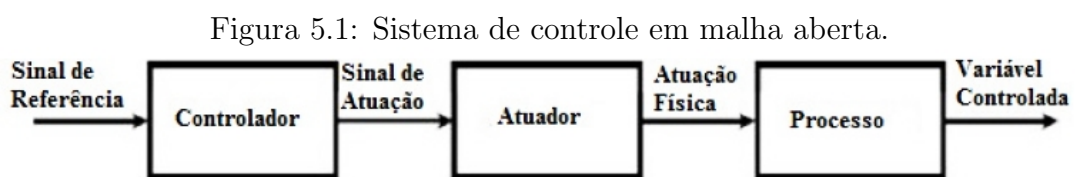
utilizado na defuzzificação, este método encontra o centro geométrico dos valores de saída *Fuzzy*, através da ponderação de todos os valores possíveis da saída, sendo seus graus de pertinência utilizados como pesos para o cálculo de uma média ponderada.

5 SISTEMAS DE CONTROLE AUTOMÁTICO

Os sistemas de controle podem ser classificados em sistema de controle a malha aberta e em sistemas de controle de malha fechada, possuindo quatro ações básicas de controle: ação liga-desliga ou on-off, ação proporcional, ação integral e ação derivativa, podendo cada ação de controle atuar sozinha ou em conjunto com outra, como, por exemplo, no caso de um PID.

5.1 CONTROLE EM MALHA ABERTA E EM MALHA FECHADA

Nos sistemas de controle de malha aberta (Figura 5.1) a ação de controle é independente da saída, sendo os mais simples de todos os dispositivos de controle. Sua saída não tem nenhum efeito sobre a ação de controle, não sendo medida e nem realimentada para a comparação com a entrada (OGATA, 2011)

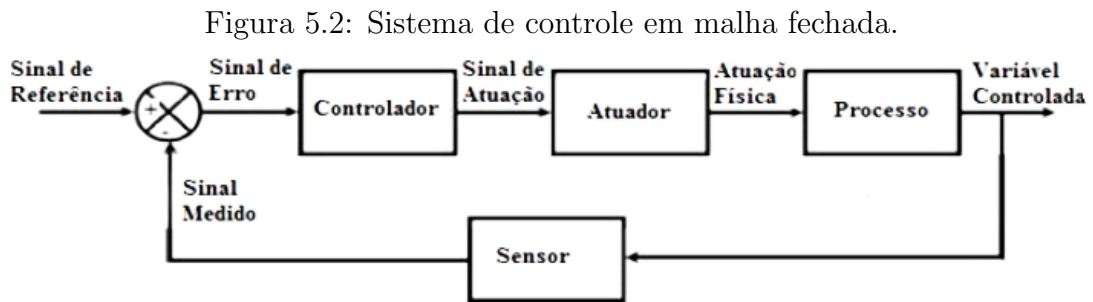


Fonte: Adaptado de (NERIS, 2001).

Nos sistemas de controle em malha fechada (Figura 5.2) o sinal de saída possui um efeito no sinal de entrada, sendo, dessa forma, sistemas de controle realimentados. O uso de realimentação torna a resposta do sistema relativamente insensível a distúrbios externos e a variações internas nos parâmetros do sistema (NERIS, 2001).

Para tornar o sistema mais preciso e fazer com que ele reaja às perturbações externas, o sinal de saída é comparado com um sinal de referência e o desvio entre estes dois sinais é utilizado para determinar o sinal de controle, que deve ser aplicado ao processo.

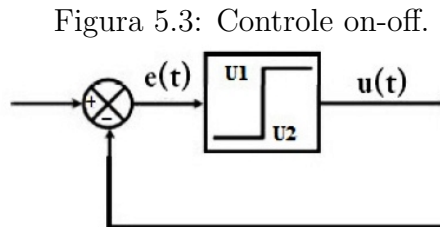
Sendo o sinal de controle determinado de forma a corrigir este desvio entre a saída e o sinal de referência (OGATA, 2011).



Fonte: Adaptado de (NERIS, 2001).

5.2 AÇÕES BÁSICAS DE CONTROLE

Classificam-se em quatro as ações básicas de controle: ação liga-desliga ou *on-off*, ação proporcional, ação integral e ação derivativa (OGATA, 2011). Nos tipos de controle com Ação On-Off (Figura 5.3) o elemento atuante possui apenas duas posições fixas, ligado ou desligado.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

$$u(t) = \begin{cases} U1, \text{para } e(t) > 0 \\ U2, \text{para } e(t) < 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

Segundo (OGATA, 2011), uma oscilação da saída entre dois limites é uma resposta característica deste sistema de controle. O controle liga-desliga é relativamente simples e pode ser utilizado quando não se necessita de um controle muito preciso, por exemplo, em alguns sistemas de controle de temperatura.

5.3 MODELOS MATEMÁTICOS

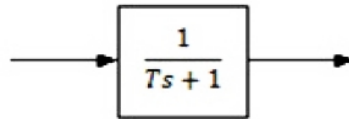
No estudo de modelos matemáticos busca-se a representação abstrata da realidade por meio de equações, em que a equação ou o conjunto de equações que compõem o modelo são uma aproximação do processo real.

5.4 SISTEMA DE PRIMEIRA ORDEM

Sistemas de primeira ordem são sistemas que armazenam energia em apenas uma forma e lugar e possuem um elemento para dissipá-la. Suas equações matemáticas descritivas usam uma única variável e sua primeira derivada, podendo ser empregado como exemplo uma capacitância com resistores ou uma indutância com resistores. Em cada caso, as resistências dissipam energia e o sistema retorna sozinho a uma posição de equilíbrio estático após uma perturbação externa (GARCIA, 2006).

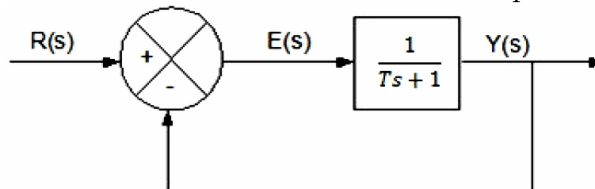
Um sistema de primeira ordem pode ser mostrado pelos blocos das Figuras 5.4 e 5.5.

Figura 5.4: Diagrama de bloco simplificado.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Figura 5.5: Malha fechada de um sistema de primeira ordem.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (5.2)$$

A relação entre a entrada e a saída, conforme as Figura 5.4 e a Figura 5.5, chamada de função de transferência, é dada pela Equação 5.2. Observa-se que nesse sistema, se $s = -1/T$, então anula-se o denominador da função de transferência, sendo esse valor conhecido como o pólo do sistema. Para o sistema, ser estável o pólo deverá ser negativo.

Ou de forma equivalente pela equação 5.3.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{k}{Ts + 1} \quad (5.3)$$

Onde, para simplificar a análise, considera-se $k = 1T$ como a constante de tempo do sistema.

5.4.1 EQUAÇÃO DIFERENCIAL

A equação diferencial é uma equação que exhibe derivadas ou diferenciais de uma função desconhecida (a incógnita da equação), além de variáveis independentes. Como exemplo, a equação diferencial de um circuito série RC (Resistor e Capacitor) pode ser derivada a partir das Equações 5.4, 5.5 e 5.6.

$$V_i(t) = V_r(t) + V_c(t) \quad (5.4)$$

$$V_i(t) = i(t)R + V_c(t) \quad (5.5)$$

$$V_i(t) = i(t)R + \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (5.6)$$

Aplicando a transformada de Laplace (OGATA, 2011), a Equação 5.6 pode ser transformada no domínio do plano complexo s , resultando na Equação 5.7.

$$V_i(s) = I(s)R + \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{s} \cdot I(s) \quad (5.7)$$

Aplicando a fatoração, obtêm-se a Equação 5.8.

$$V_i(s) = I(s)R + \frac{1}{C.s} \quad (5.8)$$

5.4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Função de transferência é a representação matemática da relação entre a entrada e saída de um sistema, sendo normalmente empregada na análise de circuitos eletrônicos analógicos de entrada e saída única.

Determinando-se a relação entre a saída e a entrada, obtêm-se a Equação 5.9.

$$\frac{I(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{R + \frac{1}{C.s}} = \frac{1}{\frac{RC.s+1}{C.s}} = \frac{C.s}{RC.s + 1} \quad (5.9)$$

A equação 5.9 estabelece a relação entre a corrente de saída e a tensão de entrada, mas pode-se encontrar a função de transferência que relaciona a tensão de saída também com a tensão de entrada, como pode ser observado nas Equações 5.10, 5.11 e 5.12.

$$i(t) = C \cdot \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (5.10)$$

$$\int i(t)d(t) = C \cdot \int \frac{dV_c(t)}{dt} \quad (5.11)$$

$$\int i(t)d(t) = C \cdot V_c(t) \quad (5.12)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação 5.12.

$$i(s) = C.s.V_c(s) \quad (5.13)$$

Onde:

$$V_c(s) = \frac{I(s)}{Cs} \quad (5.14)$$

A equação 5.16 representa a nova Função de Transferência que é dada pela derivada da Equação 5.15.

$$\frac{V_c(s)}{V_i(s)} = \frac{Cs}{RCs + 1} \cdot \frac{1}{Cs} \quad (5.15)$$

$$\frac{V_c(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (5.16)$$

Observa-se que sendo $RC=T=1$, obtém-se a equação 5.2.

5.4.3 CONSTANTE DE TEMPO

O produto RC é chamado de constante de tempo e pode ser descrito como o tempo necessário para a resposta ao degrau unitário (uma perturbação sofrida pelo sinal de entrada) atingir 63,2 % do valor máximo da saída, a partir do estímulo aplicado. Segundo (OGATA, 2011), quanto menor for a constante de tempo T , mais rápida será a resposta ao sistema.

A resposta ao degrau unitário do circuito RC é dada pela Equação 5.17, onde $\tau = RC = T$ é a constante de tempo.

$$V_c(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (5.17)$$

Para $t = \tau$, tem-se a Equação 5.18.

$$V_c(t = \tau) = 1 - e^{-1} = 0.632 \quad (5.18)$$

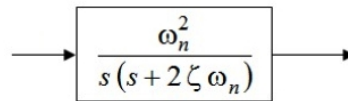
A constante de tempo depende da resistência e da capacitância. Quanto maior a capacitância do circuito, maior o tempo para o capacitor se carregar. Quanto maior a resistência, menor a corrente que fluirá para o capacitor e também maior será o tempo para o capacitor se carregar. Assim, quando a resistência e a capacitância são altas, a corrente cai lentamente a zero e, quando são baixas, a corrente cai mais rapidamente.

5.5 SISTEMA DE SEGUNDA ORDEM

”Sistemas de segunda ordem, são sistemas que contêm dois elementos distintos de armazenamento de energia e mais um mecanismo para a dissipação da mesma” (GARCIA, 2006).

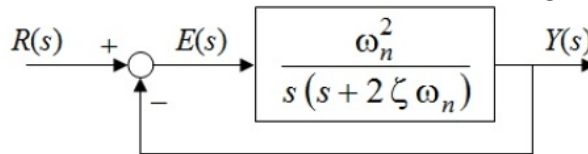
Um sistema de segunda ordem, pode ser analisado pelos diagramas de blocos nas Figura 5.6 e Figura 5.7.

Figura 5.6: Diagrama de bloco simplificado.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Figura 5.7: Malha fechada de um sistema de segunda ordem.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Ondem ω_n e ξ são parâmetros do sistema, onde a frequência natural das oscilações e fator de amortecimento, respectivamente. Os zeros do polinômio do denominador são os pólos do sistema (dois pólos).

5.5.1 EQUAÇÃO DIFERENCIAL

A equação diferencial de um circuito RLC (Resistor, Indutor e Capacitor) série pode ser obtida a partir da Equação 5.19.

$$V_i(t) = Ri(t) + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{c} \int i(t)dt \quad (5.19)$$

Aplicando a transformada de Laplace, obtêm-se a Equação 5.21, derivada da Equação 5.20.

$$V_i(s) = RI(s) + sLI(s) + \frac{1}{sC}I(s) \quad (5.20)$$

$$V_i(s) = \left(R + sL + \frac{1}{sC} \right) I(s) \quad (5.21)$$

5.5.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

A relação entre a corrente de saída e a tensão de entrada é dada pela Equação 5.23, derivada da Equação 5.22.

$$\frac{I(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (5.22)$$

$$\frac{I(s)}{V_i} = \frac{1}{\frac{sRC + s^2LC + 1}{sC}} = \frac{Cs}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (5.23)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída e a tensão de entrada é demonstrada na Equação 5.26, a partir das Equações 5.24 e 5.25, dando-se uma nova função de transferência, Equação 5.27:

$$V_c(s) = \frac{1}{sC}I(s) \quad (5.24)$$

$$I(s) = sCV_c(s) \quad (5.25)$$

$$\frac{sCV_c(s)}{V_i(s)} = \frac{sC}{s^2LC + RCs + 1} \quad (5.26)$$

$$\frac{V_s(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (5.27)$$

5.6 FORMA PADRÃO DE SEGUNDA ORDEM

Os sistemas de segunda ordem podem ser representados por uma expressão denominada "Forma Padrão", dada na Equação 5.28, sendo o polinômio característico - Equação 5.29.

$$G(s) = \frac{\omega n}{S^2 + 2\zeta\omega n s + \omega n^2} \quad (5.28)$$

$$S^2 + 2\zeta\omega n s + \omega n^2 = 0 \quad (5.29)$$

Os pólos S_1 e S_2 são as raízes da equação característica - equações 5.30 e 5.31.

$$S_1, S_2 = \frac{-2\zeta\omega n \pm \sqrt{4\zeta^2\omega n - 4\omega n^2}}{2} = \frac{2\zeta\omega n}{2} \pm \frac{\sqrt{4\omega n^2(\zeta^2 - 1)}}{2} \quad (5.30)$$

$$S_1, S_2 = -\zeta\omega n \pm \omega n\sqrt{(-1)(-1 - \zeta^2)} \quad (5.31)$$

No campo dos números complexos, tem-se $-1 = j^2$, sendo j a unidade imaginária, por exemplo, Equação 5.32:

$$\sqrt{-4} = \sqrt{(-1).4} = \sqrt{j^2.4} = \pm 2j \quad (5.32)$$

$$S_1, S_2 = -\zeta\omega n \pm \omega n\sqrt{j^2(1 - \zeta^2)} = -\zeta\omega n \pm j\omega n\sqrt{1 - \zeta^2} \quad (5.33)$$

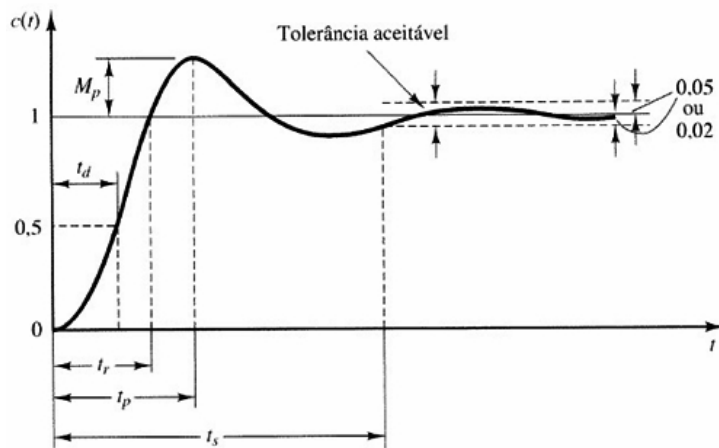
5.7 RESPOSTA TRANSITÓRIA

O comportamento de um sistema de controle é especificado em termos da resposta transitória a uma excitação em degrau unitário. Conhecendo-se a resposta de um

sistema, quando é aplicado um degrau na entrada, é matematicamente possível calcular a resposta para qualquer outro tipo de sinal. A resposta transitória de um sistema a uma excitação em degrau unitário depende das condições iniciais. É de costume usar a condição inicial padrão de que o sistema está inicialmente em repouso, com valor nulo da variável de saída e de todas suas derivadas, sendo, dessa maneira, mais fácil de obter as características do sinal de resposta (OGATA, 2011). Segundo (OGATA, 2011), antes de alcançar o estado estacionário, a resposta transitória de um sistema apresenta, frequentemente, oscilações amortecidas. Submetendo um sistema de controle a uma excitação em degrau unitário (Figura 5.8) é comum especificar os seguintes parâmetros de desempenho, que caracterizam a resposta transitória:

1. Tempo de atraso, t_d ;
2. Tempo de subida, t_r ;
3. Instante de pico, t_p ;
4. Máximo valor de ultrapassagem, M_p ;
5. Tempo de acomodação, t_s ;

Figura 5.8: Curva em Resposta ao degrau unitário mostrando t_d , t_r , t_p , M_p e t_s



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Onde:

1. Tempo de atraso, t_d : tempo necessário para que a resposta alcance, pela primeira vez, a metade do valor final.

2. Tempo de subida, t_r : tempo necessário para que a resposta passe de 10% a 90%, de 5% a 95%, ou de 0% a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda ordem subamortecidos, normalmente se usa o critério do tempo de subida de 0% a 100%. Para sistemas de segunda ordem superamortecidos normalmente se usa tempo de subida de 10% a 90%.
3. Instante de pico, t_p : é o tempo necessário para que a resposta alcance o primeiro pico de ultrapassagem.
4. Máximo valor de ultrapassagem (percentual), M_p : é o máximo valor de pico de curva de resposta medido a partir do valor unitário. Quando o valor final de regime estacionário da resposta difere da unidade é comum usar-se a máxima ultrapassagem percentual, definida pela equação 5.34:

$$M_p = \frac{c(t_p) - c(\infty)}{c(\infty)} \cdot 100\% \quad (5.34)$$

Onde $c(\infty)$ é o valor da resposta em regime e $c(t_p)$ é o valor de pico.

5. Tempo de acomodação, t_s : é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores dentro de uma faixa em torno do valor final e aí permanece. O intervalo de valores no interior da faixa é especificado por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 2% ou 5%). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo do sistema de controle. Os parâmetros de desempenho anteriormente descritos permitem analisar a resposta de um sistema em diferentes condições de operação de modo a verificar se a mesma atende às considerações pré-definidas no projeto do controlador.

5.8 ESTABILIDADE

Os pólos (OGATA, 2011) caracterizam a resposta transitória do sistema, por exemplo, se ocorrem oscilações, a velocidade da resposta, etc. Além disso, caracterizam a estabilidade ou instabilidade do sistema.

Um sistema é considerado instável quando apresenta pólos no semi-plano direito do plano complexo S . Por exemplo, uma função de transferência de um sistema instável [$\xi < 0$] teria a estrutura dada pela Equação 5.35:

$$S_c = \frac{1}{S^2 - s + 1} \quad (5.35)$$

Para se realizar a análise no Matlab de um sistema instável, pode-se utilizar a linha de comando da Figura 5.9.

Figura 5.9: Entrada de dados e Função de transferência.

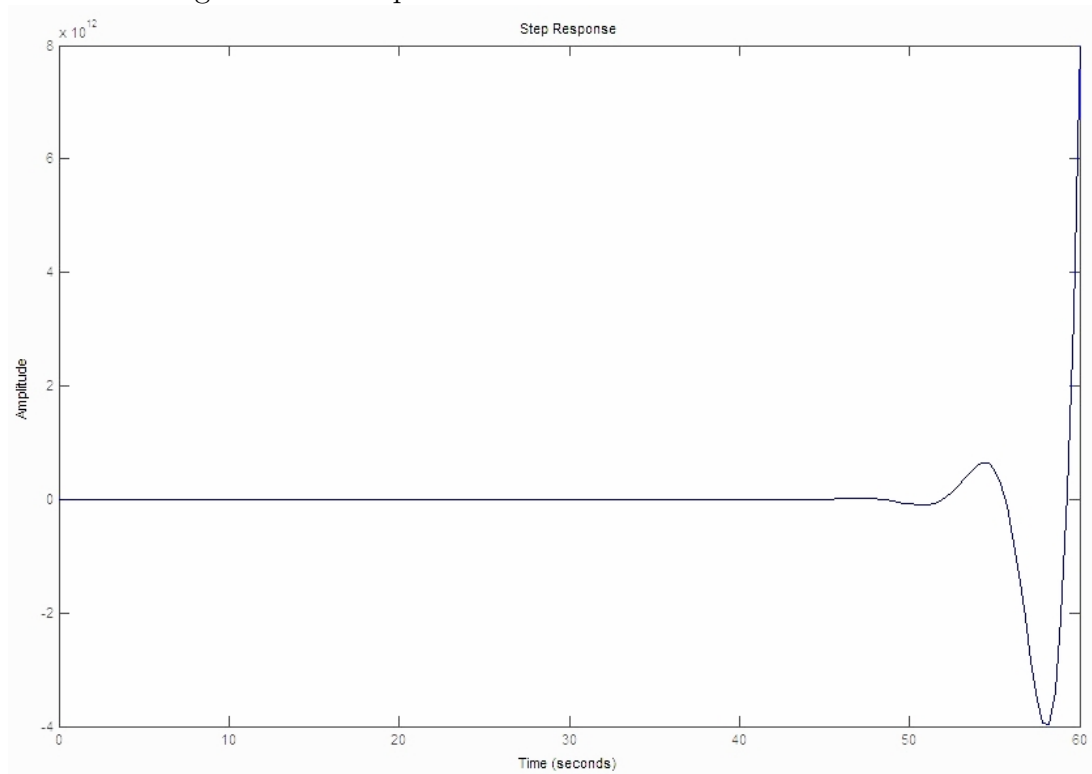
```
>> n=1  
  
n =  
  
    1  
  
>> d=[1 -1 1]  
  
d =  
  
    1    -1    1  
  
>> Sc=tf(n,d)  
  
Transfer function:  
    1  
-----  
s^2 - s + 1  
  
>> step(Sc)
```

Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Define a entrada de dados: Step(Sc) que apresenta o gráfico (Figura 5.10) de resposta do sistema ao degrau unitário. Observa-se a divergência da saída em relação à referência desejada, a qual piora com o aumento do tempo de simulação. Na prática, o sistema instável deve ser evitado.

Para realizar a análise dos pólos do sistema e do lugar das raízes que permitem detectar a instabilidade do sistema utiliza-se a seguinte linha de comando no Matlab, como mostra a Figura 5.11, e representado no gráfico (Figura 5.12) o sistema instável.

Figura 5.10: Resposta transitória de um sistema instável.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Figura 5.11: Detectar a instabilidade do sistema.

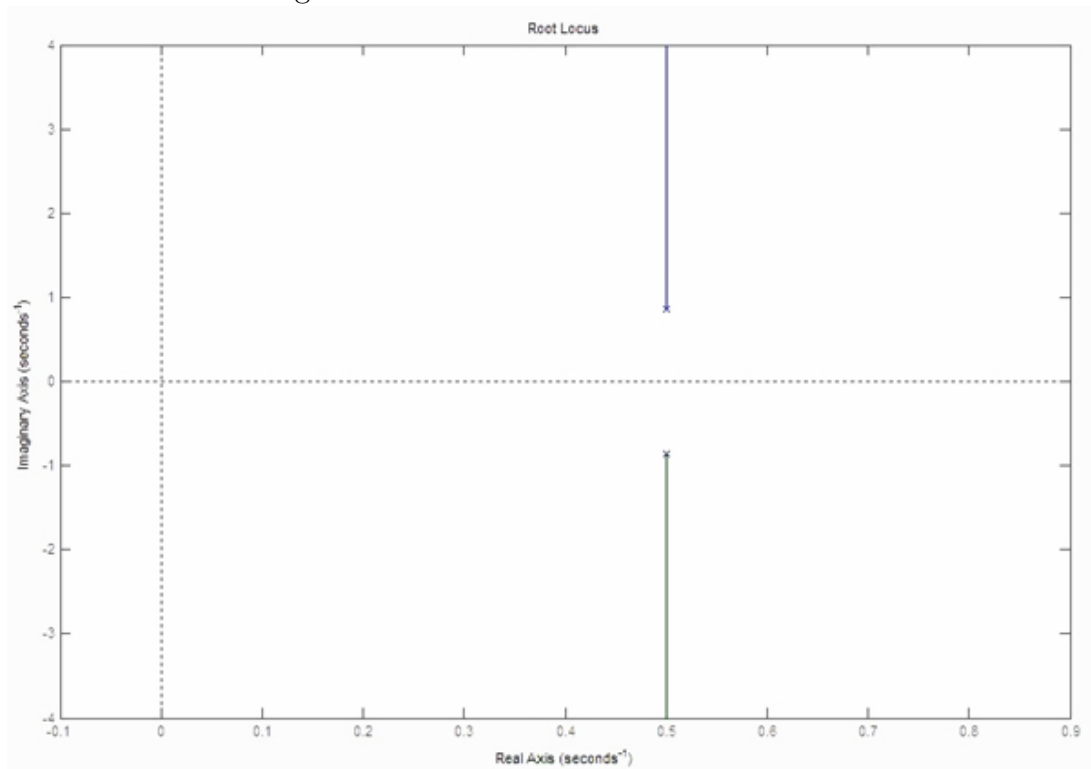
```
>> roots(d)

ans =

    0.5000 + 0.8660i
    0.5000 - 0.8660i
|
>> rlocus(Sc)
```

Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

Figura 5.12: Pólos de um sistema instável.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

5.9 PID-CONTROLADORES DE TRÊS TERMOS

Segundo (DORF; BISHOP, 2009), controladores de três termos ou controlador PID são amplamente usados no controle de processos industriais. Já (OGATA, 2011) afirma que metade dos controladores industriais em uso nos dias atuais utiliza estratégias de controle PID ou PID modificadas. Sua utilidade reside na sua aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle e parcialmente à sua simplicidade funcional, permitindo operá-los de maneira simples e direta.

5.9.1 TERMO PROPORCIONAL

Na ação de controle proporcional, o sinal de saída do controlador é proporcional ao erro do sistema. A relação entre o sinal de controle $u(t)$ e o sinal de erro $e(t)$ é dada pela Equação 5.36.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (5.36)$$

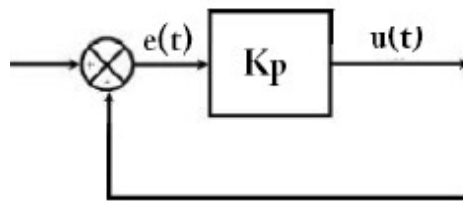
Ou pela transformada de Laplace, como na Equação 5.37.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (5.37)$$

Onde K_p é o ganho proporcional.

Independente do mecanismo real ou da forma de energia usada na operação, o controlador é essencialmente um amplificador com ganho ajustável. Seu diagrama de bloco pode ser observado na Figura 5.13.

Figura 5.13: Diagrama de blocos de um controlador proporcional.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

A ação proporcional possui o inconveniente de nunca conseguir anular o erro totalmente. Segundo (DORF; BISHOP, 2009), na medida em que o erro vai se aproximando de zero o sinal de controle também vai diminuindo e chegará a tal ponto que será insuficiente para continuar a anular o erro. A partir daí, o sistema entra em regime permanente com um erro constante.

5.9.2 TERMO INTEGRAL

Nos sistemas de ação integral o valor de saída do controlador é variado em uma taxa proporcional ao sinal de erro atuante. A relação entre o sinal de controle $u(t)$ e o sinal de erro $e(t)$ é dada pela Equação 5.38.

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (5.38)$$

Ou, também, como na Equação 5.39:

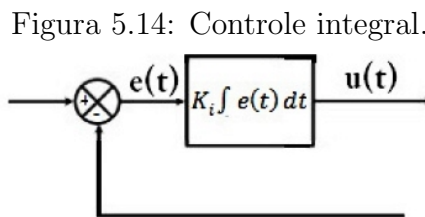
$$u(t) = K_i \int e(t) dt \quad (5.39)$$

Onde K_i é denominado de constante integral. Sendo a função de transferência do controlador integral dada na Equação 5.40.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (5.40)$$

Na ação de controle integral, se o erro for zero, o sinal de controle torna-se constante, diferente da ação proporcional em que o sinal de controle vai a zero. O uso do integrador como controlador faz com que o sistema fique lento, pois a resposta depende do acúmulo do sinal de erro na entrada do sistema. No entanto, esta ação de controle leva a um erro de regime permanente nulo por não necessitar de um sinal de entrada para gerar uma saída. Embora mais lenta, essa ação de controle é muito precisa, sendo utilizada normalmente em conjunto com a ação proporcional (DORF; BISHOP, 2009).

A ação de controle integral pode ser observada pelo seu diagrama de bloco - Figura 5.14.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

5.9.3 TERMO DERIVATIVO

Ação derivativa: é quando o sinal de controle $u(t)$ é proporcional à variação do sinal de erro $e(t)$. A relação entre o sinal de controle $u(t)$ e o sinal de erro $e(t)$ é dada pela Equação 5.41.

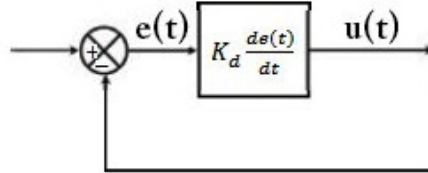
$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.41)$$

Onde K_d é denominada de constante derivativa. Sua função de transferência é dada na Equação 5.42.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_d s \quad (5.42)$$

A ação derivativa pode ser observada pelo seu diagrama de bloco - Figura 5.15.

Figura 5.15: Controle derivativo.



Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

A tendência da ação do controle derivativo é tentar antecipar a ação do controlador para que o erro tão logo passe a existir, sendo forçado a diminuir. A ação derivativa tem a função de tornar a resposta do sistema de controle mais rápida por apenas reagir à existência de um erro variável; esta ação de controle não pode ser utilizada isoladamente em um controlador e não atenua, por exemplo, em regime quando o erro torna-se constante (DORF; BISHOP, 2009).

5.9.4 PID

A combinação das ações proporcional, integral e derivativa para gerar um controle dá origem ao controlador PID (OGATA, 2011). Assim, obtém-se uma melhor resposta significativa do comportamento transitório e em regime permanente do sistema controlado, conforme a Figura 5.16.

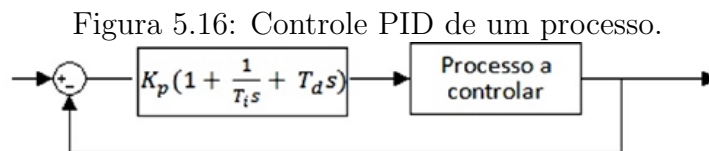


Figura 5.16: Controle PID de um processo.

Fonte: Adaptado de (OGATA, 2011).

O controlador PID tem a seguinte função de transferência - Equação 5.43.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_1}{s} + K_D s \quad (5.43)$$

A equação da saída no domínio do tempo é Equação 5.44:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (5.44)$$

Podem ser obtidas combinações dos termos do PID. Por exemplo, fazendo-se $K_p = 0$, tem-se, então, o controlador proporcional e integral (PI) - Equação 5.45:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.45)$$

Por sua vez, fazendo-se $K_i = 0$, tem-se então o controlador proporcional derivativo (PD) - equação 5.46:

$$G_c(s) = K_p + K_D s \quad (5.46)$$

Para se implementar um controlador PID há necessidade de serem determinados, para um dado processo, os três ganhos - o ganho proporcional, o ganho integral e o ganho derivativo (DORF; BISHOP, 2009).

5.10 PID-FUZZY

Os controladores automáticos PID trabalham bem em processos razoavelmente lineares, cujas alterações na entrada do processo geram mudanças proporcionais na saída do processo. Ajustes periódicos de parâmetros são necessários quando a relação de entrada e saída do processo seja levemente linear.

Controladores PID apresentam diversas vantagens, nas quais se destacam: o controle exato da saída do processo, a simplicidade de implementação, a velocidade na reação às perturbações, a sua estabilidade e uma boa relação custo benefício, conforme apresenta a Figura 5.17.

Figura 5.17: Características dos controladores Fuzzy e PID.

Características	Fuzzy	PID
Controle exato da saída do processo		X
Maior velocidade na reação às perturbações		X
Simplicidade de implementação		X
Linguagem natural	X	
Aproximação do raciocínio humano	X	
Trabalha com informações vagas incertas	X	
Não necessita de modelagem matemática do processo	X	X

Fonte: Adaptado de (PESSÔA; COELHO, 2007).

No entanto, a presença de não linearidades, da dificuldade de sintonia e a modelagem matemática incompleta dos processos, devido ao conhecimento insuficiente ou complexidade da planta, limitam o desempenho dos controladores PID, tornando-os não capazes de apresentar um desempenho ótimo em todas as condições operacionais (SIMÕES; SHAW, 2007).

Já os controladores de processos baseados em lógica Fuzzy são uma função não linear entre as variáveis de entrada e saída, refletindo o conhecimento que os operadores e engenheiros possuem da operação de um processo, não necessitando de um modelo analítico completo do processo (CAMPOS, 2005). O controlador Fuzzy calcula as suas ações em função de uma base de conhecimento heurística de como se deve controlar este processo, que pode ser complexo, impreciso e incerto (CAMPOS, 2005).

Controladores Fuzzy podem considerar vários critérios de desempenho simultaneamente, que podem ser escritos de forma matemática ou mesmo linguística, através da generalização ou inferência de uma variável dentro de um universo de referência que se deseja controlar.

Uma das principais vantagens dos sistemas de controle Fuzzy é a redução considerável do tempo de desenvolvimento de um controlador não linear para um sistema complexo (CAMPOS, 2005). Outras vantagens do controle Fuzzy são a dispensa de uma modelagem matemática na maioria das vezes, a facilidade de ser implantado em tempo real, a expansão e o aperfeiçoamento do conjunto de regras para a melhora do sistema de controle, quando este apresente necessidade de ajustes a novas funcionalidades, à robustez

em aplicações práticas e à capacidade de controlar processos complexos (CAMPOS, 2005). Porém, a necessidade de um especialista para a construção da base de regras e a dificuldade de se estabelecer regras corretamente dificultam um pouco a sua utilização (Figura 5.17).

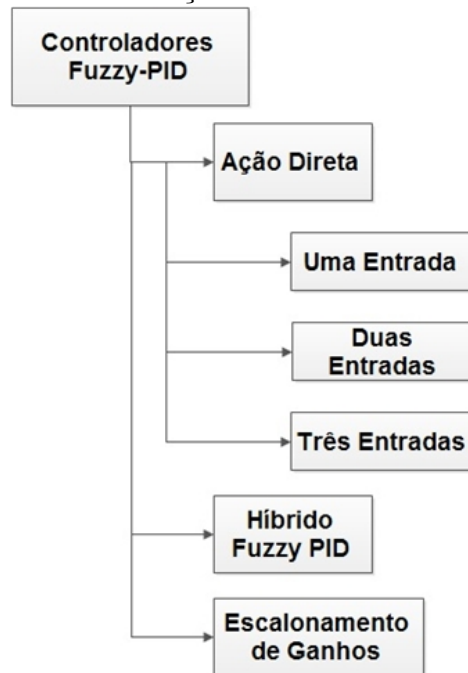
Os controladores PID-Fuzzy, na prática, possuem a habilidade de auto ajustar-se e adaptar-se melhor as não-linearidades e variações dos parâmetros do processo controlado. Variantes da combinação destes controladores garantem maior robustez e qualidade no sistema controlado. As versões mais frequentes são PI-Fuzzy e PD-Fuzzy (ERENOGLU et al., 2006).

Os primeiros passos para a elaboração de um controlador PID-Fuzzy são: a definição do universo de referência (domínio) das variáveis do controlador, a normalização em um determinado intervalo, a definição das funções de pertinência e a definição das regras de controle (CAMPOS, 2005).

Quando se define a normalização a ser utilizada definem-se fatores de escala para as variáveis associadas. Já as funções de pertinência são definidas a partir da escolha dos valores linguísticos necessários ao controle e às regras de controle que associam as variáveis de entrada com as de saída. São elaboradas em função do conhecimento que os operadores e/ou engenheiros possam ter do processo a ser controlado.

Na literatura constam três categorias para a classificação dos controladores PID-Fuzzy: ação direta, escalonamento de ganho e controle híbrido PID-Fuzzy. A categoria de ação direta também pode ser classificada em três subcategorias, de acordo com o número de entradas: uma, duas e três entradas de ação direta no controlador PID-Fuzzy (ERENOGLU et al., 2006). A classificação dos controladores PID-Fuzzy pode ser vista na Figura 5.18.

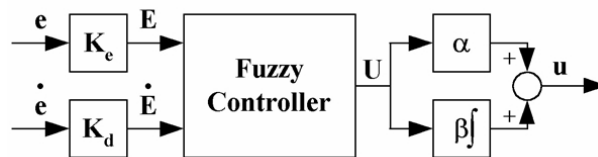
Figura 5.18: Classificação dos controladores PID-Fuzzy.



Fonte: Adaptado de (ERENOGLU et al., 2006).

A estrutura genérica do controlador PID-Fuzzy de ação direta possui duas entradas que geralmente é o erro (e), que é o desvio entre a variável de processo e o seu valor desejado e a derivada no tempo desse sinal de erro (\dot{e}) que alimentam uma base de regras *Fuzzy*, uma variável de saída (u), que é a variável manipulada como mostrado na Figura 5.19 (CAMPOS, 2005).

Figura 5.19: Estrutura do controlador PID-Fuzzy.

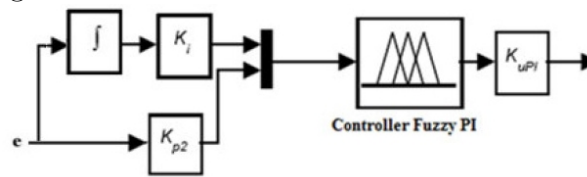


Fonte: Adaptado de (ERENOGLU et al., 2006).

Onde K_e , K_d , α e β são ganhos de controle; (\dot{e}) representa a derivada do erro (e); e u , a saída do controlador.

Uma estrutura de controlador PI-Fuzzy de ação direta é mostrada na Figura 5.20, na qual há duas entradas, uma de erro (e) e outra da integral do erro (\int), que alimentam o controlador Fuzzy e dão origem ao sinal manipulado U_{PI} .

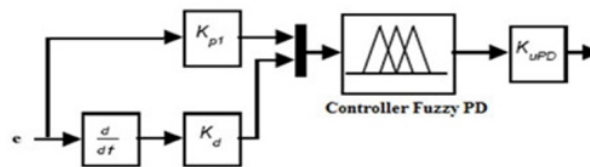
Figura 5.20: Estrutura do controlador PI-Fuzzy.



Fonte: Adaptado de (HAKIM; SOEPRIJANTO, 2012)

Em que K_i e K_{p2} são os ganhos e U_{Pi} a saída do controlador. Já uma estrutura de controlador PD-Fuzzy é mostrada na Figura 5.21, onde há duas entradas, uma de erro (e) e outra a derivada do erro $\frac{d}{dt}$, que alimentam o controlador Fuzzy e dá origem ao sinal manipulado U_{PD} . K_{p1} e K_d são os ganhos e u_{pd} a saída do controlador.

Figura 5.21: Estrutura do controlador PD-Fuzzy.

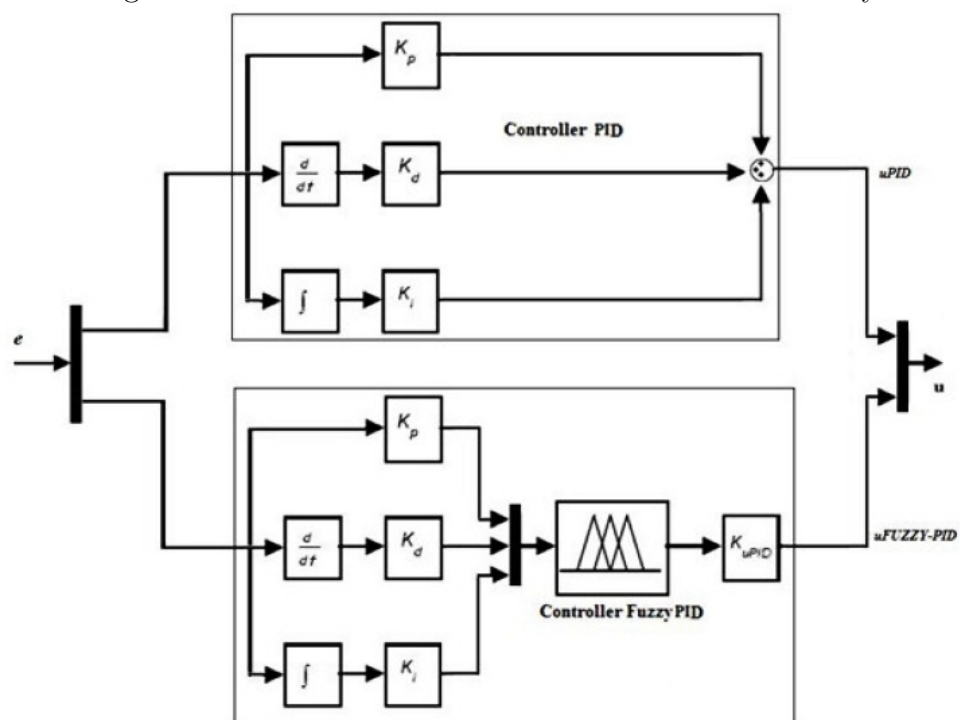


Fonte: Adaptado de (HAKIM; SOEPRIJANTO, 2012)

Na Figura 5.22 é apresentada uma configuração híbrida PID, onde a saída manipulada (u) é uma das saídas u_{PI} ou u_{PD} . K_p , K_d e K_i são os ganhos e u_{PID} é a saída do controlador PID e do PID-Fuzzy, e a saída manipulada final é u .

A utilização da lógica Fuzzy, em conjunto com controladores PID, incorpora certo nível de inteligência artificial aos controladores convencionais, tornando-os mais eficazes. Um controlador Fuzzi-PI apresenta uma menor sensibilidade às variações de carga e observa-se uma maior sensibilidade às mudanças da tensão de entrada, o PI-Fuzzy, mostra um desempenho melhor na análise de erros transitórios. Já controladores PID-Fuzzy têm fornecido boas respostas em termos de estado estacionário (ERENOGLU et al., 2006).

Figura 5.22: Estrutura do controlador híbrido PID-Fuzzy.



Fonte: Adaptado de (HAKIM; SOEPRIJANTO, 2012)

6 SIMULAÇÃO

A simulação é uma etapa importante que tem como finalidade verificar o funcionamento das dinâmicas do quadrimotor e avaliar o desempenho dos sistemas de controle. Em ambiente simulado pode-se simular várias condições de testes de maneira instantânea, como, por exemplo, a variação dos diversos parâmetros dos sistemas de controle. Para este trabalho optou-se empregar o software MATLAB, que consiste em uma ferramenta de linguagem de alto nível e ambientes interativos que admitem o desenvolvimento de algoritmos, visualização de dados, análise de dados e computação numérica, além de uma série de outros recursos (GILAT, 2006). O MATLAB possui também uma ferramenta gráfica denominada Simulink, que consiste em um ambiente para simulações de múltiplos domínios e desenhos baseados em blocos para dinâmicas. Esta ferramenta possui um ambiente gráfico interativo e um conjunto de bibliotecas de blocos customizáveis que admitem desenhar, implementar, simular e testar uma grande variedade de sistemas baseados no tempo (GILAT, 2006). Devido aos fatores listados, ainda ao fácil aprendizado e à alta produtividade, o MATLAB e o Simulink foram escolhidos como ferramentas de simulação para esta pesquisa.

6.1 ASPECTOS DO CONTROLE FUZZY PARA A SIMULAÇÃO

A técnica de controle proposta PID-Fuzzy para a estabilização da atitude do quadrimotor é composta do controlador fuzzy que ajusta os parâmetros do controlador PID (ou seja, o ganho proporcional, ganho integral e ganho derivativo), na forma ideal de acordo com as características dinâmicas e do comportamento do quadrimotor. O controlador fuzzy é composto seguindo quatro elementos, de acordo como está apresentado na sequência (AMENDOLA et al., 2004).

1. Módulo de fuzzificação: Modela matematicamente a informação das variáveis de entrada por meio de conjuntos fuzzy conhecidos como Funções de Pertinência.

2. Módulo da base de regras : Constitui as regras utilizadas para definir a performance e comportamento do sistema, informando as variáveis de entrada e saída assim como as suas classificações linguísticas.
3. Módulo de inferência: Define quais são os conectivos lógicos usados para estabelecer a relação fuzzy que modela a base de regras utilizada.
4. Módulo de defuzzificação: Converte a conclusão do modulo de inferência das variáveis de saída fuzzy para um valor numérico.

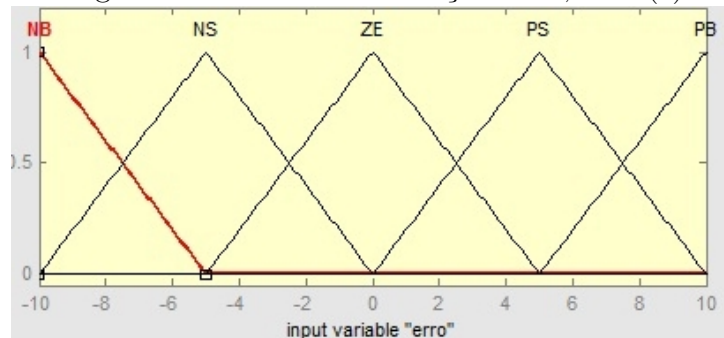
A implementação do controle segue as seguintes características: Módulo de inferência do tipo Mandami, três ou mais funções de Pertinência do tipo Triangulares. Regras Fuzzy seguindo a forma se (erro da velocidade do rotor) e (erro derivativo) então (k_p, k_i, k_d) recebe defuzzificação.

A definição das funções de pertinência é uma fase importante no desenvolvimento dos controladores fuzzy, pois as características do controlador são definidas a partir da quantidade de funções utilizadas e sua posição em relação as outras classes. Alguns procedimentos são efetuados de forma empírica pelo método da tentativa e erro, o que pode ser bastante lento dependendo da complexidade do sistema que se proponha a controlar.

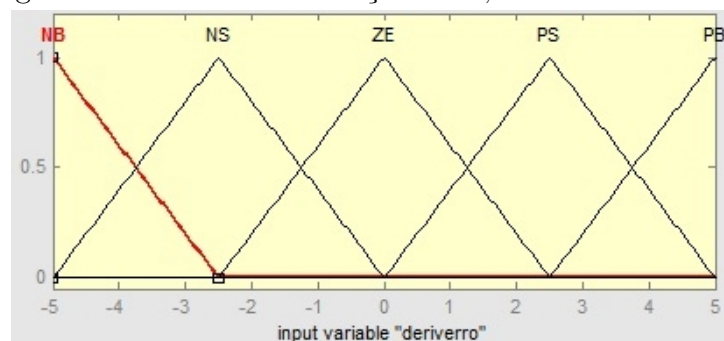
6.2 CONTROLADOR PID-FUZZY

Os níveis linguísticos do erro (e) da velocidade do rotor das entradas do sinal são atribuídos como: (NB) Negativo Grande, (NS) Negativo Pequeno, (ZE) Zero, (PS) Positivo Pequeno, (PB) Positivo Grande, onde a função de pertinência do erro (e) de entrada assume valores dentro do intervalo de $[-10,+10]$ e os níveis linguísticos do erro derivativo $\frac{de}{dt}$ do sinal de entrada é o mesmo que o erro de entrada (e), com o intervalo de $[-5,+5]$. Deste modo, a partir de qualquer valor do sinal do erro, um controle de decisão pode ser determinado com base na informação dada. A função do tipo triangular para o sinal do erro da velocidade do rotor e da derivada do sinal do erro estão ilustrados nas Figuras 6.1 e Figura 6.2, respectivamente:

Figura 6.1: Entrada da Função FLC, erro (e).

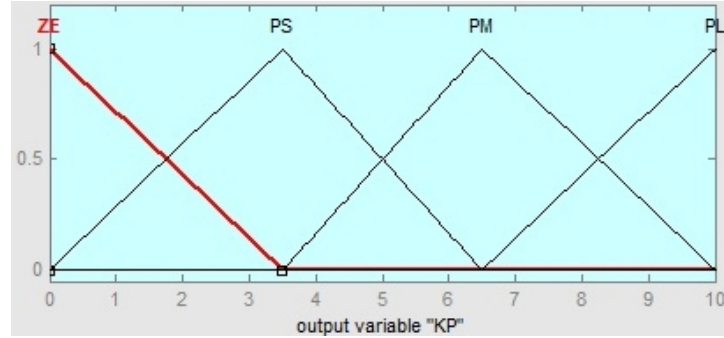


Fonte: Elaborada pelo autor.

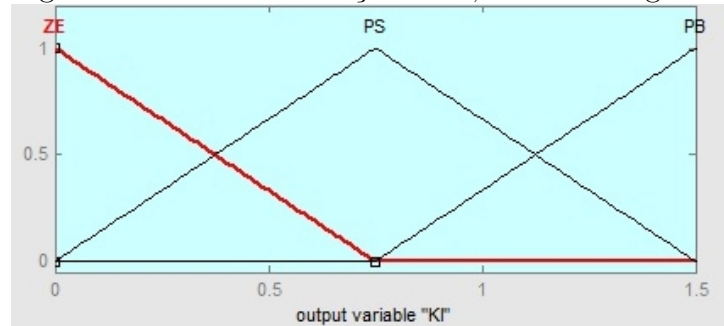
Figura 6.2: Entrada da Função FLC, derivada do erro $\frac{de}{dt}$.

Fonte: Elaborada pelo autor.

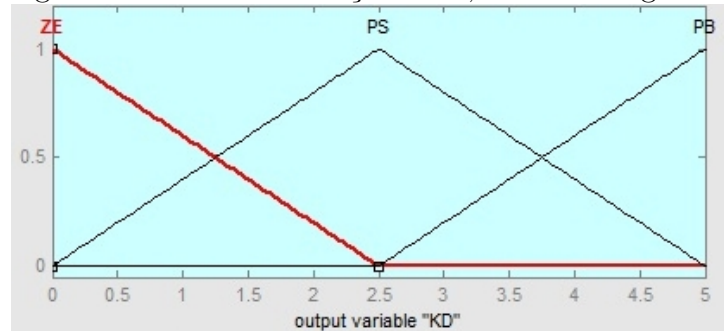
As saídas de decisão do controle fuzzy estão relacionadas aos ganhos: Ganho Proporcional Fuzzy (FKp), Ganho Fuzzy Integral (FKi) e Ganho Derivativo Fuzzy (DKd). Estas saídas estão relacionadas diretamente a partir da base de conhecimento da inferência fuzzy. As funções de pertinência para as saídas de FLC do controle são mostradas nas Figuras 6.3, 6.4 e 6.5. A Figura 6.3 apresenta a saída do ganho proporcional K_p , a Figura 6.4 mostra a saída do ganho integral K_i e pode ser observado na Figura 6.5 o ganho derivativo K_d :

Figura 6.3: Saída da Função FLC, Ganho Proporcional K_p .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.4: Saída da Função FLC, Ganho Integral K_i .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.5: Saída da Função FLC, Ganho Integral K_d .

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os níveis linguísticos da função de pertinência da saída para o ganho proporcional (K_p) são atribuídas como: Zero (ZE), Positivo Pequeno (PS), Positivo Médio (PM), Positivo Largo (PL), onde o intervalo da função de pertinência do K_p é de $[0, +10]$. Similarmente, os níveis linguísticos da função de pertinência de saída para o ganho Integral (K_i) e derivada do ganho (K_d) são atribuídos como: Zero (ZE), Positivo Pequeno (PS), Grande Positivo (PB). O intervalo da função de pertinência do K_i é de $[0, +1.5]$, enquanto

o K_d é de $[0, +5]$.

O mecanismo de inferência fuzzy é utilizado adequadamente para projetar o conhecimento das regras fuzzy e produzir uma saída para cada regra e várias saídas são transformadas em uma saída nítida por interface de defuzificação, que é um processo de decodificar de saída fuzzy para um valor real de sinal de controle.

Assim, a saída do controlador PID-Fuzzy é derivado como:

$$u_{FPID}(k) = u_{FP}(k) + u_{FI}(k) + u_{FD}(k) \quad (6.1)$$

Onde o sinal do controle proporcional fuzzy, Fuzzy integral e o do fuzzy derivativo são:

$$\begin{aligned} u_{FP}(k) &= f_P(e, \frac{d}{dt}e)G_P e(k) \\ u_{FI}(k) &= f_I(e, \frac{d}{dt}e)G_I \sum e(i)\Delta t \\ u_{FD}(k) &= f_D(e, \frac{d}{dt}e)G_D \frac{\Delta e(k)}{\Delta t} \end{aligned}$$

Onde G_P , G_I e G_D são fatores do sinal de atraso do controle. E as três saídas do controlador fuzzy são:

$$\begin{aligned} FK_P &= f_P(e, \frac{d}{dt}e_P) \\ FK_I &= f_I(e, \frac{d}{dt}e_I) \\ FK_D &= f_D(e, \frac{d}{dt}e_D) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Portanto, o controlador FPID para o controle do quadrimotor pode ser escrito como:

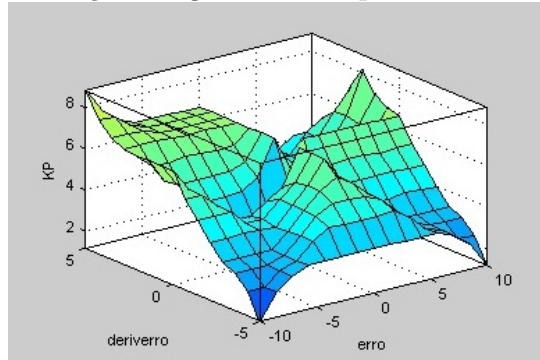
$$u_{FPID}(k) = f_P(e, \frac{d}{dt}e)G_P e(k) + f_I(e, \frac{d}{dt}e)G_I \sum e(i)\Delta t + f_D(e, \frac{d}{dt}e)G_D \frac{\Delta e(k)}{\Delta t} \quad (6.3)$$

Com $K = 0, 1, 2, 3, \dots$

Nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8 destacam-se as representações gráficas dos Ganhos k_p , k_i e k_d , através do gráfico 3D de superfície do Fuzzy toolbox do Matlab. Estas, por

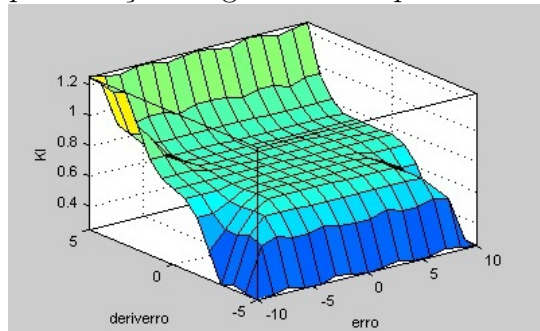
sua vez, apresentam os conjuntos do erro da velocidade do motor e do erro derivativo, respectivamente - (*erro*) e (*deriverro*).

Figura 6.6: Representação do gráfico de superfície do Ganho Proporcional.



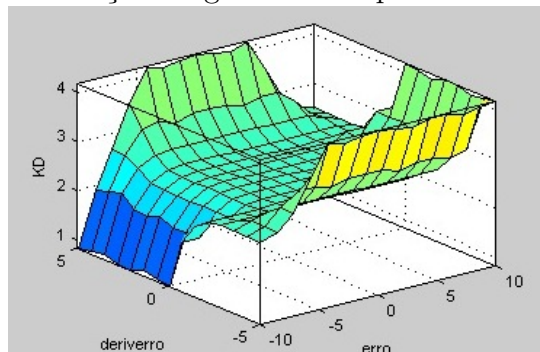
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.7: Representação do gráfico de superfície do Ganho Integral.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.8: Representação do gráfico de superfície do Ganho Derivativo.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 6.9 apresenta as regras; o modelo aponta para 24 regras (dois conjuntos (*erro*) e (*deriverro*) vezes cinco variáveis linguísticas (NB, NS, ZE, PS e PB) vezes três

saídas, uma com quatro possibilidades (ZS, PS, PM e PL) e duas com três saídas (ZE, PS e PB)). Entretanto, após a análise individual da pertinência e redundância, Conclui-se ser necessário apenas as 24 regras.

Figura 6.9: Regras de inferência, se e então.

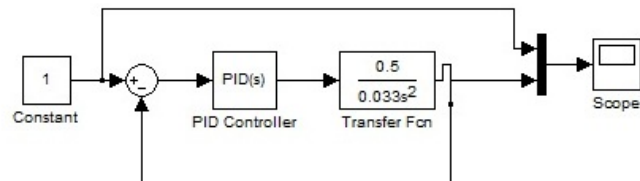
Rule No.	IF	Then
1	<i>(e is PB) and (de/dt is NB)</i>	<i>(Kp is ZE) and (Ki is ZE) and (Kd is PB)</i>
2	<i>(e is PB) and (de/dt is NS)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is ZE) and (Kd is PB)</i>
3	<i>(e is PB) and (de/dt is ZE)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is PB)</i>
4	<i>(e is PB) and (de/dt is PS)</i>	<i>(Kp is PL) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
5	<i>(e is PB) and (de/dt is PB)</i>	<i>(Kp is S) and (Ki is PB) and (Kd is PS)</i>
6	<i>(e is NB) and (de/dt is PB)</i>	<i>(Kp is PL) and (Ki is PB) and (Kd is ZE)</i>
7	<i>(e is NB) and (de/dt is PS)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PB) and (Kd is ZE)</i>
8	<i>(e is NB) and (de/dt is ZE)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is ZE)</i>
9	<i>(e is NB) and (de/dt is NS)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is ZE) and (Kd is PS)</i>
10	<i>(e is NB) and (de/dt is NB)</i>	<i>(Kp is ZE) and (Ki is ZE) and (Kd is PS)</i>
11	<i>(e is ZE) and (de/dt is NB)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is ZE) and (Kd is PB)</i>
12	<i>(e is ZE) and (de/dt is PB)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PB) and (Kd is PB)</i>
13	<i>(e is ZE) and (de/dt is NS)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
14	<i>(e is ZE) and (de/dt is PS)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
15	<i>(e is NS) and (de/dt is ZE)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
16	<i>(e is NS) and (de/dt is NB)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is ZE) and (Kd is PB)</i>
17	<i>(e is NS) and (de/dt is NS)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
18	<i>(e is NS) and (de/dt is PB)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PB) and (Kd is PB)</i>
19	<i>(e is NS) and (de/dt is PS)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
20	<i>(e is PS) and (de/dt is ZE)</i>	<i>(Kp is PM) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
21	<i>(e is PS) and (de/dt is PB)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is PB) and (Kd is PB)</i>
22	<i>(e is PS) and (de/dt is PS)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>
23	<i>(e is PS) and (de/dt is NB)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is ZE) and (Kd is PB)</i>
24	<i>(e is PS) and (de/dt is NS)</i>	<i>(Kp is PS) and (Ki is PS) and (Kd is PS)</i>

Fonte: Elaborada pelo autor.

6.3 CONTROLADOR PID

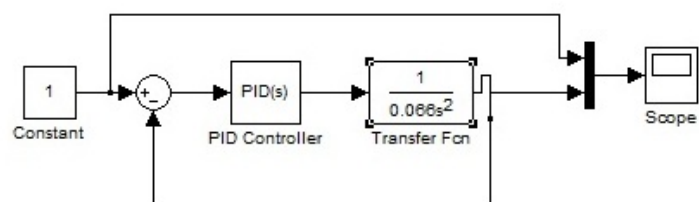
O controlador PID foi implementado no Simulink, conforme pode ser observado nas Figura 6.10 e 6.11, suas estruturas foram baseadas nas definições da seção 5.9.

Figura 6.10: Diagrama de Blocos-Sistema em Malha Fechada com Controle PID.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 6.11: Diagrama de Blocos-Sistema em Malha Fechada com Controle PID.



Fonte: Elaborada pelo autor.

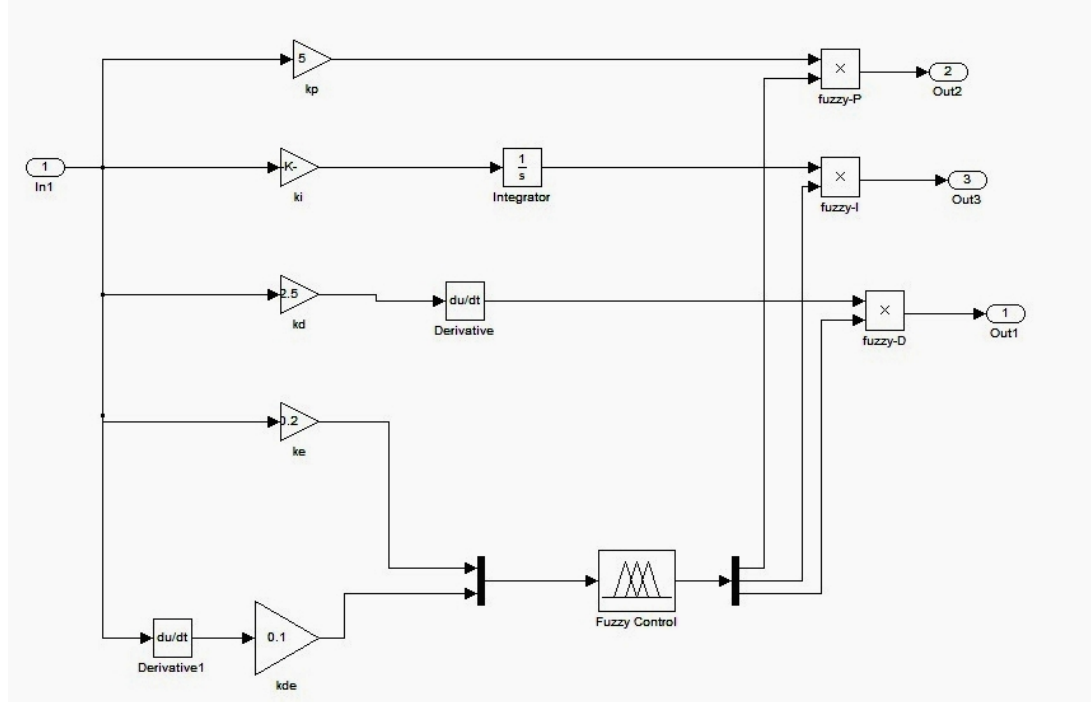
7 RESULTADO DA SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão discutidos os resultados obtidos nas simulações realizadas para as duas estratégias de controles adotadas.

7.1 RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE PID-FUZZY

Um controle PID-Fuzzy é realizado de forma direta, em que a simulação deste é feita em *Matlab/Simulink* (Figura 7.1). Os parâmetros do quadrimotor (Figura 7.2) são aplicados nas respectivas funções de transferências do sistema, e, desta forma é inserida a velocidade do erro do motor ($K_e = 0.2$) e o seu derivativo ($K_{de} = 0.1$), bem como seus respectivos ganhos: Ganho Proporcional ($K_p = 5$), Ganho Integral ($K_i = 0.75$) e o Ganho Derivativo ($K_d = 2.5$).

Figura 7.1: Diagrama de Blocos - Sistema em Malha Fechada com Controle PID-Fuzzy.



Fonte: Elaborada pelo autor.

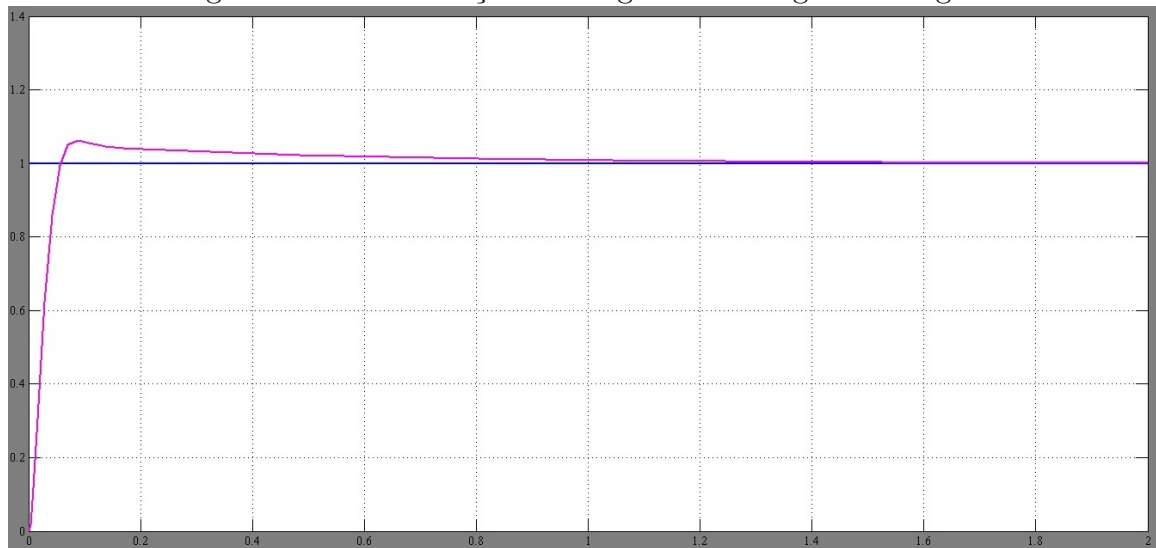
Figura 7.2: Parâmetros do quadrimotor.

Símbolo	Descrição	Valor
m	massa total	1,5 kg
g	gravidade local	9,81 $\frac{m}{s^2}$
I_{xx}	inércia do eixo x	0,033 kg.m ²
I_{yy}	inércia do eixo y	0,033 kg.m ²
I_{zz}	inércia do eixo z	0,066 kg.m ²
L	meia envergadura	0,5 m
b	coeficiente de empuxo	$2,64 \cdot 10^{-4} N \cdot s^2$
d	coeficiente de arrasto	$7,5 \cdot 10^{-7} N \cdot m \cdot s^2$

Fonte: Elaborada pelo autor.

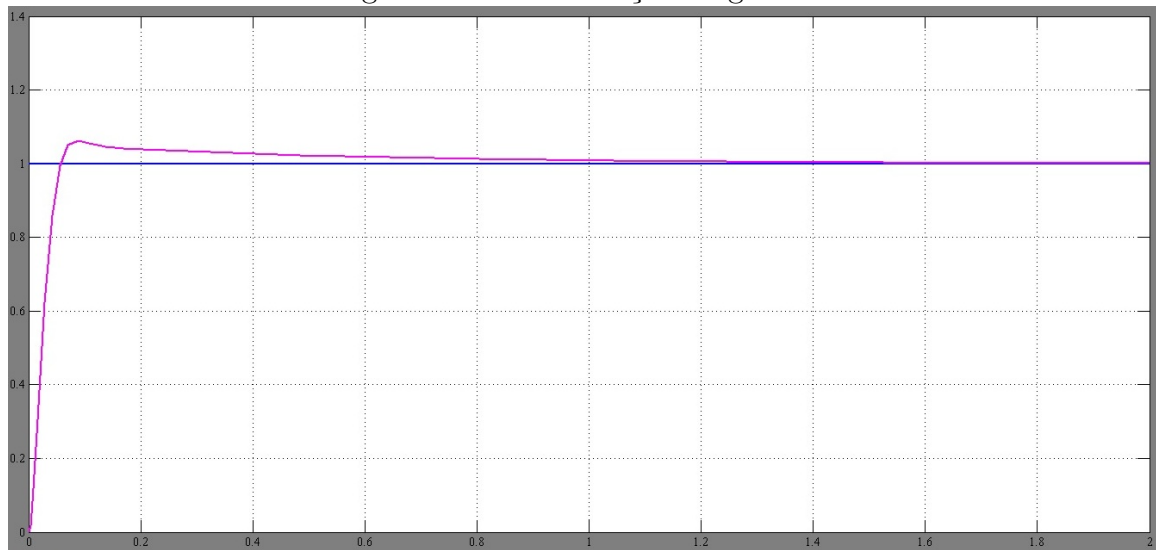
A resposta a este controle pode ser visualizada nas Figuras 7.3 e 7.4, respectivamente. Na Figura 7.3 tem-se a estabilização da atitude dos ângulos da Rolagem e da Arfagem, e na Figura 7.4, o da Guinada.

Figura 7.3: Estabilização dos ângulos da rolagem e arfagem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 7.4: Estabilização da guinada.



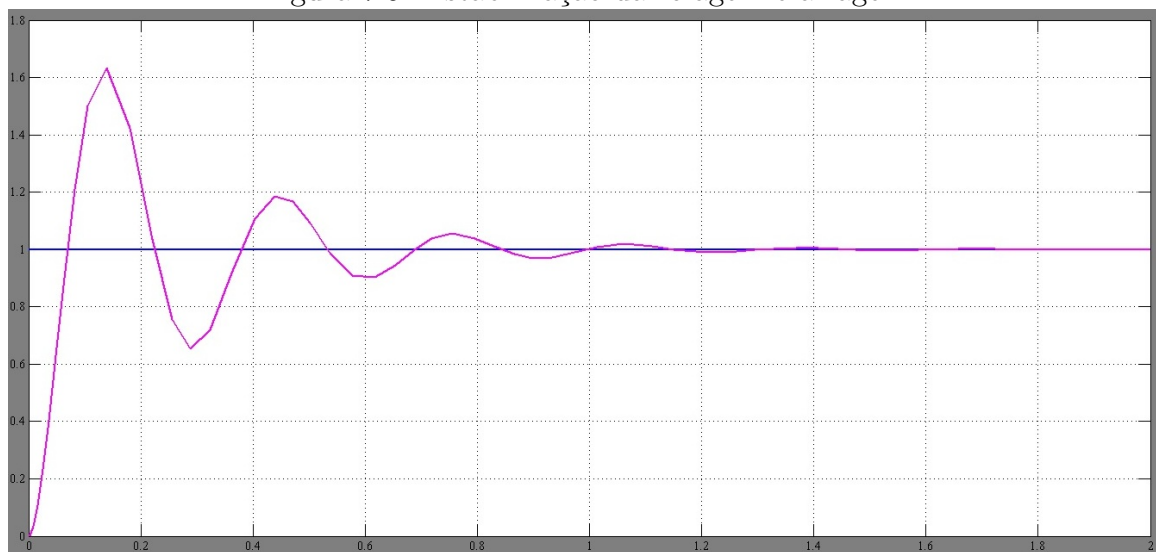
Fonte: Elaborada pelo autor.

O gráfico apresentado na Figura 7.3 deixa evidente a evolução do ângulo de Rolagem e Arfagem, na qual o controlador PID-Fuzzy levou aproximadamente 1,25 segundos para estabilizar o sistema, enquanto o segundo gráfico (ver Figura 7.4) mostra o ângulo de Guinada, em que o PID-Fuzzy levou aproximadamente 1,3 segundos para estabilizar. Deste modo, pode-se concluir que a partir dos resultados apresentados em ambos os gráficos apresentam um sistema com baixo sobressinal máximo em torno de 36%.

7.2 RESULTADO DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE PID

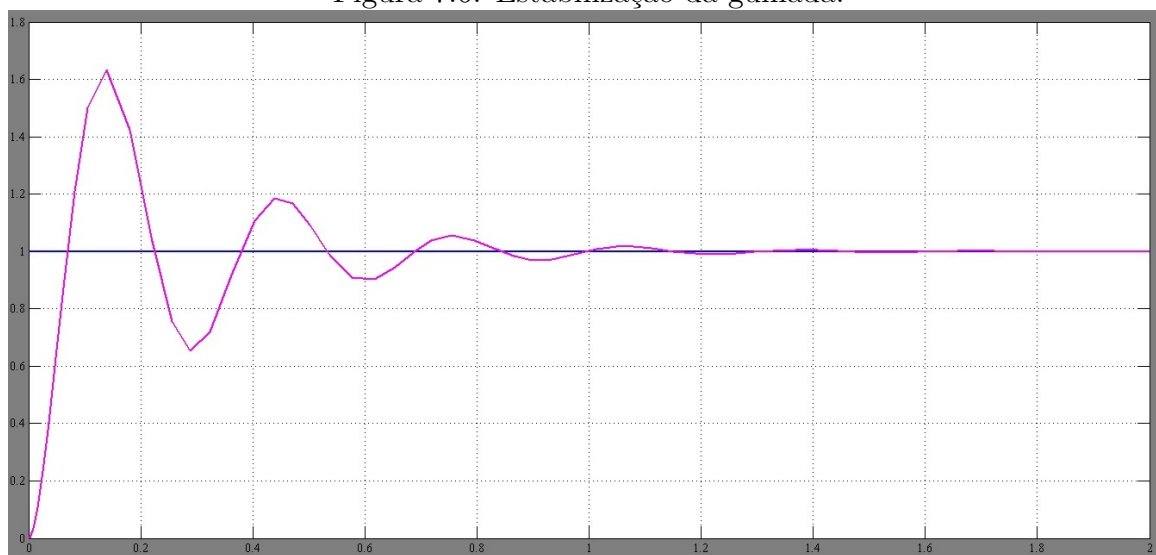
As simulações para o controlador PID foram realizadas e apenas foram simuladas as dinâmicas de atitude da aeronave. Os ganhos obtidos para os controladores implementados foram encontrados através de análises da literatura (Regra de Ziegler-Nichols) e de forma empírica. São eles: $K_p = 26$, $K_i = 0.75$ e $K_d = 0.5$. Os gráficos das Figuras 7.5 e 7.6 apresentam os resultados obtidos na simulação para os ganhos encontrados.

Figura 7.5: Estabilização da rolagem e arfagem.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 7.6: Estabilização da guinada.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para esta simulação o gráfico da Rolagem e da Arfagem utiliza o controlador PID e levou aproximadamente 1,6 segundos para estabilizar o sistema. O segundo gráfico apresenta o ângulo da Guinada, em que o PID levou aproximadamente 1,5 segundos para estabilizar, ou seja, ambos apresentam um sobressinal elevado em torno de 68%.

7.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O principal objetivo deste trabalho foi apresentar uma análise comparativa entre o controlador PID e o PID-Fuzzy, com a finalidade de se obter a estabilização dos três ângulos em um menor tempo. Foram desenvolvidos dois tipos de controladores: o controlador PID-Fuzzy, no qual este controlador foi utilizado devido a sua capacidade de incorporar não linearidades presentes no sistema, e foi utilizado para a validação da simulação e comparação com o outro método de controle, que foi o controlador PID, sendo ele uma abordagem mais clássica.

O sistema com controlador PID-fuzzy com ganho programado apresentou resultado satisfatório comparado ao controlador PID pelo método de Ziegler-Nichols. Com o controlador PID-Fuzzy o sistema teve uma resposta mais rápida, com um sobressinal máximo em torno de 36% para um tempo de assentamento aproximadamente igual a 1,25 segundos para o ângulo de Arfagem e Rolagem, e aproximadamente 1,3 segundos para o ângulo de Guinada. Já com o controlador PID, pelo método de Ziegler-Nichols, o sistema apresentou-se mais oscilatório, com um sobressinal máximo em torno de 68% e tendo um tempo de assentamento aproximadamente igual a 1,6 para o ângulo de Arfagem e Rolagem, e aproximadamente 1,5 segundos para o ângulo Guinada.

Nas simulações realizadas foi possível demonstrar que o quadrimotor poderá ser controlado tanto por um controlador PID quanto por um PID-Fuzzy, sendo que o controlador PID-Fuzzy apresentou uma resposta mais rápida nos três ângulos para a margem de erro selecionada. Entretanto, o controlador PID apresentou um sobressinal elevado e oscilação antes de estabilizar para os três ângulos. Estes fatores podem aumentar o consumo energético do quadrimotor. Para a situação atual de ganhos o controlador PID-Fuzzy é o método mais atraente por não apresentar sobressinal e nem oscilações, melhorando, assim, a autonomia e estabilizando em um tempo adequado.

Para trabalhos futuros, sugere-se identificar o comportamento dinâmico do

quadrimotor inteiro como alternativa à modelagem matemática realizada, tornando, assim, as simulações mais próximas do real, o que facilitará a determinação dos ganhos dos controladores. Também sugere-se o desenvolvimento de novas estratégias de controle, a citar: o ajuste automático por Redes Neurais Artificiais (RNA). Será necessário a implementação no quadrimotor dos sensores sonar e GPS para o sistema de navegação.

Referências Bibliográficas

- ALMEIDA, J. D. de. Uma introdução ao estudo da lógica fuzzy. In: *Revista de Humanidades e Ciências Sociais Aplicadas*. [S.l.]: Hórus, 2004.
- ALTUG, E.; OSTROWSKI, J. P.; TAYLOR, C. J. Quadrotor control using dual camera visual feedback. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2003. Proceedings. ICRA'03. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2003. v. 3, p. 4294–4299.
- AMENDOLA, M.; SOUZA, A.; BARROS, L. C. Manual do uso da teoria dos conjuntos fuzzy no matlab 6.5. *Campinas:CPG–UNICAMP*, 2004.
- ANDRIEVSKY, B.; FRADKOV, A.; PEAUCELLE, D. Adaptive control experiments for laas "helicopter" benchmark. In: *2005 International Conference on Physics and Control, PhysCon 2005*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 760–765.
- BEJI, L.; ABICHOU, A.; ZEMALACHE, K. Smooth control of an x4 bidirectional rotors flying robot. In: IEEE. *Robot Motion and Control, 2005. RoMoCo'05. Proceedings of the Fifth International Workshop on*. [S.l.], 2005. p. 181–186.
- BJØRN, J.; KJÆRGAARD, M.; SØRENSEN, M. Autonomous hover flight for a quad rotor helicopter. *Automation and Control Department of electronic systems, AALBORG University, Denmark*, 2007.
- BOUABDALLAH, S. Design and control of quadrotors with application to autonomous flying. *Ecole Polytechnique Federale de Lausanne*, 2007.
- BOUABDALLAH, S.; MURRIERI, P.; SIEGWART, R. Design and control of an indoor micro quadrotor. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA'04. 2004 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 5, p. 4393–4398.
- BOUABDALLAH, S.; NOTH, A.; SIEGWART, R. Pid vs lq control techniques applied to an indoor micro quadrotor. In: IEEE. *Intelligent Robots and Systems, 2004. Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 3, p. 2451–2456.

- BRESCIANI, T. *Modelling, identification and control of a quadrotor helicopter*. [S.l.]: Department of Automatic Control, Lund University, 2008.
- CAMPOS, M. C. M. M. *Sistemas inteligentes em controle e automação de processos*. In: . [S.l.]: Ciência Moderna, 2005.
- CASTILLO, P.; DZUL, A.; LOZANO, R. Real-time stabilization and tracking of a four-rotor mini rotorcraft. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on, IEEE*, v. 12, n. 4, p. 510–516, 2004.
- CASTILLO, P.; LOZANO, R.; DZUL, A. Stabilization of a mini rotorcraft with four rotors. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 25, n. 6, p. 45–55, 2005.
- COSTA, A. d.; RODRÍGUEZ, A. G.; SIMAS, E. P.; ARAÚJO, R. d. S. *Lógica fuzzy: conceitos e aplicações. Relatório. São Leopoldo: Universidade do Vale do Rio dos Sinos*, 2008.
- DESA, H.; AHMED, S. F.; AZFAR, A. Z. Adaptive hybrid control algorithm design for attitude stabilization of quadrotor (uav). *Archives Des Sciences*, v. 66, n. 2, 2013.
- DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Sistemas de controle modernos*. [S.l.]: Livros Técnicos e Científicos, 2009.
- ERENOGLU, I.; EKSIN, I.; YESIL, E.; GUZELKAYA, M. An intelligent hybrid fuzzy pid controller. In: *European Conference on Modelling and Simulation*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 62–67.
- FAY, G. *Derivation of the aerodynamic forces for the mesicopter simulation*. [S.l.]: Stanford University, USA, 2001.
- GARCIA, C. *Modelagem e Simulação*. [S.l.]: Edusp, 2006.
- GILAT, A. *MATLAB com aplicações em Engenharia*. [S.l.]: Bookman, 2006.
- GONZALEZ, I.; SALAZAR, S.; ROMERO, H.; LOZANO, R.; TORRES, J. Attitude control of a quad-rotor using speed sensing in brushless dc motors. In: IEEE. *Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE), 2011 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1–6.

GUENARD, N.; HAMEL, T.; MAHONY, R. A practical visual servo control for an unmanned aerial vehicle. *Robotics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 24, n. 2, p. 331–340, 2008.

GURDAN, D.; STUMPF, J.; ACHTELIK, M.; DOTH, K.-M.; HIRZINGER, G.; RUS, D. Energy-efficient autonomous four-rotor flying robot controlled at 1 khz. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2007 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2007. p. 361–366.

HAKIM, E. A.; SOEPRIJANTO, A. Pss design based on pd and pi fuzzy controller by particle swarm optimization. 2012.

HOFFMANN, F.; GODDEMEIER, N.; BERTRAM, T. Attitude estimation and control of a quadrocopter. In: IEEE. *Intelligent Robots and Systems (IROS), 2010 IEEE/RSJ International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1072–1077.

KOHAGURA, T. Lógica fuzzy e suas aplicações. 2007. 61 f. *Trabalho de graduação em Ciências da Computação–UEL, Londrina, 2007*.

LARA, D.; SANCHEZ, A.; LOZANO, R.; CASTILLO, P. Real-time embedded control system for vtol aircrafts: Application to stabilize a quad-rotor helicopter. In: IEEE. *Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control, 2006 IEEE*. [S.l.], 2006. p. 2553–2558.

MADANI, T.; BENALLEGUE, A. Backstepping control for a quadrotor helicopter. In: IEEE. *Intelligent Robots and Systems, 2006 IEEE/RSJ International Conference on*. [S.l.], 2006. p. 3255–3260.

MADANI, T.; BENALLEGUE, A. Control of a quadrotor mini-helicopter via full state backstepping technique. In: IEEE. *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*. [S.l.], 2006. p. 1515–1520.

MCKERROW, P. Modelling the draganflyer four-rotor helicopter. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA'04. 2004 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 4, p. 3596–3601.

MELO, A. S. de. *Implementação de um Quadrotor como Plataforma de Desenvolvimento para Algoritmos de Controle*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2010.

METNI, N.; HAMEL, T.; DERKX, F. Visual tracking control of aerial robotic systems with adaptive depth estimation. In: IEEE. *Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC'05. 44th IEEE Conference on*. [S.l.], 2005. p. 6078–6084.

MICHAEL, N.; MELLINGER, D.; LINDSEY, Q.; KUMAR, V. The grasp multiple micro-uav testbed. *Robotics & Automation Magazine, IEEE, IEEE*, v. 17, n. 3, p. 56–65, 2010.

MILHIM, A. B. *Modeling and Fault Tolerant PID Control of a Quad-Rotor UAV*. Tese (Doutorado) — Concordia University, 2010.

MISTLER, V.; BENALLEGUE, A.; M'SIRDI, N. Exact linearization and noninteracting control of a 4 rotors helicopter via dynamic feedback. In: IEEE. *Robot and Human Interactive Communication, 2001. Proceedings. 10th IEEE International Workshop on*. [S.l.], 2001. p. 586–593.

MOKHTARI, A.; BENALLEGUE, A. Dynamic feedback controller of euler angles and wind parameters estimation for a quadrotor unmanned aerial vehicle. In: IEEE. *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA'04. 2004 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2004. v. 3, p. 2359–2366.

MOREL, Y.; LEONESSA, A. Direct adaptive tracking control of quadrotor aerial vehicles. In: AMERICAN SOCIETY OF MECHANICAL ENGINEERS. *ASME 2006 International Mechanical Engineering Congress and Exposition*. [S.l.], 2006. p. 155–161.

NERIS, L. d. O. *Um piloto automático para as aeronaves do projeto ARARA*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2001.

OGATA, K. *Engenharia de controle moderno*. [S.l.]: PEARSON EDUCATION DO BRASIL, 2011.

PESSÔA, M. W.; COELHO, L. D. S. Otimização de controle pid multivariável baseada em evolução diferencial: Projeto e aplicação prática no processo ball-and-plate. 2007.

- QUEMEL, P. S.. b. modelagem e controle de quadrirrotores. *Grupo de Robótica, Automação e Visão Computacional (GRAV), Departamento de Engenharia Elétrica, UNB, Brasília, DF*, 2010.
- SALAZAR-CRUZ, S.; PALOMINO, A.; LOZANO, R. Trajectory tracking for a four rotor mini-aircraft. In: IEEE. *Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC-05. 44th IEEE Conference on*. [S.l.], 2005. p. 2505–2510.
- SAMPAIO, R. P. *Sistema de controle de atitude embarcado para voo autônomo de aviões em escala*. Tese (Doutorado) — Dissertação Mestrado—Universidade Federal da Bahia, 2006.
- SANCA, A. S.; ALSINA, P. J.; CERQUEIRA, J. de J. F. Dynamic modelling of a quadrotor aerial vehicle with nonlinear inputs. In: IEEE. *Robotic Symposium, 2008. LARS'08. IEEE Latin American*. [S.l.], 2008. p. 143–148.
- SIMÕES, M. G.; SHAW, I. S. Controle e modelagem fuzzy. *São Paulo. Blucher: Fapesp*, 2007.
- TAYEBI, A.; MCGILVRAY, S. Attitude stabilization of a four-rotor aerial robot. In: IEEE. *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1216–1221.
- TAYEBI, A.; MCGILVRAY, S. Attitude stabilization of a vtol quadrotor aircraft. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 14, n. 3, p. 562–571, 2006.
- TOURNIER, G. P.; VALENTI, M.; HOW, J. P.; FERON, E. Estimation and control of a quadrotor vehicle using monocular vision and moire patterns. In: *AIAA Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 21–24.
- VALENTI, M.; BETHKE, B.; HOW, J. P.; FARIAS, D. P. de; VIAN, J. Embedding health management into mission tasking for uav teams. In: IEEE. *American Control Conference, 2007. ACC'07*. [S.l.], 2007. p. 5777–5783.
- VOOS, H. Nonlinear control of a quadrotor micro-uav using feedback-linearization. In: IEEE. *Mechatronics, 2009. ICM 2009. IEEE International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 1–6.

ZAIRI, S.; HAZRY, D. Adaptive neural controller implementation in autonomous mini aircraft quadrotor (amac-q) for attitude control stabilization. In: IEEE. *Signal Processing and its Applications (CSPA), 2011 IEEE 7th International Colloquium on*. [S.l.], 2011. p. 84–89.

ZEMALACHE, K. M.; BEJI, L.; MARREF, H. Control of an under-actuated system: application a four rotors rotorcraft. In: IEEE. *Robotics and Biomimetics (ROBIO). 2005 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2005. p. 404–409.

ZHOU, X.; ANGELOV, P. Autonomous visual self-localization in completely unknown environment using evolving fuzzy rule-based classifier. In: IEEE. *Computational Intelligence in Security and Defense Applications, 2007. CISDA 2007. IEEE Symposium on*. [S.l.], 2007. p. 131–138.