



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E
AUTOMAÇÃO

ÍNGRID HELOISA DA SILVA ALVES

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA
QUADRICÓPTERO**

MOSSORÓ
2018

ÍNGRID HELOISA DA SILVA ALVES

**ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA
QUADRICÓPTERO**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Linha de Pesquisa: Sistemas de Controle e Automação

Orientador(a): Profa. Dra. Fabiana Karla de Oliveira Martins Varella Guerra – UFERSA

Coorientador(a): Prof. Dr. Marcelo Roberto Bastos Guerra Vale – UFERSA

MOSSORÓ
2018

©Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

A474e Alves, Ingrid Heloisa da Silva.
ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE
PARA QUADRICÓPTERO / Ingrid Heloisa da Silva
Alves. - 2018.
114 f. : il.

Orientadora: Fabiana Karla de Oliveira Martins
Varella Guerra.

Coorientador: Marcelo Roberto Bastos Guerra
Vale.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2018.

1. VANT. 2. PID. 3. Lógica Fuzzy. 4. Altitude.
5. Controle. I. Guerra, Fabiana Karla de Oliveira
Martins Varella , orient. II. Vale, Marcelo
Roberto Bastos Guerra , co-orient. III. Título.

ÍNGRID HELOISA DA SILVA ALVES

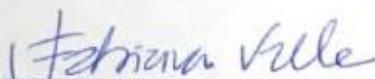
ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS DE CONTROLE PARA QUADRICÓPTERO

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Linha de Pesquisa: Sistemas de Controle e Automação

Defendida em: 26 / 06 / 2018.

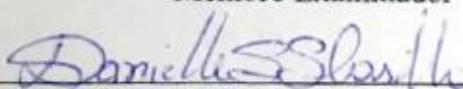
BANCA EXAMINADORA



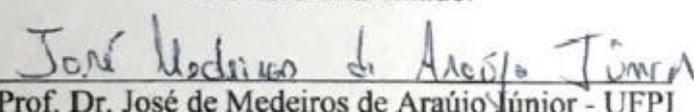
Profa. Dra. Fabiana Karla de Oliveira Martins Varella Guerra – UFERSA
Presidente



Prof. Dr. Marcelo Roberto Bastos Guerra Vale – UFERSA
Membro Examinador



Profa. Dra. Danielle Simone da Silva Casillo – UFERSA
Membro Examinador



Prof. Dr. José de Medeiros de Araújo Júnior - UFPI
Membro Examinador

À minha avó, Áurea Eloiza (*in memoriam*), que sempre será minha inspiração de vida.

À Deus, por me iluminar e dar forças nos momentos difíceis.

À minha mãe, Francisca Iara, por todo o esforço e dedicação para minha educação. Seu amor e exemplo de pessoa me fizeram ser como sou hoje.

Às minhas tias, Francisca Otília, Francisca Antônia e Francisca Maria, e Tio, Francisco Paulo, por serem como mães e pai para mim, cuidando e me auxiliando durante meu crescimento pessoal e profissional.

AGRADECIMENTOS

À Universidade Federal Rural do Semi-Árido pelo ensino e infraestrutura disponíveis para a realização da pós-graduação e deste trabalho.

A todo o corpo docente do Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação, por toda a experiência e conhecimento transmitidos e, principalmente, à minha orientadora Fabiana Karla de Oliveira Martins Varella Guerra e ao meu coorientador Marcelo Roberto Bastos Guerra Vale pela paciência, ensino e apoio.

Aos colegas Tiago, Ivan, Flávia e Jéssica, por todo o auxílio durante o experimento e desenvolvimento deste trabalho.

A todos que ajudaram direta ou indiretamente, os meus agradecimentos.

Believe you can and you're halfway there.

Theodore Roosevelt

RESUMO

A indústria de petróleo e gás lida com o transporte e armazenamento de substâncias inflamáveis em alta pressão, sendo necessário um monitoramento contínuo de suas estruturas para evitar danos ao meio ambiente, à população, prejuízos econômicos e paradas de produção. Tendo em vista a complexidade atual de ambientes de exploração e a contínua necessidade da sociedade por produtos oriundos deste setor, a indústria petroquímica tem procurado formas de aplicar a automação com o objetivo de diminuir custos e garantir uma melhor segurança ao meio ambiente e às pessoas envolvidas. Neste sentido, uma alternativa que tem sido implementada nos últimos anos é a utilização do quadricóptero para realização da inspeção e monitoramento, consistindo em um Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT). Dessa forma, é necessário que o VANT realize o voo em ambientes diversos, sendo importante um controlador robusto e de resposta rápida com o propósito de evitar a perda de estabilidade e queda. Tal fato acarreta a necessidade de desenvolver um sistema de controle de quadricóptero que realize o controle de velocidade dos motores e altitude de voo. Dessa forma, foram desenvolvidos e simulados controles para altitude, utilizando as técnicas de controle PID (Proporcional Integral Derivativo) e lógica *Fuzzy*, assim como para o controle de velocidade dos motores, utilizando um controlador PID. Para a realização da simulação, foi necessário o levantamento da modelagem dinâmica do quadricóptero e motores, de modo a obter a representação matemática aproximada do comportamento real do veículo a ser controlado. A simulação dos sistemas com controladores foi realizada utilizando o *software* Simulink/MATLAB®, em que foram observados parâmetros de desempenho, como tempo de subida, sobressinal, entre outros, e as respostas foram comparadas. Por fim, foram realizados testes em um protótipo utilizando a plataforma Arduino®, a fim de verificar o comportamento do sistema. Para o controle de altitude, as simulações mostraram que com o controlador PID é obtida uma resposta mais rápida do sistema, porém com o controlador *Fuzzy* obtém-se menor sobressinal e erro. No entanto, este resultado não pode ser generalizado porque o controlador *Fuzzy* depende do conhecimento de um especialista e melhores respostas podem ser obtidas. Quanto ao controle de velocidade dos motores, a utilização do controlador PID permitiu a obtenção de resposta simulada mais rápida e com menor erro do que o sistema utilizando apenas o controlador eletrônico de velocidade (ESC). Os testes experimentais verificaram o comportamento real do sistema com os controladores PID, apresentando desvios quantitativos aos resultados simulados devido à presença de perturbações durante o voo e às simplificações realizadas na modelagem do sistema.

Palavras-Chave: VANT. PID. Lógica *Fuzzy*. Altitude. Controle.

ABSTRACT

The oil and gas industry deals with the transportation and storage of flammable substances at high pressure, requiring continuous monitoring of its structures to avoid damage to the environment, population, economic losses and production stoppages. In view of the current complexity of exploration environments and the continuing necessity of society for products from this sector, the petrochemical industry has been searching for ways to apply automation in order to reduce costs and ensure better security for the environment and the people involved. In this sense, the use of the quadcopter for the inspection and monitoring is an alternative that has been implemented in the last years, consisting of an Unmanned Aerial Vehicle (UAV). Therefore, it is necessary that the quadcopter performs the flight in diverse environments, being a robust and fast response controller in order to avoid the loss of stability and fall. This fact implies the necessity to develop a quadcopter control system that performs control of engine speed and flight altitude. For this reason, we developed and simulated altitude controls, using PID (Proportional Integral Derivative) and Fuzzy Logic control techniques, as well as for speed control of the motors, using a PID controller. To perform the simulation, it was necessary to survey the dynamic modeling of the quadcopter and engines, in order to obtain the approximate mathematical representation of the actual behavior of the vehicle to be controlled. The simulation of systems with controllers was performed using Simulink/MATLAB[®] software, in which we observed performance parameters such as rise time, overshoot, among others, and compared the responses. Finally, we performed tests on an prototype using the Arduino[®] platform, in order to verify the behavior of the system. For the altitude control, the simulations showed that with the PID controller we obtain a faster response of the system, but with the Fuzzy controller we obtain a lower overshoot and error. However, this result can not be generalized since the Fuzzy controller depends on the knowledge of a specialist and better answers can be obtained. Regarding the speed control of the motors, the use of the PID controller obtained a faster simulated response and less error when compared to the the system using only the Electronic Speed Controller (ESC). The experimental tests verified the actual behavior of the system with the PID controllers, presenting quantitative deviations to the simulated results due to the presence of disturbances during the flight and the simplifications made in the modeling of the system.

Keywords: VANT. PID. Fuzzy logic. Altitude. Control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Robô móvel para inspeção e manutenção em instalação de petróleo e gás	24
Figura 2: Robô de inspeção	25
Figura 3: Robô de manipulação de válvula	26
Figura 4: Robô para manipulação de raspador	26
Figura 5: Conceito esquemático do sistema de monitoramento aéreo de gás	27
Figura 6: Monitoramento em uma instalação de petróleo e gás com um VANT	28
Figura 7: Imagem da chaminé em uma plataforma obtida com o quadricóptero	28
Figura 8: Resultado do controle de atitude do quadricóptero.....	30
Figura 9: Erros de trajetória.....	31
Figura 10: Diagrama de controle com lógica <i>Fuzzy</i>	32
Figura 11: Estrutura de teste conectada ao quadricóptero para testar seus movimentos.....	33
Figura 12: Diagrama de blocos do controle de malha fechada.....	37
Figura 13: Resposta típica a um degrau unitário	38
Figura 14: Blocos que compõem o controlador <i>Fuzzy</i>	39
Figura 15: Variável linguística temperatura	41
Figura 16: Formatos de funções de pertinência.....	42
Figura 17: Operador mínimo	43
Figura 18: Operador máximo	44
Figura 19: Movimentos do Quadricóptero	47
Figura 20: Movimentos de altitude, <i>roll</i> , <i>pitch</i> e <i>yaw</i>	48
Figura 21: Sistemas de coordenadas inercial, fixo ao corpo e do veículo.....	50
Figura 22: Configuração “+” e “X”.....	50
Figura 23: Definição dos eixos e variáveis de estado.....	51
Figura 24: Forças e momentos atuando no quadricóptero: a) força do quadricóptero; b) torque de rolagem; c) torque de arfagem; d) torque de guinada.....	55
Figura 25: Esquema do sistema de chaveamento do motor BLDC.....	61
Figura 26: Fluxograma com etapas para realização do trabalho de dissertação.....	71
Figura 27: Estrutura do quadricóptero	71
Figura 28: Motor de corrente contínua sem escovas	73
Figura 29: Hélices.....	73
Figura 30: Controlador eletrônico de velocidade	74
Figura 31: Bateria	74
Figura 32: Rádio controle Turnigy 9x 9CH e receptor Turnigy 9X8C-V2.....	75
Figura 33: Arduino® MEGA 2560	76
Figura 34: Unidade de Medição Inercial (IMU) GY-80	77
Figura 35: Sensor ultrassônico	77
Figura 36: Módulo GPS.....	77
Figura 37: Mega Sensor Shield	78
Figura 38: Módulo bluetooth HC-06.....	78
Figura 39: Quadricóptero montado.....	79
Figura 40: Plataforma de voo MultiWiiConf	80

Figura 41: EZ-GUI Ground baseado no MultiWii para Android	80
Figura 42: Malha fechada do controle de altitude sem controlador	81
Figura 43: Empuxo dos motores BLDC	82
Figura 44: Malha fechada do controle de altitude PID.....	84
Figura 45: Malha fechada com controle Fuzzy para altitude	85
Figura 46: Funções de pertinência da variável erro.....	85
Figura 47: Funções de pertinência da variável derivada do erro.....	85
Figura 48: Funções de pertinência de saída.....	86
Figura 49: Malha fechada para o controle de velocidade dos motores sem controlador.....	87
Figura 50: Gráfico da constante do ESC	88
Figura 51: Malha fechada para o controle de velocidade dos motores com PID	89
Figura 52: Circuito para o controle de altitude com e sem PID	91
Figura 53: Aplicativo EZ-GUI <i>Ground</i> para ajuste de PID	91
Figura 54: Circuito para controle de velocidade dos motores	93
Figura 55: Resposta do sistema de controle de altitude sem técnica de controle.....	94
Figura 56: Resposta do sistema de controle de altitude com controlador PID.....	95
Figura 57: Comando PWM de saída do controlador PID.....	96
Figura 58: Tensão de entrada do motor para o sistema com controlador PID	96
Figura 59: Resposta do sistema de controle de altitude com controlador <i>Fuzzy</i>	97
Figura 60: Comando PWM obtido com a saída do controlador <i>Fuzzy</i>	98
Figura 61: Tensão de entrada do motor para o sistema com controlador <i>Fuzzy</i>	98
Figura 62: Resposta do sistema de controle de velocidade dos motores sem controlador PID	100
Figura 63: Resposta do sistema de controle de velocidade dos motores com controlador PID	100
Figura 64: Resposta experimental para o controle de atitude no eixo x.....	102
Figura 65: Resposta experimental para o controle de atitude no eixo y.....	103
Figura 66: Quadricóptero durante o voo para testes experimentais	104
Figura 67: Resultado experimental do controle de altitude.....	104
Figura 68: Variação do comando PWM no teste experimental.....	105
Figura 69: Variação da tensão de entrada do motor no teste experimental	106
Figura 70: Resultados experimentais para o controle de velocidade dos motores	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Características do Motor BLDC	72
Tabela 2: Parâmetros do controle PID de altitude	84
Tabela 3: Regras de inferência	87
Tabela 4: Parâmetros do controle PID de velocidade dos motores	89
Tabela 5: Parâmetros PID para teste experimental de altitude	92
Tabela 6: Comparativo de respostas obtidas na simulação de altitude.....	99
Tabela 7: Comparativo de respostas obtidas na simulação de controle de velocidade dos motores	101
Tabela 8: Sintonia do controle de atitude experimental	102

LISTA DE QUADROS

Quadro 1: Efeitos no aumento de um parâmetro independente.....	37
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLDC	<i>Brushless Direct Current</i> (Corrente Contínua Sem Escovas)
CMAC	<i>Cerebellar Model Articulation Controller</i> (Controlador de Articulação do Modelo Cerebelo)
DOF	<i>Degrees of Freedom</i> (Graus de Liberdade)
EEPROM	<i>Electrically-Eraseable Programmable Read-Only Memory</i> (Memória de Leitura Programável Apagável Eletronicamente)
ESC	<i>Electronic Speed Controller</i> (Controlador Eletrônico de Velocidade)
GPR	<i>Ground Penetrating Radar</i> (Radar de Penetração no Solo)
GPS	<i>Global Positioning System</i> (Sistema de Posicionamento Global)
GUI	<i>Graphical User Interface</i> (Interface Gráfica do Usuário)
ICSP	<i>In Circuit Serial Programming</i> (Programação de Circuitos Em Série)
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> (Ambiente de Desenvolvimento Integrado)
IMU	<i>Inertial Measurement Unit</i> (Unidade de Medição Inercial)
IPIRs	<i>In-Pipe Inspection Robots</i> (Robôs de Inspeção Dentro de Tubos)
LiPo	<i>Lithium Polymer</i> (Polímero de Lítio)
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i> (Regulador Linear Quadrático)
MATLAB	MATrix LABoratory
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
RAM	<i>Random Access Memory</i> (Memória de Acesso Aleatório)
TIRs	<i>Tanks Inspection Robots</i> (Robôs de Inspeção em Tanques)
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i> (Veículo Aéreo Não-Tripulado)
UFERSA	Universidade Federal Rural do Semi-Árido
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (Barramento Serial Universal)
UV/IR	<i>Ultraviolet/Infrared</i> (Ultravioleta/Infravermelho)
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Coeficiente de atrito
e	Tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na armadura
$E(s)$	Sinal de erro atuante no domínio da frequência
$e(t)$	Sinal de erro atuante no domínio do tempo
e_1	Tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na fase 1
e_2	Tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na fase 2
e_3	Tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na fase 3
e_{i1}	Tensão induzida da fase 1
e_{i2}	Tensão induzida da fase 2
e_{i3}	Tensão induzida da fase 3
f	Força aplicada ao quadricóptero
F_b	Referencial fixo ao corpo
F_i	Referencial inercial
$F_i(s)$	Força de empuxo dos motores no domínio da frequência
$F_i(t)$	Força de empuxo dos motores no domínio do tempo
F_T	Força total de sustentação
F_v	Referencial do veículo
F_ϕ	F_v rotacionado em um ângulo ψ
F_θ	F_ϕ rotacionado no eixo y por um ângulo θ
g	Aceleração da gravidade
$G_1(s)$	Função de transferência tensão-velocidade
h	Altitude do quadricóptero medida ao longo do eixo $-z$ em F_i
h^b	Momento angular com relação ao sistema de coordenadas do corpo
I_a	Corrente máxima sem carga
i_{a1}	Corrente fluindo pela fase 1
i_{a2}	Corrente fluindo pela fase 2
i_{a3}	Corrente fluindo pela fase 3
J_{hz}	Momento de inércia da hélice
J_{mz}	Momento de inércia do rotor
K_D	Ganho derivativo

K_e	Constante elétrica
K_{ESC}	Constante do ESC
K_{e1}	Constante de força contra-eletromotriz da fase 1
K_{e2}	Constante de força contra-eletromotriz da fase 2
K_{e3}	Constante de força contra-eletromotriz da fase 3
K_{f1}	Constante de fase 1
K_{f2}	Constante de fase 2
K_{f3}	Constante de fase 3
K_h	Constante da hélice
K_i	Fator de empuxo do motor
K_I	Ganho integrativo
K_m	Constante do motor
K_p	Ganho proporcional
K_s	Constante do sensor de altitude
K_t	Constante do tacômetro
K_v	Constante de velocidade
K_τ	Constante de torque
ℓ	Distância do centro da esfera ao centro do motor
L_{a1}	Indutância da fase 1
L_{a2}	Indutância da fase 2
L_{a3}	Indutância da fase 3
M	Massa do quadricóptero
M	Massa da esfera (centro do quadricóptero)
m_m	Massa do motor
M_p	Máximo sobressinal
p	Taxa de rolagem ao longo de x em F_b
p_e	Posição inercial (leste) do quadricóptero ao longo de y em F_i
P_e	Potência elétrica
P_m	Potência mecânica
p_n	Posição inercial (norte) do quadricóptero ao longo de x em F_i
q	Taxa de arfagem ao longo de y em F_b
r	Taxa de guinada ao longo de z em F_b

R	Raio da esfera (centro do quadricóptero)
R_a	Resistência de armadura
R_{a1}	Resistência da fase 1
R_{a2}	Resistência da fase 2
R_{a3}	Resistência da fase 3
r_m	Raio do motor
R_b^v	Matriz de rotação do referencial fixo ao corpo para o inercial
t	Tempo
t_d	Tempo de atraso
T_d	Torque de perturbação
T_D	Tempo derivativo
T_I	Tempo integrativo
T_L	Torque de carga
T_m	Torque gerado pelo motor
t_p	Tempo de pico
t_r	Tempo de subida
t_s	Tempo de acomodação
u	Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo x em F_b
$U(s)$	Saída do controlador PID no domínio da frequência
$u(t)$	Saída do controlador PID no domínio do tempo
$u_D(t)$	Saída do controlador D no domínio do tempo
$U_D(s)$	Saída do controlador D no domínio da frequência
$u_I(t)$	Saída do controlador I no domínio do tempo
$U_I(s)$	Saída do controlador I no domínio da frequência
$u_P(t)$	Saída do controlador P no domínio do tempo
$U_P(s)$	Saída do controlador P no domínio da frequência
v	Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo y em F_b
V	Tensão nominal
V	Velocidade do quadricóptero
V_a	Tensão aplicada à armadura
V_{a1}	Tensão da fase 1
V_{a2}	Tensão da fase 2

V_{a3}	Tensão da fase 3
V_n	Tensão no ponto estrela (neutro)
V_{PWM}	Tensão de entrada
$V_{PWM}(s)$	Tensão de saída do ESC no domínio da frequência
$V_{PWM}(t)$	Tensão de saída do ESC no domínio do tempo
w	Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo z em F_b
y_i	Centroide
$z_m(t)$	Altura medida no domínio do tempo
$Z_m(s)$	Altura medida no domínio da frequência
$z_r(t)$	Altura real no domínio do tempo
$Z_r(s)$	Altura real no domínio da frequência
δ	Sinal PWM enviado ao motor
$\delta(t)$	Largura do pulso do comando PWM no domínio do tempo
$\Delta(s)$	Comando PWM no domínio da frequência
θ	Ângulo de arfagem (<i>pitch</i>) definido em relação a F_ϕ
$\dot{\theta}$	Taxa de arfagem com relação ao referencial do veículo
$\lambda_1(t)$	Fluxo magnético concatenado da fase 1
$\lambda_2(t)$	Fluxo magnético concatenado da fase 2
$\lambda_3(t)$	Fluxo magnético concatenado da fase 3
μ_A	Função de pertinência no conjunto A
τ	Torque aplicado ao quadricóptero
τ_e	Constante de tempo elétrica
τ_m	Constante de tempo mecânica
τ_{motor}	Constante de tempo
τ_θ	Torque de arfagem
τ_ϕ	Torque de rolagem
τ_ψ	Torque de guinada
ϕ	Ângulo de rolagem (<i>roll</i>) definido em relação a F_θ
$\phi(t)$	Fluxo magnético no entreferro de ar
$\dot{\phi}$	Taxa de rolagem com relação ao referencial do veículo
ψ	Ângulo de guinada (<i>yaw</i>) definido em relação a F_v
$\dot{\psi}$	Taxa de guinada com relação ao referencial do veículo

$\omega(t)$	Velocidade angular dos motores no domínio do tempo
$\omega_{b/i}$	Velocidade angular do referencial do corpo em relação ao inercial
ω_m	Velocidade angular do rotor medida no domínio do tempo
ω_r	Velocidade angular do rotor real no domínio do tempo
Ω	Velocidade angular máxima do motor
$\Omega(s)$	Velocidade angular do rotor no domínio da frequência
$\Omega_m(s)$	Velocidade angular medida do rotor no domínio da frequência
$\Omega_r(s)$	Velocidade angular real do rotor no domínio da frequência

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	21
1.1 OBJETIVOS	22
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	22
2 REFERENCIAL TEÓRICO	23
2.1 QUADRICÓPTERO NA INDÚSTRIA DO PETRÓLEO E GÁS	23
2.2 TÉCNICAS DE CONTROLE	29
2.3 CONTROLADOR PID	34
2.4 LÓGICA <i>FUZZY</i>	38
2.4.1 Conjuntos <i>Fuzzy</i>	40
2.4.2 Variáveis Linguísticas	41
2.4.3 Funções de Pertinência	41
2.4.4 Procedimentos de inferência	43
2.4.5 Interface de decodificação	44
3 MODELAGEM DINÂMICA	46
3.1 DINÂMICA DO SISTEMA	46
3.2 MODELO MATEMÁTICO	48
3.3 SISTEMAS DE COORDENADAS	49
3.4 ROTAÇÃO DE SISTEMA DE COORDENADAS	50
3.5 CINEMÁTICA DO QUADRICÓPTERO	51
3.6 DINÂMICA DO QUADRICÓPTERO	53
3.7 FORÇAS AERODINÂMICAS E TORQUES	55
3.8 CONTROLE DE ALTITUDE	59
3.9 CONTROLE DE VELOCIDADE DOS MOTORES	60
3.9.1 Motor BLDC	60
3.9.2 ESC	67
3.9.3 Dinâmica das hélices	68
3.9.4 Tacômetro	69
4 MATERIAIS E MÉTODOS	70
4.1 METODOLOGIA	70
4.2 O QUADRICÓPTERO	71
4.2.1 Estrutura	71
4.2.2 Motor Brushless (BLDC)	72
4.2.3 Hélices	73
4.2.4 Controlador eletrônico de velocidade	73

4.2.5 Bateria	74
4.2.6 Comunicação sem fio	75
4.2.7 Controlador de voo.....	75
4.2.8 Sensores	76
4.2.9 Módulos auxiliares	78
4.3 <i>SOFTWARES</i>	79
4.4 CONTROLE DO SISTEMA.....	81
4.4.1 Controle de altitude.....	81
4.4.2 Controle de velocidade dos motores	87
4.5 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE	90
4.5.1 Teste experimental do controle de altitude.....	90
4.5.2 Teste experimental do controle de velocidade dos motores.....	92
5 RESULTADOS E DISCUSSÕES	94
5.1 RESULTADOS SIMULADOS.....	94
5.1.1. Resultado simulado do controle de altitude.....	94
5.1.2. Resultado simulado do controle de velocidade dos motores	99
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
5.2.1 Resultado experimental para o controle de altitude	101
5.2.2 Resultado experimental para o controle de velocidade dos motores.....	106
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	108
REFERÊNCIAS	111

1 INTRODUÇÃO

O setor petroquímico tem encontrado desafios frente a exploração e produção de petróleo e gás, visto que as áreas restantes disponíveis encontram-se em locais de difícil e perigoso acesso. Uma forma de realizar essas atividades diminuindo os riscos aos trabalhadores, ao ambiente e à própria indústria é utilizando a automação, um meio que permite que as tarefas sejam efetivadas sem a presença física de um humano.

Neste sentido, o quadricóptero tem sido uma alternativa para realização de inspeção e monitoramento dentro dessa indústria, devido ao seu baixo peso, pequeno tamanho e cumprimento de tarefas em pouco tempo (PENG; HSU 2015). O quadricóptero é um Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT) que possui quatro motores com hélices dispostos em uma estrutura. Sua movimentação é realizada com a alteração da velocidade dos motores.

A utilização de VANT's autônomos permite realizar o monitoramento de uma vasta área com baixo custo, possibilitando sua aplicação em diversas situações, como em necessidades civis e militares. Dessa forma, este se torna ideal para a realização de inspeção e monitoramento em instalações de petróleo e gás, visto que através dele é possível o acompanhamento da situação das estruturas, mesmo aquelas em grandes alturas, difícil acesso e altas temperaturas, conservando assim a vida dos trabalhadores.

Um dos problemas encontrados nessa utilização é projetar uma técnica de controle satisfatória para que o quadricóptero se movimente confiavelmente de acordo com o solicitado, permitindo seu voo mesmo em situações e ambientes diversos. O controle eficiente e confiável de quadricópteros tem sido bastante pesquisado e várias técnicas de controle têm sido desenvolvidas e combinadas na tentativa de aprimorar a confiabilidade e tempo de resposta. Técnica de controle consiste em uma ligação de componentes formando uma configuração que vai propiciar uma resposta desejada do sistema (DORF; BISHOP, 2011).

Por todo o exposto, este trabalho tem como objetivo estudar, desenvolver e implementar controles para um quadricóptero referentes ao controle de altitude e de velocidade dos motores, que irão auxiliar no domínio desse equipamento durante o voo. Para o controle de altitude foram desenvolvidos os controladores PID e *Fuzzy*, e o desempenho foi comparado em simulações computacionais. Quanto ao controle de velocidade dos motores, foi desenvolvido e simulado o controlador PID. Posteriormente, procurou-se implementar os controladores desenvolvidos em um quadricóptero. Dessa forma, buscou-se dar continuidade às pesquisas realizadas no Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral desse trabalho é estudar, desenvolver e implementar um sistema de controle que permita o controle de altitude e de velocidade dos motores em um quadricóptero, tornando possível sua aplicação em atividades de inspeção e monitoramento em instalações de petróleo e gás.

Para isso, foram determinados os seguintes objetivos específicos:

- Verificar os componentes da estrutura do quadricóptero e como se dá seu funcionamento;
- Obter a modelagem matemática do sistema para controle de altitude e velocidade dos motores;
- Projetar e sintonizar os controles PID e lógica *Fuzzy* para altitude e o controlador PID para controle de velocidade dos motores;
- Realizar simulação para avaliar o comportamento do sistema no ambiente Simulink/MATLAB[®] dos controladores desenvolvidos, de forma a ter uma representação de seu comportamento dinâmico;
- Realizar testes com um protótipo e comparar os resultados experimentais com os simulados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O segundo capítulo apresenta o referencial teórico abordando a aplicação da automação na indústria do petróleo e gás, e as técnicas de controle que vem sendo pesquisadas e aplicadas em quadricópteros, com ênfase no controle PID e *Fuzzy*. No capítulo três se encontra a modelagem dinâmica do quadricóptero e motores, necessária para a obtenção das funções de transferência para possibilitar as simulações. O capítulo quatro apresenta a metodologia utilizada para o desenvolvimento desse trabalho, além dos componentes do quadricóptero estudado, *softwares* utilizados e as especificações sobre a realização das simulações e dos testes experimentais referentes aos controles de altitude e velocidade dos motores. O quinto capítulo mostra os resultados obtidos através da simulação dos controles desenvolvidos e dos testes experimentais, verificando o desempenho. As considerações finais estão no capítulo seis, assim como as propostas para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo estão contidas as informações obtidas através de um levantamento bibliográfico, onde inicialmente foram realizadas pesquisas a respeito da utilização e importância da automação na indústria petroquímica e da aplicação do quadricóptero nas atividades de inspeção e monitoramento. Em seguida, foi realizado um levantamento das técnicas de controle que vêm sendo empregadas em quadricópteros. Explanou-se com maiores detalhes sobre o controlador PID (Proporcional Integral Derivativo) e a lógica *Fuzzy*, tipos de controle selecionados para serem utilizados neste trabalho.

2.1 QUADRICÓPTERO NA INDÚSTRIA DO PETRÓLEO E GÁS

Embora apresente crescente limitação em seus recursos, a indústria petroquímica ainda representa grande parte da economia mundial, ao mesmo tempo em que suscita inestimáveis riscos ambientais. De acordo com Shukla e Karki (2013), a escassez desses recursos, além de elevar o custo da produção, tem provocado o aumento dos riscos relacionados ao meio ambiente e aos seres humanos, visto que os campos restantes de petróleo e gás se encontram em situações ambientais extremas (fundo do mar, ártico, deserto, entre outros).

O setor petroquímico lida com o transporte e armazenamento de substâncias inflamáveis em elevada pressão. Desta forma, é necessário um monitoramento contínuo das estruturas que estão em contato com essas substâncias, como dutos, tubulações, tanques e chaminés, realizando-se inspeções para evitar vazamentos e explosões. A inspeção não somente evita riscos aos seres humanos e ao meio ambiente como tem a finalidade de amenizar prejuízos econômicos e paradas não programadas na produção (LAURA, 2012).

Tendo em vista a importância do monitoramento das estruturas utilizadas, observando também a complexidade atual de ambientes de exploração e a contínua necessidade da sociedade por produtos oriundos deste setor, a indústria petroquímica tem procurado formas de aplicar a automação com o objetivo de diminuir custos e garantir uma melhor segurança ao meio ambiente e às pessoas envolvidas (SHUKLA; KARKI, 2013).

Segundo Fialho (2003), a automação consiste em uma organização sistemática de instrumentos, meios, máquinas e recursos que tem o objetivo de diminuir ou eliminar a intervenção humana, para que uma determinada meta seja atingida, ou seja, não se refere apenas

à substituição do ser humano, e sim uma forma de se atingir alta produtividade com eficiência e qualidade, reduzindo o tempo e o custo do processo.

Shukla e Karki (2013) afirmam que no setor petroquímico, a automação pode ser utilizada em vários processos, como na inspeção de tubulações, reservatórios e operações. Chen et al. (2014) adiciona outras aplicações, como por exemplo, para inspeção, na leitura de válvulas; para acompanhamento, verificando vazamentos e nível de gás; e na manutenção, detectando incêndios, necessidade de raspagem e limpeza.

Várias pesquisas estão sendo desenvolvidas neste sentido, trazendo as evoluções alcançadas dentro da indústria de petróleo e gás relacionadas a automação de processos. Esse avanço tem diminuído a exposição de trabalhadores às situações de perigo e possibilitado o trabalho em condições climáticas severas (BENGEL et al. 2009). A utilização desse recurso, como afirma Anisi et al. (2010), não tem o objetivo de excluir completamente o ser humano de sua atividade, mas sim realocá-lo de modo a interagir com o sistema automático durante a realização das atividades.

Em Bengel et al. (2009), foi aplicado um robô móvel para inspeção e manutenção em uma instalação de produção de petróleo e gás *offshore* de forma a melhorar a eficiência, a condição e a segurança do trabalho e diminuir custos, reduzindo a necessidade de intervenção humana manual. O robô, exposto na Figura 1, foi dotado de sensores e aplicado para identificar, entre outras tarefas, possíveis vazamentos de gás ou incêndios, podendo tomar as primeiras providências diante destes fatos.



Figura 1: Robô móvel para inspeção e manutenção em instalação de petróleo e gás
Fonte: Bengel et al., 2009.

No trabalho desenvolvido por Shukla e Karki (2013) é elaborado um estado da arte sobre a utilização em instalações de petróleo e gás *onshore* de IPIRs (*In-Pipe Inspection Robots*, ou seja, robôs de inspeção dentro de tubos) e TIRs (*Tanks Inspection Robots* - robôs de inspeção em tanques), para verificar a corrosão e necessidade de manutenção, tendo em vista que a realização dessas tarefas por humanos acarreta grandes custos e riscos. Para isso, esses robôs são dotados de mecanismos de direção, propulsão, detecção de defeitos e de controle.

Em Anisi et al. (2010), foi apresentada a aplicação de robôs no setor petroquímico, expondo as tendências e desafios encontrados. Uma ênfase é dada ao trabalho desenvolvido em laboratório pelo projeto de I & D entre a ABB¹ e a Statoil², que consiste em dois robôs, um direcionado para a inspeção, dotado de uma câmera que extrai a posição e a orientação de uma válvula com base em técnicas de visão e otimização computacional (Figura 2), e outro, dotado de ferramentas, que recebe as instruções do primeiro para a manipulação da válvula (Figura 3). Além disso, também demonstra uma experiência realizada em um projeto entre a ABB e a *Shell Global Solutions*³, demonstrando um protótipo que foi desenvolvido para manipulação de raspador em ambientes operacionais (Figura 4). Um raspador é um dispositivo que é utilizado para inspecionar e limpar o interior de tubos.



Figura 2: Robô de inspeção
Fonte: Adaptado de Anisi et al., 2010.

¹ Líder em tecnologias de potência e de automação. Disponível em: <<http://new.abb.com/about>>.

² Empresa de energia internacional integrada e de base tecnológica, focada em atividades de petróleo e gás. Disponível em: <<http://www.statoil.com/brazil>>.

³ Fornece serviços técnicos e tecnologias licenciadas. Disponível em: <<http://www.shell.com/business-customers/global-solutions.html>>.



Figura 3: Robô de manipulação de válvula
Fonte: Anisi et al., 2010.



Figura 4: Robô para manipulação de raspador
Fonte: Anisi et al., 2010.

Uma alternativa que tem sido implementada nos últimos anos é a utilização do quadricóptero para realização da inspeção e monitoramento. Este equipamento consiste em um Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT), o qual terá sua composição e funcionamento detalhados no capítulo 3 da dissertação.

A realização de tarefas em pouco tempo e equilíbrio de custos, além do tamanho compacto, baixo peso, entre outras características, justificam o uso do quadricóptero para atividades de inspeção e monitoramento (PENG; HSU 2015). Neste sentido, um quadricóptero foi utilizado para detecção e monitoramento em tempo real de gases poluentes em Peng e Hsu (2015). A arquitetura do sistema é apresentada na Figura 5, onde o quadricóptero é utilizado para o transporte de sensores de gás e as informações adquiridas são enviadas a uma estação

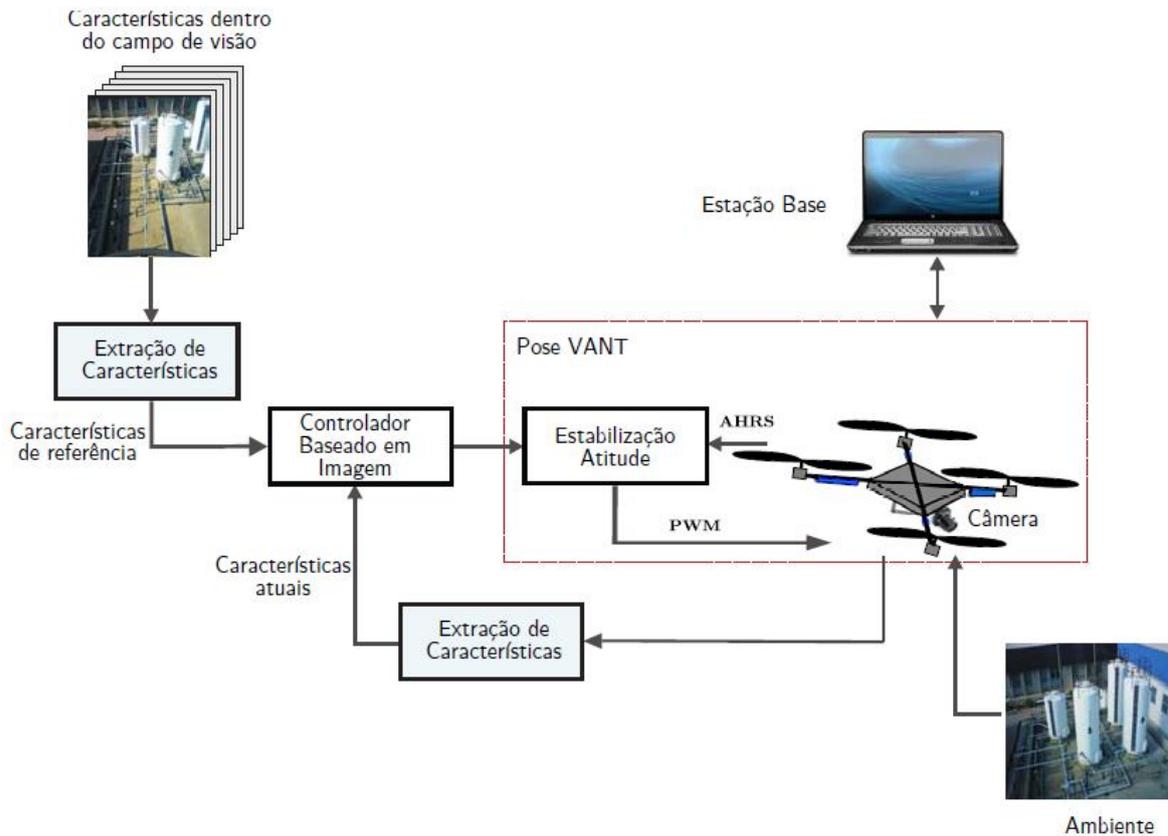


Figura 6: Monitoramento em uma instalação de petróleo e gás com um VANT
 Fonte: Laura, 2012.

A utilização deste VANT na indústria petroquímica facilita a inspeção em estruturas em grandes alturas e de difícil e perigoso acesso para humanos, possibilitando a verificação de corrosão, superaquecimento, vazamentos, entre outros possíveis problemas. A Figura 7, por exemplo, ilustra a imagem da chaminé de uma plataforma, obtida com o quadricóptero.



Figura 7: Imagem da chaminé em uma plataforma obtida com o quadricóptero
 Fonte: Sky Futures, 2016.

Quando comparado a outros tipos de VANT's, o quadricóptero se destaca por possuir baixo peso, mecânica simples, capacidade de decolagem e pouso vertical (WU, 2015), o que contribui para o desenvolvimento desta aplicação. Tais características têm acelerado a sua utilização em diversas atividades, principalmente naquelas que apresentam perigo ou dificuldade para seres humanos (SÁ, 2012).

Muitas técnicas de controle vêm sendo desenvolvidas de modo a efetivar a estabilidade, a atitude e altitude do voo do quadricóptero. Porém, para esta aplicação, um dos maiores desafios é permitir o voo autônomo em ambientes diversos. Nestas condições, um controlador de resposta rápida é necessário com o propósito de evitar a perda de estabilidade e queda.

2.2 TÉCNICAS DE CONTROLE

Diversas técnicas de controle de quadricóptero têm sido utilizadas sendo selecionadas de acordo com a experiência na área, recursos disponíveis, simplicidade e eficácia para cada aplicação. Um sistema ou técnica de controle consiste em uma ligação de componentes formando uma configuração que vai propiciar uma resposta desejada do sistema (DORF; BISHOP, 2011). Há trabalhos que utilizam técnicas de controle linear, como o controlador PID (Proporcional Integral Derivativo) e o LQR (Regulador Quadrático Linear). Outros, utilizam métodos de controle não-linear, como *Backstepping*, Lyapunov, lógica *Fuzzy* e redes neurais. Cada tipo de controle se destaca para determinadas situações.

A utilização da técnica de controle PID é bastante comum em quadricópteros, sendo geralmente a selecionada para início da pesquisa neste ramo. É um dos métodos mais empregados, pois o conhecimento sobre o controle PID é mais sólido no meio acadêmico (SILVA, 2015), visto a sua larga aplicação, não só em quadricópteros, mas também em indústrias no geral. De acordo com Alves (2012), este tipo de controle é ideal para ser aproveitado em sistemas com dinâmica linear ou não linear com baixa variação.

Segundo Oliveira (2015), os controladores PID possuem várias vantagens, nas quais pode-se mencionar, o controle exato da saída do processo; a rápida resposta às perturbações; a estabilidade; e boa relação custo benefício. Porém, este controle apresenta dificuldade de sintonia em situações não lineares, limitando o seu desempenho em ocasiões adversas (SIMÕES; SHAW, 2007).

Khatoon, Gupta e Das (2014) utilizaram em seu trabalho um controlador PID em um quadricóptero devido à sua fácil implementação e versatilidade, ao mesmo tempo

proporcionando uma boa resposta para a atitude. Porém, ao comparar com o método LQR⁴ (*Linear Quadratic Regulator*), neste mesmo trabalho, concluíram que apesar do controle PID apresentar melhor estabilidade, este possui um maior *delay* na resposta em relação ao controle LQR.

O método LQR tem sido constantemente aplicado em trabalhos acadêmicos, visto alguns benefícios frente ao controle PID, ambos tipos de controle lineares. Em Panomrattanarug, Higuchi e Camino (2013), esta técnica é utilizada para controle de atitude, com melhor rastreamento de trajetória e menores erros de ângulo e tempos de estabilização quando comparado aos controladores PID, como pode ser observado nas Figuras 8 e 9.

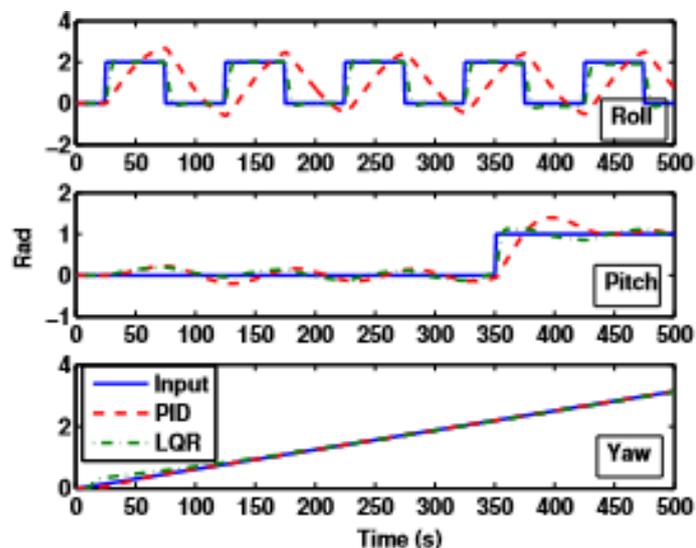


Figura 8: Resultado do controle de atitude do quadricóptero
Fonte: Panomrattanarug, Higuchi e Camino, 2013.

⁴ Baseia-se na relação ótima entre as equações lineares do sistema dinâmico e a função quadrática de custo mínimo, com estratégia de controle que envolve a realimentação dos estados.

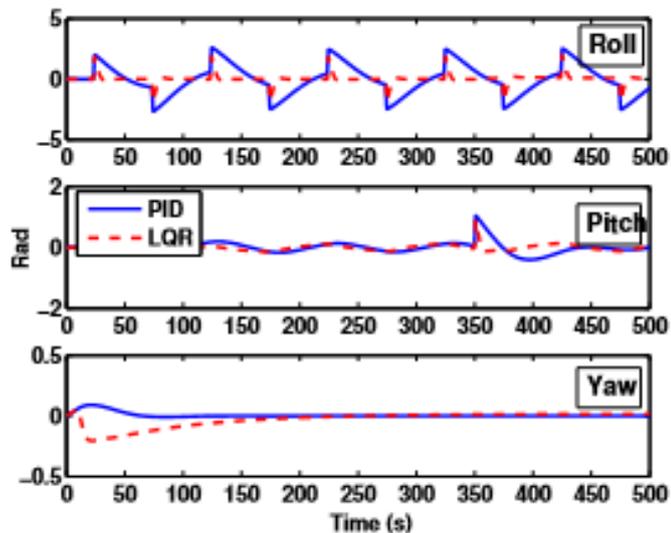


Figura 9: Erros de trajetória

Fonte: Panomrattananurug, Higuchi e Camino, 2013.

Em Alves (2012), o método LQR foi satisfatório quanto ao controle de atitude da aeronave, mostrando um menor erro comparado ao PID e Lyapunov⁵, ficando atrás somente do *Backstepping*⁶, esses últimos comentados adiante.

A técnica de controle com base em Lyapunov também tem sido aplicada em vários trabalhos, principalmente quando se trata de estabilização e atitude. Em Brandão et al. (2012), esse método é utilizado e permitiu a estabilização da aeronave e realização de manobras. De acordo com Alves (2012), é uma alternativa para determinar a estabilidade de sistemas não lineares ou variantes no tempo, sem ser necessário resolver as equações de estado⁷. Em Yesildirek e Imran (2014), o algoritmo Lyapunov é utilizado para controlar o movimento, a velocidade e a posição do quadricóptero, oferecendo estabilidade.

Uma outra forma de controle de quadricóptero é o *Backstepping*, conseguindo em alguns trabalhos, como o de Tan et al. (2016), controlar a posição, a estabilidade e a atitude do equipamento, tendo bom desempenho também em situações adversas, como efeitos aerodinâmicos e vento. Além disso, de acordo com o mesmo autor, é vantajoso em termos de complexidade de implementação. Também foi utilizado por Rashad, Aboudonia e El-Badawy (2015), produzindo uma melhoria no desempenho de rastreamento do equipamento na presença de

⁵ Possibilita obter leis de realimentação de controle para sistemas não lineares de forma a garantir a estabilidade do sistema em malha fechada, através da linearização do modelo.

⁶ Técnica de controle não-linear que permite projetar um controlador recursivo considerando algumas das variáveis de estado como “controles virtuais” e trabalhando com sistemas de menor ordem.

⁷ Referentes à posição, velocidade e aceleração na modelagem dinâmica do sistema.

perturbações. Portanto, este método não linear destaca-se em situações adversas de operação do quadricóptero.

O quadricóptero também pode ser controlado através da lógica *Fuzzy* ou nebulosa. De acordo com Varga e Bogdan (2009), esse método é bastante utilizado no controle de sistemas não lineares com modelos matemáticos complexos. Neste trabalho, o objetivo era obter as regras de inferência do sistema sem se preocupar com a questão matemática, e dessa forma foi obtida a estabilização do VANT. Em Santos, López e Morata (2010), também foi constatada, através de simulações, a eficiência desse método de controle, onde as entradas eram os valores desejados de altura, *roll* (rolagem), *pitch* (arfagem) e *yaw* (guinada) e as saídas consistiam na potência de cada motor necessária para atingir a posição desejada, como mostra o diagrama de controle na Figura 10. No geral, este método inteligente tem a vantagem principal de não ser necessária uma modelagem matemática precisa. A desvantagem é que é necessário o conhecimento de um especialista para estabelecer as regras.

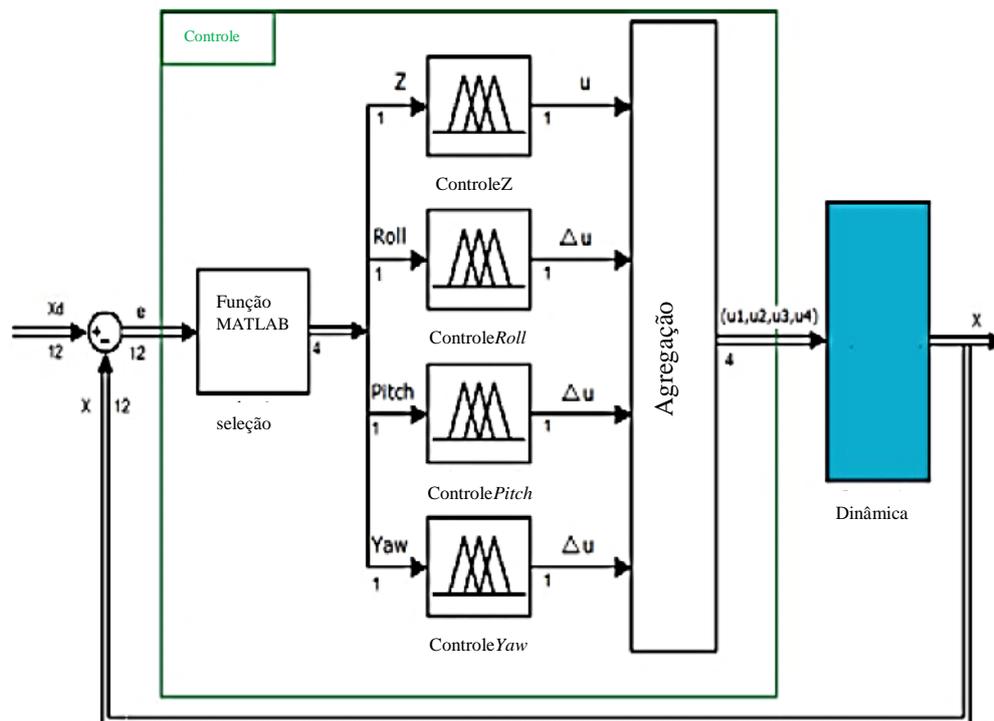


Figura 10: Diagrama de controle com lógica *Fuzzy*
 Fonte: Adaptada de Santos, López e Morata, 2010.

Uma outra forma de controle inteligente utilizada em quadricópteros é a de redes neurais. Em Galvez, Dadios e Bandala (2015), é utilizada essa técnica para prever o movimento de *roll* e *pitch* do equipamento baseado nas entradas de tensão de cada motor. Em Nicol, Macnab e Serrano (2008) esse método foi utilizado para estabilização do equipamento, principalmente quando exposto ao vento, alcançando boa atitude e redução de dispersão de peso

diante de oscilações. Para isso, a rede neural *Cerebellar Model Articulation Controller* (CMAC), ou Controlador de Articulação do Modelo Cerebelo, foi utilizada para formar os pesos da função objetivo e torná-los os menores aceitáveis.

Em Alves (2012), é realizada uma comparação com as técnicas de PID, LQR, *Backstepping* e Lyapunov, projetando esses tipos de controladores para manter o quadricóptero estável durante o voo, concluindo ao final que todos os métodos obtiveram a estabilidade do sistema. Porém, nesse trabalho, o *Backstepping* foi considerado o melhor método, atribuindo este resultado, segundo a autora, ao fato de ser uma técnica não linear sem a necessidade de simplificar o modelo.

Em vários outros trabalhos, estas técnicas são combinadas para produzir resultados que possuam as melhores características de cada método. AI-Younes e Jarrah (2008), por exemplo, utiliza uma combinação de controles da lógica *Fuzzy* com *Backstepping* como uma nova abordagem para estabilizar o quadricóptero, apresentando melhor desempenho quando comparado ao método puro de *Backstepping*. Outras ligações de técnicas de controle em quadricópteros são realizadas em vários trabalhos, como *Fuzzy* e PID, PID e LQR, entre outros.

Em Alves (2012), os controladores estudados, após simulados, foram implementados em um quadricóptero controlado remotamente, de forma a possibilitar a realização de testes experimentais para atitude. Testes experimentais também foram realizados em Dantas (2017), para atitude, Sá (2012), para altitude e atitude, AI-Younes e Jarrah (2008), para atitude, com a utilização de estruturas de fixação do quadricóptero para possibilitar o teste de seus movimentos, como ilustrado na Figura 11. Brandão et al. (2012) realizou testes experimentais para o controle automático de atitude e posição. Silva (2015) implementou e testou o controle de velocidade dos motores em um quadricóptero. Os demais trabalhos mencionados tiveram somente resultados simulados.

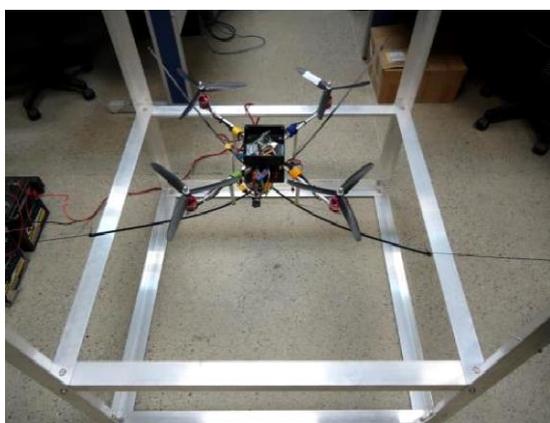


Figura 11: Estrutura de teste conectada ao quadricóptero para testar seus movimentos
Fonte: Sá, 2012.

Neste trabalho, foram utilizadas as técnicas de controle PID e lógica *Fuzzy*, com o objetivo de se alcançar o controle de altitude do quadricóptero, e o controlador PID para o controle de velocidade dos motores, de forma a dar continuidade aos trabalhos desenvolvidos no Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA. Essas técnicas de controle são detalhadas nos tópicos 2.3 e 2.4. Os controles desenvolvidos, juntamente com a modelagem dinâmica levantada no capítulo 3, serão simulados através do Simulink, ferramenta do MATLAB®. Os resultados computacionais serão comparados com resultados reais obtidos com a implementação dessas técnicas de controle em um protótipo.

2.3 CONTROLADOR PID

O controlador PID, também conhecido como controlador de três termos, consiste na combinação do termo proporcional, do integral e do derivativo. Este dispositivo tem uma grande utilização graças ao seu bom desempenho em várias condições de operação e sua aplicação simples e direta (DORF; BISHOP, 2011). Essa combinação de três termos tem as vantagens de cada controle individualmente (OGATA, 2011) e cada termo afeta sobre o funcionamento do sistema de maneira diferente (KURIEN; PRAYAGKAR; RAJESHIRKE, 2014).

Para implementar este controlador é necessário determinar o ganho proporcional, ganho integral e ganho derivativo. A ação proporcional diz respeito a ação de controle feita pelo microcontrolador que é proporcional à diferença entre a saída desejada e a real, ou seja, ao erro, de forma que quanto maior for o erro, maior a correção (BISHOP, 2002). Este termo é definido no domínio do tempo como descrito na Equação 1. A Equação 2 consiste na função de transferência.

$$u_p(t) = K_p e(t) \quad (1)$$

$$\frac{U_p(s)}{E(s)} = K_p \quad (2)$$

Onde K_p é o ganho proporcional, $u_p(t)$ é a saída do controlador no domínio do tempo, $e(t)$ é o sinal de erro atuante no domínio do tempo, $U_p(s)$ é a saída do controlador no domínio da frequência e $E(s)$ o sinal de erro atuante no domínio da frequência.

De acordo com Kurien, Prayagkar e Rajeshirke (2014), um ganho proporcional mais alto que o necessário pode tornar o sistema instável, e caso seja abaixo, o controle pode se tornar insuficiente diante das perturbações.

A componente integral considera o tempo em que o erro está presente para gerar a correção, de modo que quanto mais o erro continua, maior a correção (BISHOP, 2002). O termo integral é determinado no domínio do tempo pela Equação 3. A função de transferência é a Equação 4.

$$u_I(t) = K_I \int_0^t e(t) dt \quad (3)$$

$$\frac{U_I(s)}{E(s)} = \frac{K_I}{s} \quad (4)$$

Onde K_I é o ganho integral, $u_I(t)$ é a saída do controlador no domínio do tempo e $U_I(s)$ é a saída do controlador no domínio da frequência.

Segundo Kurien, Prayagkar e Rajeshirke (2014), a componente integral vai fazer com que o valor desejado (*set point*) seja alcançado mais rápido e irá eliminar o erro decorrente do controlador proporcional puro. Porém, pode fazer com que o atendimento de erros passados altere o atendimento do *set point* presente.

O termo derivativo corresponde a mudança do erro com relação ao tempo, de forma que quanto mais rápida a mudança do erro, maior é a correção (BISHOP, 2002). Este irá reduzir a intensidade do excedente gerado pelo componente integral e contribuir para a estabilidade do processo (KURIEN; PRAYAGKAR; RAJESHIRKE, 2014). A ação derivativa é definido no domínio do tempo pela Equação 5. A função de transferência desse termo é a Equação 6.

$$u_D(t) = K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (5)$$

$$\frac{U_D(s)}{E(s)} = K_D s \quad (6)$$

Onde K_D é o ganho derivativo, $u_D(t)$ é a saída do controlador no domínio do tempo e $U_D(s)$ a saída do controlador no domínio da frequência.

O controlador PID, de acordo com Kurien, Prayagkar e Rajeshirke (2014), tenta diminuir o erro através do ajuste de parâmetros de entrada com base no cálculo da diferença

entre a variável medida e o *set point* desejado. A equação de um controlador composta por esses três termos é dada no domínio do tempo como na Equação 7. A função de transferência é de acordo com as Equações 8 e 9.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (7)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s} \quad (8)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (9)$$

Onde T_I é o tempo integrativo e T_D é o tempo derivativo.

Para sintonizar os controladores PID, ou seja, selecionar os parâmetros que atendam ao desempenho solicitado do controlador, várias regras têm sido pesquisadas e utilizadas na literatura (OGATA, 2011). Kurien, Prayagkar e Rajeshirke (2014) afirmam que apesar de parecer intuitivo, o processo de ajuste do controlador PID pode ser complicado quando se quer atender a vários objetivos. Esse processo, geralmente, se dá lentamente, devendo-se repetir várias vezes o procedimento para que atinja o estado desejado. Ziegler e Nichols estabeleceram regras para estimar parâmetros aproximados da sintonia do controlador (OGATA, 2011). A sintonia também pode ser realizada de maneira manual, o que é indicado para sistemas não-lineares.

Na sintonia manual, determina-se iguais a zero os valores de ganho integrativo e derivativo, aumentando o ganho proporcional até ocorrer uma oscilação na saída do sistema. Em seguida, deve-se ajustar K_P para aproximadamente a metade desse valor para uma resposta com declínio de um quarto da amplitude. Após isso, aumenta-se K_I até minimizar o erro estacionário sem comprometer a estabilidade do sistema e, por fim, aumenta-se K_D para a resposta alcançar o ponto desejado mais rapidamente, tomando cuidado para não causar sobressinal. Em sistemas superamortecidos, onde não pode ocorrer ultrapassagem do valor desejado, pode ser necessário um ajuste menor para K_P (KURIEN; PRAYAGKAR; RAJESHIRKE, 2014). Os efeitos no aumento de qualquer um desses parâmetros independentemente estão expostos no Quadro 1.

Quadro 1: Efeitos no aumento de um parâmetro independente

Parâmetro	Tempo de subida	Sobressinal	Tempo de acomodação	Erro estacionário
K_P	Diminuição	Aumento	Pequena mudança	Diminuição
K_I	Diminuição	Aumento	Aumento	Diminuição significativa
K_D	Pequena diminuição	Diminuição	Diminuição	Sem efeito em teoria

Fonte: Kuriem, Prayagkar e Rajeshirke, 2014.

O controlador PID é o controlador cuja função é comparar o valor de saída da planta com o valor de referência de entrada, calculando o desvio e produzindo um sinal de controle para que esse desvio seja reduzido. Na Figura 12 é possível observar o diagrama de blocos de um sistema de controle de malha fechada, constituído por um controlador PID, um atuador, uma planta e um sensor.

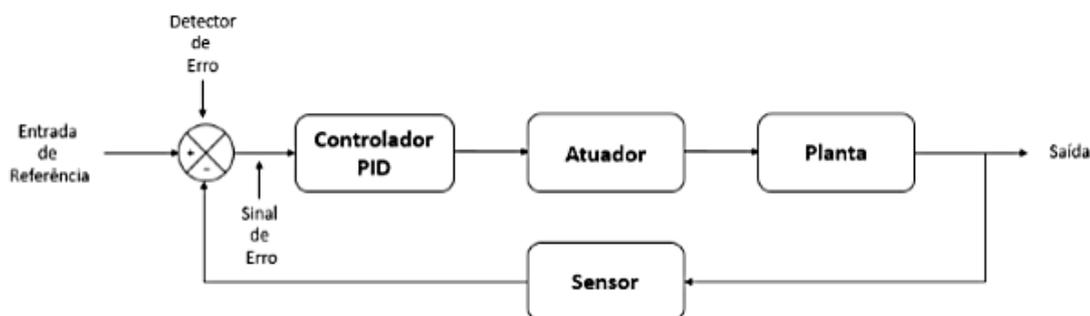


Figura 12: Diagrama de blocos do controle de malha fechada

Fonte: Silva, 2015.

Como ilustrado na Figura 12, o atuador é alimentado pela saída do controlador e consiste em um dispositivo de potência que gera o sinal de entrada na planta para que o desvio seja reduzido. O sensor, por sua vez, é um elemento de medição responsável por converter a variável de saída em outra para que a comparação dos valores de entrada e saída seja possível, estando presente no ramo de realimentação do sistema (OGATA, 2011).

Pode-se analisar o desempenho de um sistema de controle através da verificação de parâmetros obtidos com a simulação dinâmica da planta a uma entrada em degrau unitário. O degrau unitário é um sinal de entrada de teste em função do tempo que permite obter facilmente a análise experimental e matemática dos sistemas de controle. Considerando o sistema inicialmente em repouso, a resposta transitória de um sistema de controle apresenta oscilações antes de se estabilizar (OGATA, 2011). Com isso, pode-se identificar, como exposto na Figura

13, o tempo de atraso (t_d): tempo necessário para que a resposta atinja metade do seu valor final (KUO, 1996); o tempo de subida (t_r): tempo necessário para que a resposta percorra de 10 a 90%, podendo variar esse intervalo de percentagem de acordo com o estado de amortecimento do sistema (OGATA, 2011); o tempo de pico (t_p): tempo para atingir o máximo sobressinal (OGATA, 2011); o máximo sobressinal (M_p): valor máximo alcançado da curva de resposta, medido a partir do valor final (OGATA, 2011); e o tempo de acomodação (t_s): tempo necessário para que a curva de resposta permaneça dentro de uma faixa de valores em torno do valor final, frequentemente sendo aceitável um desvio de 5% (KUO, 1996).

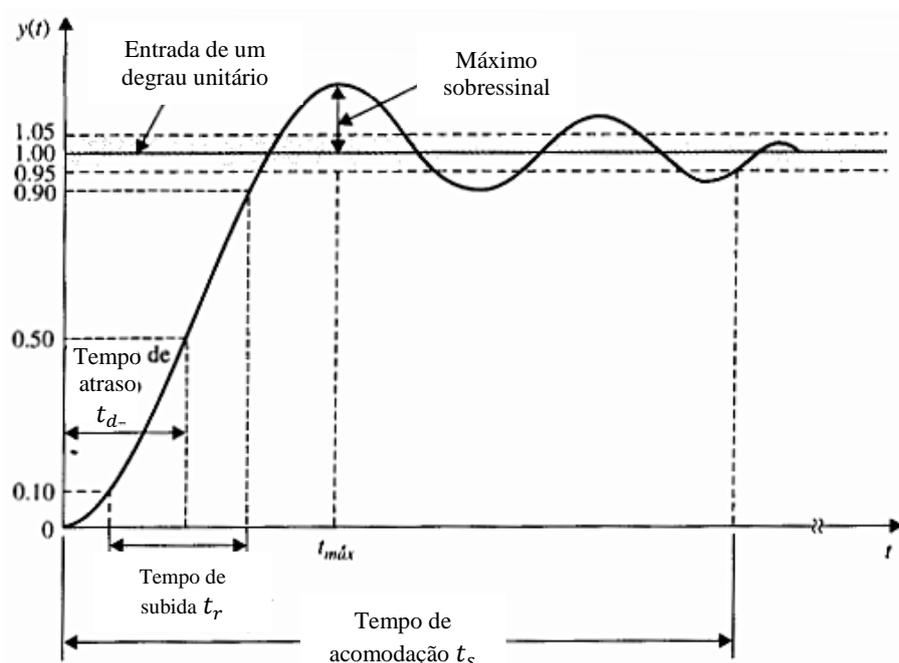


Figura 13: Resposta típica a um degrau unitário
Fonte: Adaptada de Kuo, 1996.

2.4 LÓGICA FUZZY

A principal característica da lógica *Fuzzy*, também denominada lógica nebulosa, é possibilitar a representação de informações imprecisas, por exemplo, informações qualitativas a respeito da temperatura de um local. Diferentemente da lógica clássica, que é baseada na bivalência, verdadeiro ou falso, um ou zero, a lógica *Fuzzy* se baseia na multivalência, em que são utilizados graus de verdade para representar fenômenos, similar ao funcionamento da mente humana ao lidar com problemas (SIMÕES; SHAW, 2007).

De modo a reduzir os complexos cálculos para linearizar e tornar as leis de controle mais intuitivas, a lógica *Fuzzy* foi desenvolvida por L. A. Zadeh em 1965 (VARGA; BOGDAN

2009). Esse controle não requer modelo matemático, deslocando o ponto de vista da modelagem do sistema físico para o operador humano, que vai fornecer a experiência obtida em processos e plantas industriais em controladores computadorizados através de regras heurísticas de forma a possibilitar a tomada de decisão (SIMÕES; SHAW, 2007).

Ainda de acordo com Simões e Shaw (2007), o controlador *Fuzzy* utiliza o método heurístico para descrever uma planta ou processo, que é a habilidade de possibilitar a construção de uma entrada e saída não matemática, ou seja, com informações qualitativas. Segundo Gomide, Gudwin e Tanscheit (1995), esse controle se baseia na teoria dos conjuntos *Fuzzy*, em que valores de verdade são expressos linguisticamente (verdade, muito verdade, falso, muito falso) como subconjuntos *Fuzzy* no intervalo unitário. Os mesmos autores afirmam que a implementação desse controlador pode reduzir a complexidade do projeto e possibilitar a análise de problemas anteriormente insolúveis.

O sistema do controlador *Fuzzy* permite a transformação do domínio real, com entradas precisas, para o domínio *Fuzzy* e, ao final do processo, a obtenção de saídas precisas. O controlador é composto pelos seguintes blocos: interface de codificação, também chamada fuzzyficação; base de conhecimento e lógica de tomada de decisões (regras e inferência); e interface de decodificação ou defuzzyficação (SIMÕES; SHAW, 2007), como ilustrado na Figura 14. As etapas serão melhor descritas no decorrer deste tópico.

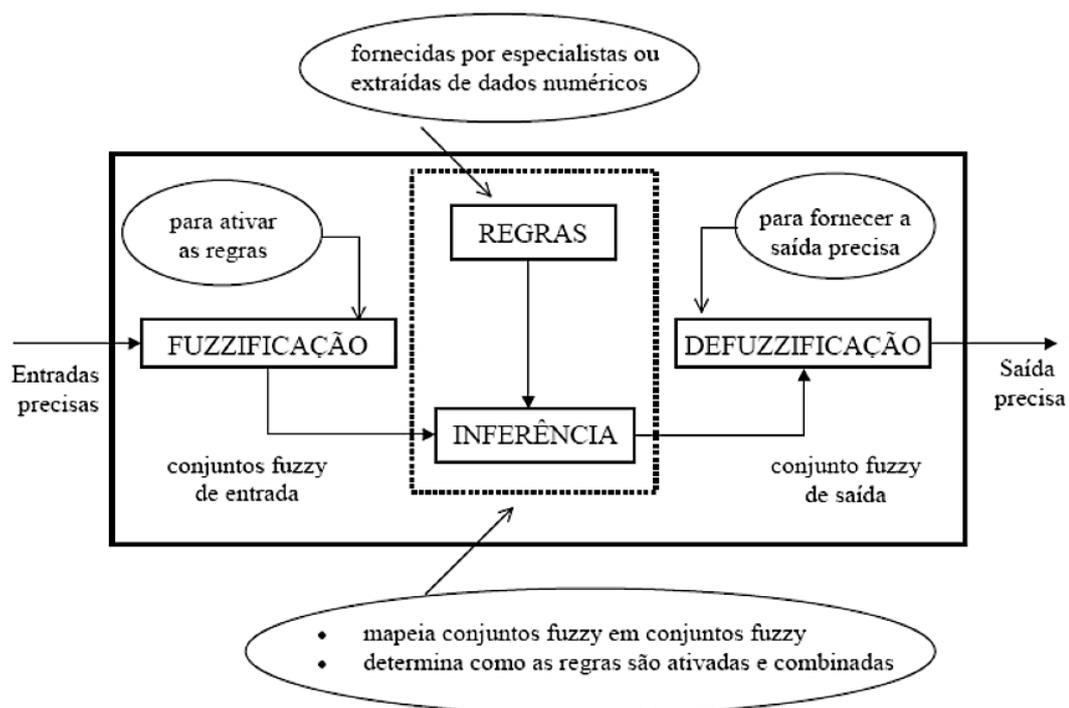


Figura 14: Blocos que compõem o controlador *Fuzzy*
Fonte: Martins, 2007.

2.4.1 Conjuntos *Fuzzy*

Na teoria clássica de conjuntos, um elemento pertence ou não a um conjunto. Neste caso, a função de pertinência μ_A assume valor 1 se um elemento pertence ao conjunto e 0 se o elemento não pertence ao conjunto, sendo descrita pela Equação 10. Nesta, X é o universo de elementos, A é um conjunto dentro de X e x é um elemento particular $\in X$ (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995; DANTAS, 2017).

$$\mu_A(x): X \rightarrow \{0,1\} \quad (10)$$

Na proposta de Zadeh (ZADEH, 1965), na teoria *Fuzzy* um elemento pode ser mais membro do que outros em um conjunto. Nesse caso, a função de pertinência pode assumir qualquer valor fracionário entre 0 e 1, sendo a completa exclusão indicada por 0 enquanto a completa pertinência pelo valor 1. Dessa forma, sendo X o universo de discurso, que é um universo de elementos contínuo ou discreto, a função de pertinência em um conjunto *Fuzzy* A é de acordo com a Equação 11, assumindo valores no intervalo $[0,1]$ (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995; DANTAS, 2017).

$$\mu_A(x): X \rightarrow [0,1] \quad (11)$$

Um conjunto *Fuzzy* A em X é, portanto, um conjunto de pares ordenados de um elemento genérico x e o valor de sua função de pertinência, como expresso na Equação 12 (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995; MARTINS, 2007).

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (12)$$

Assim como a teoria clássica de conjuntos, os conjuntos *Fuzzy* possuem algumas definições importantes. Sendo A e B dois conjuntos *Fuzzy* em um universo de elementos X , tem-se que (MARTINS, 2007; DANTAS, 2017):

- $A = \emptyset \Leftrightarrow \mu_A(x) = 0 \forall x \in X$;

Se A for composto por elementos nulos, o grau de pertinência de qualquer desses elementos será zero para todo o universo de discurso X .

- $A = B \Leftrightarrow \mu_A(x) = \mu_B(x) \forall x \in X$;

Se A e B são iguais, o grau de pertinência de x em A é igual ao de x no conjunto B para todo o universo X.

$$\bullet A \subset B \Leftrightarrow \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \forall x \in X.$$

Se A está contido em B, a pertinência dos elementos em A é menor ou igual a pertinência dos elementos em B para todo o universo X.

2.4.2 Variáveis Linguísticas

Segundo Martins (2007), as variáveis linguísticas são expressas por valores que são nomes de conjuntos *Fuzzy*. Se x for uma temperatura de um determinado processo, por exemplo, a mesma poderia ser uma variável linguística assumindo valores de baixa, alta, não alta, média, que são descritos através de conjuntos *Fuzzy*, como ilustrado na Figura 15. As variáveis linguísticas têm a função principal de fornecer uma caracterização aproximada de fenômenos complexos ou mal definidos (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995).

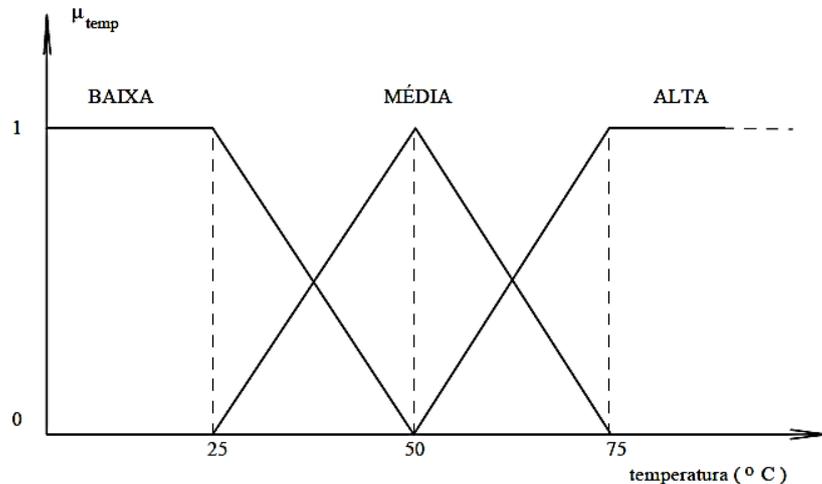


Figura 15: Variável linguística temperatura
Fonte: Gomide, Gudwin e Tanscheit, 1995.

2.4.3 Funções de Pertinência

Os conjuntos *Fuzzy* são expressos, dentro do universo de discurso (intervalo de possíveis valores reais que uma variável pode assumir), por funções de pertinência (MARTINS, 2007). De acordo com Simões e Shaw (2007), função de pertinência *Fuzzy* é uma função numérica expressa na forma gráfica ou tabulada, que confere valores de pertinência para valores discretos

de uma variável. Esta é responsável por descrever o formato e suporte dos conjuntos (MARTINS, 2007).

A quantidade e formato das funções de pertinência em um universo de discurso são escolhidos com base na experiência para determinado processo. Um número considerado prático para o controle é de 2 a 7 conjuntos. Quanto mais funções de pertinência utilizar, maior a precisão, porém acarreta no aumento da demanda computacional (SIMÕES; SHAW, 2007).

Devido a facilidade de trabalho, os formatos mais frequentes encontrados nas funções de pertinência são triângulos e trapezoides. Quando se deseja um desempenho mais suave, podem ser utilizados outros formatos, como gaussiana, sigmóide, entre outros (SIMÕES; SHAW, 2007). A Figura 16 mostra alguns formatos de funções de pertinência que pode-se adotar.

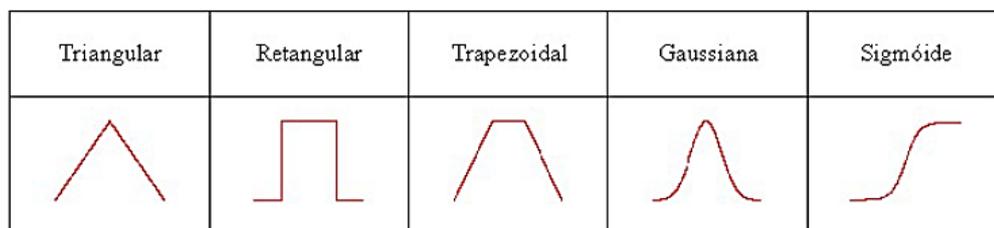


Figura 16: Formatos de funções de pertinência
Fonte: Tourino, 2000.

É possível variar, para o mesmo universo de discurso, os formatos das funções de pertinência, espaçamento, simetria e distribuição. Pode-se adotar perto do ponto central de equilíbrio funções mais densas e um ajuste mais grosseiro nas regiões mais afastadas. Além disso, os conjuntos podem ser superpostos, o que afetará a precisão. É indicado, através de embasamento experimental, uma superposição mínima de 25% e máxima de 75%, sendo 50% adequado para testes iniciais (SIMÕES; SHAW, 2007). A forma dos conjuntos *Fuzzy* afetará o resultado final do sistema diretamente, através das regras de inferência e ajustes (GOMIDE; GUDWIN; TANSCHKEIT, 1995).

Através de sensores ou dispositivos similares, são obtidos os valores absolutos, reais, das variáveis de entrada. Em seguida, a interface de codificação utiliza das funções de pertinência para converter os sinais de entrada em um intervalo $[0,1]$ dentro do universo de discurso da variável em questão, associando a entrada a variáveis linguísticas (SIMÕES; SHAW, 2007).

2.4.4 Procedimentos de inferência

Como foi dito anteriormente, ao se utilizar a lógica *Fuzzy*, ocorre o deslocamento do ponto de vista da modelagem do sistema físico para o operador humano, que irá fornecer a base do conhecimento, modelo do sistema a ser controlado, através de sua experiência com o processo (SIMÕES; SHAW, 2007).

Com isso, serão levantadas as regras, em geral, linguísticas, que irão caracterizar o objetivo e a estratégia do controle (SIMÕES; SHAW, 2007). As regras estabelecidas constituem o núcleo do sistema de inferência, onde através delas são analisadas todas as ações que o sistema pode tomar (MARTINS, 2007).

De acordo com Simões e Shaw (2007), o sistema *Fuzzy* raciocina com conjuntos linguísticos, através da associação *Fuzzy* ou regra *Fuzzy*, relacionando condições e consequências da forma: SE <condições> ENTÃO <consequência>. Dessa forma, transforma grandezas de entrada em saída utilizando técnicas heurísticas.

A escolha do método para combinar conjuntos associados às variáveis do sistema e dessa forma criar regras tem grande importância na estrutura do controlador (MARTINS, 2007). Um dos principais métodos para combinar os conjuntos é o modelo de Mamdani, utilizado nesse trabalho. Este, também denominado modelo linguístico ou máximo-mínimo, é formado por regras que combinam entradas para gerar uma saída. Isso pode ser feito através da agregação ou composição.

Segundo Simões e Shaw (2007), as entradas são combinadas usando o operador mínimo relativo ao conectivo E de acordo com as regras de intersecção *Fuzzy*, mecanismo também chamado de agregação. Ou seja, ao cruzar as informações das regras, obtém-se o menor valor como saída. Essas operações estão ilustradas na Figura 17.

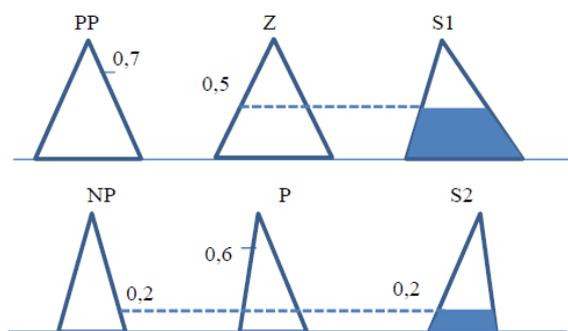


Figura 17: Operador mínimo

Fonte: Dantas, 2017.

Utilizando o conectivo OU, de acordo com as regras de união *Fuzzy*, as entradas são combinadas usando o operador máximo, operação também denominada composição (SIMÕES; SHAW, 2007). Esse operador gera a área comum aos dois conjuntos *Fuzzy*, como exposto na Figura 18.

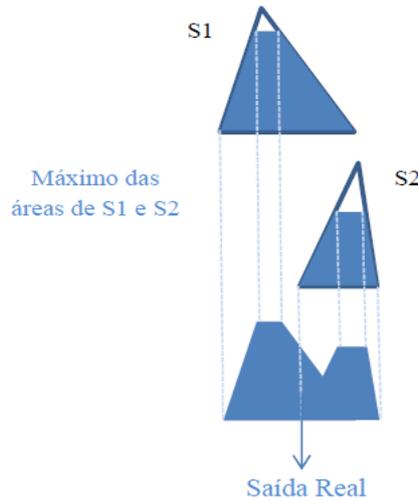


Figura 18: Operador máximo
Fonte: Dantas, 2017.

2.4.5 Interface de decodificação

O processo de decodificação, também chamado defuzzyficação, consiste na interpretação do conjunto de saída gerado pela combinação das regras *Fuzzy* na etapa de inferência (MARTINS, 2007). Ou seja, os dados de saída do universo *Fuzzy* são convertidos em valores discretos (SIMÕES; SHAW, 2007). É possível realizar esse processo com diferentes métodos. Nesse trabalho foi utilizado o método centroide, ou centro de massa.

Utilizando o método de centro de massa para decodificação, o centro de gravidade é extraído do conjunto, o que, às vezes, demanda certo esforço computacional. O centroide é o ponto que divide a área da figura em duas partes iguais (SIMÕES; SHAW, 2007). Para sistemas contínuos o cálculo é realizado de acordo com a Equação 13 e para sistemas discretos Equação 14 (MARTINS, 2007).

$$y_c = \frac{\int y \mu_B(y) dy}{\int \mu_B(y) dy} \quad (13)$$

$$y_c = \frac{\sum y_i \mu_B(y_i)}{\sum \mu_B(y_i)} \quad (14)$$

Onde μ_B é a área da função de pertinência obtida da inferência e y_i é a posição do centroide da figura individual. É realizado o somatório para todas figuras que contribuem para a figura obtida na saída.

Neste capítulo foi realizado um levantamento sobre a aplicação da automação no setor petroquímico e como o quadricóptero pode atuar nesse sentido, realizando inspeção e monitoramento de instalações para detectar necessidade de manutenção e situações de perigo. Além disso, foram expostas técnicas de controle comumente usadas em quadricópteros, dando foco ao controle PID e lógica *Fuzzy*, técnicas utilizadas neste trabalho. No capítulo 3 será desenvolvida a modelagem dinâmica do quadricóptero e motores para permitir o desenvolvimento e teste dos controladores e posteriormente a implementação em um protótipo.

3 MODELAGEM DINÂMICA

Para que o quadricóptero possa realizar o voo de forma autônoma, é necessária a ação de um controlador projetado através de um modelo matemático correspondente ao sistema físico (BRANDÃO, 2013). Esse modelo consiste em uma representação aproximada do comportamento real do veículo a ser controlado.

A modelagem dinâmica pode ser dividida em algumas etapas, de acordo com Souza e Pinheiro (2008), a saber, a modelagem matemática, onde serão descritas as equações físicas que governam o comportamento aproximado do veículo; a determinação das características dinâmicas através da observação e do levantamento de dados; e a análise da resposta do sistema a uma entrada.

Neste capítulo foram descritas a dinâmica do sistema e a modelagem matemática, necessárias para o controle de altitude do quadricóptero e de velocidade dos motores. Com a realização da modelagem dinâmica, é possível encontrar e utilizar a função de transferência para o projeto do controlador.

3.1 DINÂMICA DO SISTEMA

O movimento do quadricóptero é possível através de quatro rotores disponíveis em cada extremidade do *frame* (estrutura). Estes são compostos por quatro motores, que permitem o movimento com a variação de suas velocidades angulares, e dois pares de hélices. De forma a eliminar os efeitos dos torques gerados, um par de hélice gira no sentido horário e o outro no sentido anti-horário. Isso permite que o veículo fique em equilíbrio em uma posição quando todos os motores tiverem a mesma velocidade angular (SÁ, 2012).

A Figura 19 ilustra como os movimentos do quadricóptero resultam da variação das velocidades angulares. Ao manter constantes e iguais as velocidades dos motores 2 e 4 e aumentando a velocidade do motor 3 em relação ao motor 1, ocorre a movimentação para frente (Figura 19-a). Caso a velocidade do motor 1 seja maior que a do 3, mantendo os motores 2 e 4 da mesma forma que a anterior, o quadricóptero movimenta-se para trás (Figura 19-b). Quando mantem-se constantes e iguais entre si as velocidades dos motores 1 e 3, e variando a velocidade do motor 2 em relação ao 4, tem-se o movimento para direita (Figura 19-c) ou para esquerda (Figura 19-d), sendo o movimento contrário ao motor com maior velocidade.

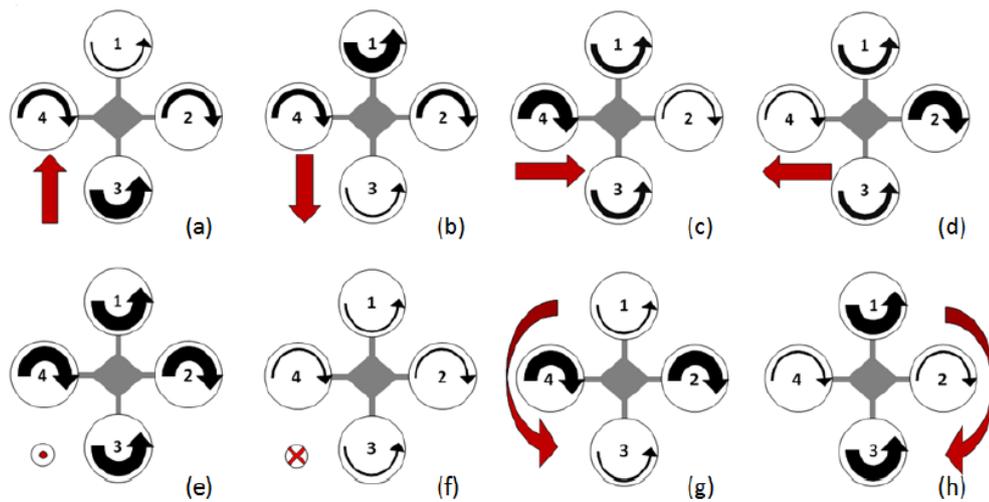


Figura 19: Movimentos do Quadricóptero
 Fonte: Sá, 2012.

O movimento de subida (Figura 19-e) ou descida (Figura 19-f) é obtido com o aumento ou diminuição, respectivamente, das velocidades angulares de todos os motores simultaneamente. Variando a velocidade dos motores opostos 2 e 4, e mantendo com menor velocidade os demais, será produzido um torque em torno do eixo fazendo com que o quadricóptero gire em sentido anti-horário (Figura 19-h). Fazendo o mesmo com os motores 1 e 3, resultará em um giro no sentido horário (Figura 19-g).

Durante os movimentos anteriormente mencionados, referentes ao eixo x, y e z, o quadricóptero realiza também movimento em torno do eixo x, chamado de rolagem ou *roll* e representado por ϕ ; movimento em torno do eixo y, conhecido por arfagem ou *pitch* e representado por θ ; e em torno do eixo z, representado por ψ e denominado guinada ou *yaw*. Na Figura 20 está ilustrado como ocorre os movimentos de *roll*, *pitch* e *yaw*, além da altitude. Os ângulos ϕ , θ e ψ são denominados por ângulos de Euler.

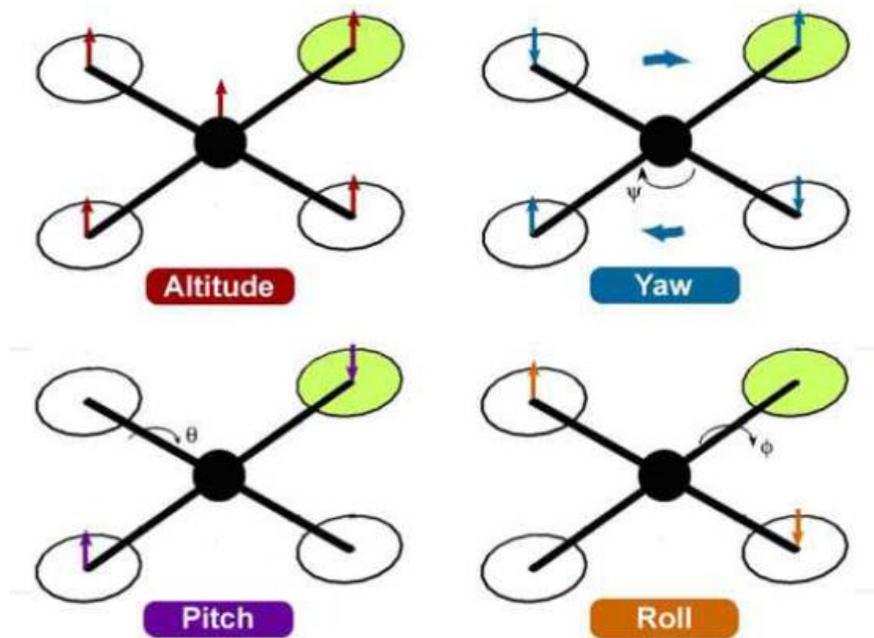


Figura 20: Movimentos de altitude, *roll*, *pitch* e *yaw*.
 Fonte: Raza e Gueieb, 2010.

Para análise desses movimentos, é necessária a utilização de um modelo matemático associado a um sistema de coordenadas, descritos na seção 3.2.

3.2 MODELO MATEMÁTICO

Quando o quadricóptero está em movimento, está sujeito à forças externas, o que permite sua modelagem como um corpo rígido no espaço tridimensional. Para realizar essa análise, existem duas abordagens que podem ser utilizadas, no caso, as equações de Newton-Euler, com sistema de coordenadas estabelecido no centro de massa do corpo, e as equações de Euler-Lagrange, com sistema de coordenadas estabelecido com relação a um referencial inercial. O primeiro relaciona diretamente o vetor de estado com as entradas de controle, através de uma função não linear dependente do tempo. O segundo trabalha com um vetor de coordenadas generalizadas, relacionando matriz de inércia, de forças centrípetas e de Coriolis, vetor de fricção, vetor de forças gravitacionais, vetor contendo os sinais de controle aplicado ao veículo e vetor de distúrbios. Ambas as abordagens levam ao mesmo resultado e é possível, através de manipulações matemáticas, passar de uma representação a outra (BRANDÃO, 2013; BRANDÃO et al., 2012).

Neste trabalho foi utilizada a análise da dinâmica do quadricóptero com base na abordagem de Newton-Euler por ser mais geral e envolver uma maior quantidade de tarefas de voo utilizando uma mesma estrutura de controle (BRANDÃO, 2013).

Para a análise dinâmica, é preciso utilizar diferentes sistemas de coordenadas de forma a atender as diferentes necessidades da análise. Por exemplo, relacionar as equações de movimento, que tem referencial fixo ao corpo, com as informações de sensores com leituras inerciais, para identificação de posição e trajetória.

3.3 SISTEMAS DE COORDENADAS

Para a análise dinâmica, é preciso utilizar diferentes sistemas de coordenadas, o que permite identificar o estado do quadricóptero nos seis graus de liberdade – 6DoF (*Degrees of Freedom*). Dessa forma, três principais sistemas de referência são adotados, como ilustrado na Figura 20 (RAZA, GUEIAEB, 2010; ALVES, 2012):

- Referencial inercial, $F_i = (\vec{x}_i, \vec{y}_i, \vec{z}_i)$, em que o sistema de coordenadas é fixo a Terra com origem localizada em uma estação base. Foi convençãoado que o eixo x aponta para o norte, o y para o leste e o z para o centro da Terra.
- Referencial fixo ao corpo, $F_b = (\vec{x}_b, \vec{y}_b, \vec{z}_b)$, com origem no centro de gravidade do quadricóptero e eixos alinhados com a estrutura, de forma que o eixo x está no braço do motor da frente, o eixo y no braço direito e o eixo z é resultado do produto vetorial dos eixos x e y.
- Referencial do veículo, $F_v = (\vec{x}_v, \vec{y}_v, \vec{z}_v)$, que é um referencial inercial com origem no centro de gravidade do quadricóptero. Esse sistema possui duas variações: F_ϕ , quando o referencial do veículo é rotacionado no eixo z por um ângulo ψ , e demais eixos alinhados com \vec{x}_b e \vec{y}_b ; F_θ , quando o referencial do veículo F_ϕ é rotacionado no eixo y por um ângulo θ , com os demais eixos alinhados com \vec{x}_b e \vec{z}_b .

A utilização de sistemas diferentes é para atender as diferentes necessidades da análise. Por exemplo, as equações de movimento de Newton são dadas com relação a um referencial do veículo, as forças e momentos atuando no corpo requer uma referência no centro de gravidade do corpo, e a posição e trajetórias são determinadas com base em um referencial inercial (RAZA, GUEIAEB, 2010). Na Figura 21 pode-se observar os principais sistemas de coordenadas utilizados.

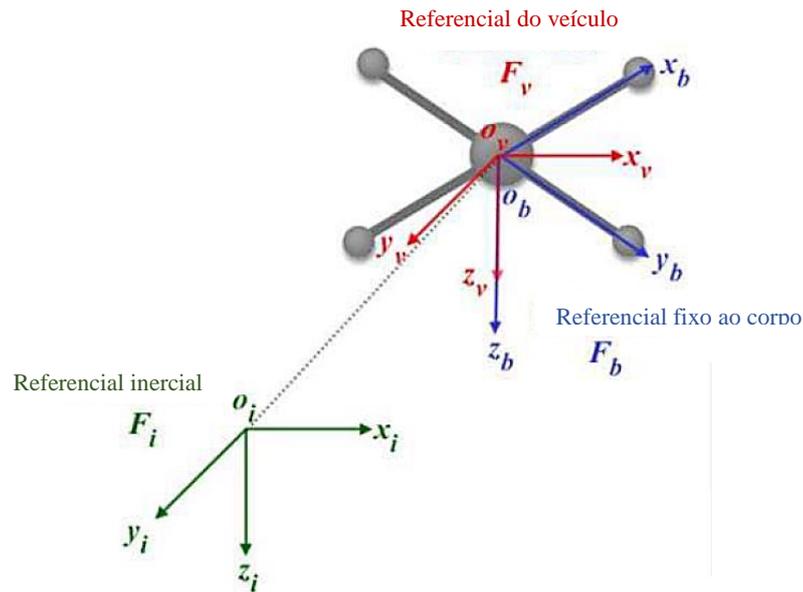


Figura 21: Sistemas de coordenadas inercial, fixo ao corpo e do veículo
 Fonte: Adaptada de Raza e Gueieb, 2010.

O sistema de coordenadas do quadricóptero pode, ainda, variar de acordo com a configuração do quadricóptero. Na configuração “+” os eixos são alinhados com a estrutura, enquanto que na configuração “X”, o plano x-y é rotacionado em 45°, resultando em eixos entre motores, como observado na Figura 22. Esse trabalho utiliza a configuração “+” ou em cruz.

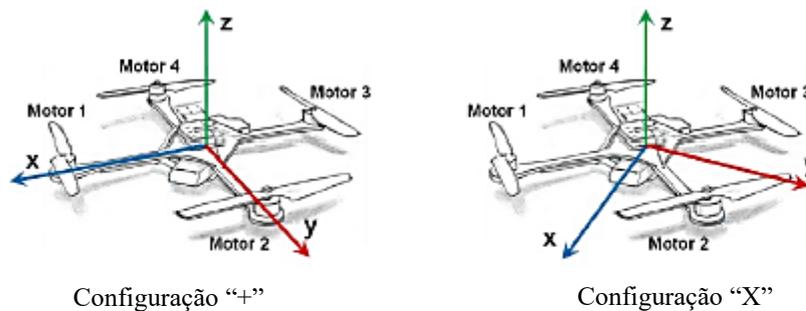


Figura 22: Configuração “+” e “X”.
 Fonte: Adaptada de Pounds, 2007.

Para transformar um sistema de coordenadas em outro pode-se utilizar translação e rotação de matrizes. A transformação através de rotação é descrita a seguir.

3.4 ROTAÇÃO DE SISTEMA DE COORDENADAS

Os vetores do sistema de coordenadas fixo ao corpo, F_b , são projetados no sistema de coordenadas inercial, F_v , para os ângulos de inclinação (ψ, θ, ϕ) através da matriz de rotação R_b^v ,

definida, segundo Sá (2012), como a Equação 15. Dessa forma, a matriz de rotação relaciona a rotação dos ângulos em torno dos eixos.

$$R_b^v = R(\psi, z)R(\theta, y)R(\phi, x) \quad (15)$$

Substituindo as matrizes de Euler, resulta na Equação 16, e realizando a multiplicação obtém-se a Equação 17.

$$R_b^v = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\text{sen}\psi & 0 \\ \text{sen}\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \text{sen}\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\text{sen}\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & -\text{sen}\phi \\ 0 & \text{sen}\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$R_b^v = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\psi\text{sen}\theta\text{sen}\phi + \text{sen}\psi\cos\phi & \cos\psi\text{sen}\theta\cos\phi + \text{sen}\psi\text{sen}\theta \\ \cos\theta\text{sen}\psi & \text{sen}\psi\text{sen}\theta\text{sen}\phi + \cos\psi\cos\phi & \text{sen}\psi\text{sen}\theta\cos\phi - \text{sen}\phi\cos\psi \\ -\text{sen}\theta & \cos\theta\text{sen}\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad (17)$$

Pode-se relacionar os ângulos de Euler com as equações de estado, referentes a posição, velocidade e aceleração do quadricóptero. Para isso, é feita a análise da cinemática, examinando o movimento do quadricóptero, e da dinâmica, verificando as forças que provocam o movimento.

3.5 CINEMÁTICA DO QUADRICÓPTERO

A análise cinemática assume que o quadricóptero é um corpo rígido. Algumas variáveis de estado estão ilustradas na Figura 23 (RAZA, GUEIAEB, 2010; ALVES, 2012).

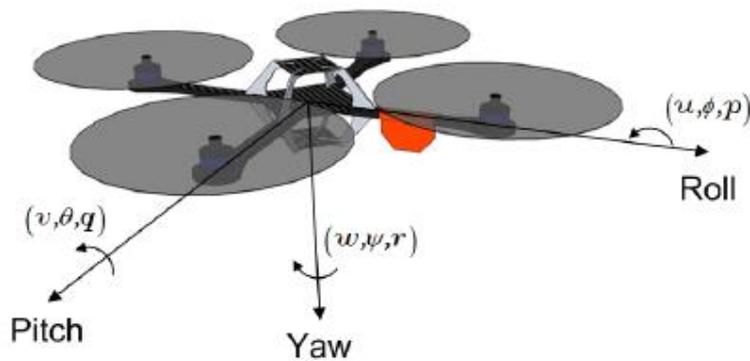


Figura 23: Definição dos eixos e variáveis de estado
Fonte: Alves, 2012.

Onde:

u = Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo x em F_b .

v = Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo y em F_b .

w = Velocidade do quadricóptero ao longo do eixo z em F_b .

ϕ = Ângulo de rolagem (*roll*) definido em relação a F_θ .

θ = Ângulo de arfagem (*pitch*) definido em relação a F_ϕ .

ψ = Ângulo de guinada (*yaw*) definido em relação a F_v .

p = taxa de rolagem ao longo de x em F_b .

q = taxa de arfagem ao longo de y em F_b .

r = taxa de guinada ao longo de z em F_b .

Além dessas, outras variáveis de estado relacionadas são:

p_n = Posição inercial (norte) do quadricóptero ao longo de x em F_i .

p_e = Posição inercial (leste) do quadricóptero ao longo de y em F_i .

h = Altitude do quadricóptero medida ao longo do eixo -z em F_i .

As equações de movimento são mais facilmente representadas utilizando o sistema de coordenadas fixo ao corpo, devido ao fato que alguns sensores, as forças e os torques estarem relacionados com esse referencial (SURESHKUMAR et al. 2013). É necessário realizar a transformação do sistema de coordenadas para relacionar a posição com a velocidade em um sistema de referência comum. Isso é feito através da derivada expressa na Equação 18.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} p_n \\ p_e \\ -h \end{pmatrix} = R_b^v \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} = (R_b^v)^T \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} \quad (18)$$

Substituindo nessa equação a Equação 17, a Equação 19 é obtida.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} p_n \\ p_e \\ -h \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\psi\sin\theta\sin\phi + \sin\psi\cos\phi & \cos\psi\sin\theta\cos\phi + \sin\psi\sin\theta \\ \cos\theta\sin\psi & \sin\psi\sin\theta\sin\phi + \cos\psi\cos\phi & \sin\psi\sin\theta\cos\phi - \sin\phi\cos\psi \\ -\sin\theta & \cos\theta\sin\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} \quad (19)$$

O mesmo deve ser feito para relacionar os ângulos ϕ , θ e ψ e as velocidades angulares p , q e r . Usando matrizes de rotação para transformar os sistemas de coordenadas no fixo ao corpo F_b , obtém-se a Equação 20.

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \text{sen}\phi\tan\theta & \text{cos}\phi\tan\theta \\ 1 & \text{cos}\phi & -\text{sen}\phi \\ 0 & \text{sen}\phi\text{sec}\theta & \text{cos}\phi\text{sec}\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \\ r \end{pmatrix} \quad (20)$$

Onde $\dot{\phi}$, $\dot{\theta}$ e $\dot{\psi}$ são as taxas de rolagem, arfagem e guinada com relação ao referencial do veículo. As Equações 18 e 20 representam as equações de movimento do quadricóptero (RAZA, GUEIAEB, 2010; ALVES, 2012).

3.6 DINÂMICA DO QUADRICÓPTERO

Conforme mencionado anteriormente, a descrição da dinâmica do quadricóptero foi baseada nas Equações de Newton-Euler, adotando as premissas de que a estrutura do quadricóptero é um corpo rígido e simétrica, o centro de gravidade do quadricóptero coincide com o centro da estrutura rígida, os motores são idênticos e que o arrasto e o empuxo aerodinâmico são proporcionais ao quadrado da velocidade de rotação dos motores (SÁ, 2012; RAZA, GUEIAEB, 2010).

A Segunda Lei de Newton aplicada ao movimento translacional, com relação ao referencial inercial é de acordo com a Equação 21.

$$m \frac{dv}{dt} = f \quad (21)$$

Onde m é a massa do quadricóptero, v sua velocidade e f a força aplicada. É preciso defini-la com referencial fixo ao corpo. De acordo com a Equação de Coriolis, tem-se a Equação 22.

$$m \frac{dv}{dt_i} = m \left(\frac{dv}{dt_b} + \omega_{b/i} \times v \right) = f \quad (22)$$

Onde $\omega_{b/i}$ é a velocidade angular do referencial do corpo em relação ao inercial. Quando a força é calculada e aplicada nas coordenadas do corpo, assim como a velocidade angular, então a partir da Equação 22, essas coordenadas podem ser expressas pela Equação 23 (SURESHKUMAR et al. 2013).

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \frac{1}{m} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} rv - qw \\ pw - ru \\ qu - pv \end{bmatrix} \quad (23)$$

A Segunda Lei de Newton para o movimento de rotação é expressa pela Equação 24.

$$\frac{dh^b}{dt_i} = \tau \quad (24)$$

Onde h^b é o momento angular com relação ao sistema de coordenadas do corpo e τ o torque aplicado. Procedendo da mesma forma que o movimento translacional e utilizando a Equação de Coriolis, a Equação 25 é obtida.

$$\frac{dh}{dt_i} = \frac{dh}{dt_b} + \omega_{b/i} \times h = \tau \quad (25)$$

O momento angular com referência ao corpo equivale ao produto da matriz de inércia J e $\omega_{b/i}$. Tendo em vista a simetria do quadricóptero nos três eixos, a matriz de inércia se torna simétrica e definida de acordo com a Equação 26.

$$J = \begin{bmatrix} J_x & 0 & 0 \\ 0 & J_y & 0 \\ 0 & 0 & J_z \end{bmatrix} \quad (26)$$

Substituindo esses termos na Equação 25, o resultado é a matriz de aceleração angular (Equação 27). Os termos τ_ϕ , τ_θ e τ_ψ são os torques de rolagem, arfagem e guinada, definidos no tópico a seguir.

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{J_y - J_z}{J_x} qr \\ \frac{J_z - J_x}{J_y} pr \\ \frac{J_x - J_y}{J_z} pq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_x} \tau_\phi \\ \frac{1}{J_y} \tau_\theta \\ \frac{1}{J_z} \tau_\psi \end{bmatrix} \quad (27)$$

Para determinar os momentos de inércia do quadricóptero, considera-o como uma esfera maciça no centro com massa M e raio R , e massas pontuais m_m

de raio r_m localizadas a uma distância ℓ a partir do centro, representando os motores (ALVES, 2012).

3.7 FORÇAS AERODINÂMICAS E TORQUES

A dinâmica dos motores está relacionada com as forças e os torques atuando no quadricóptero, representados na Figura 24. Essas forças incluem a de sustentação gerada por cada motor e a gravitacional. Os momentos são os torques gerados produzindo a rolagem, arfagem e guinada (ALVES, 2012; RAZA, GUEIAEB, 2010).

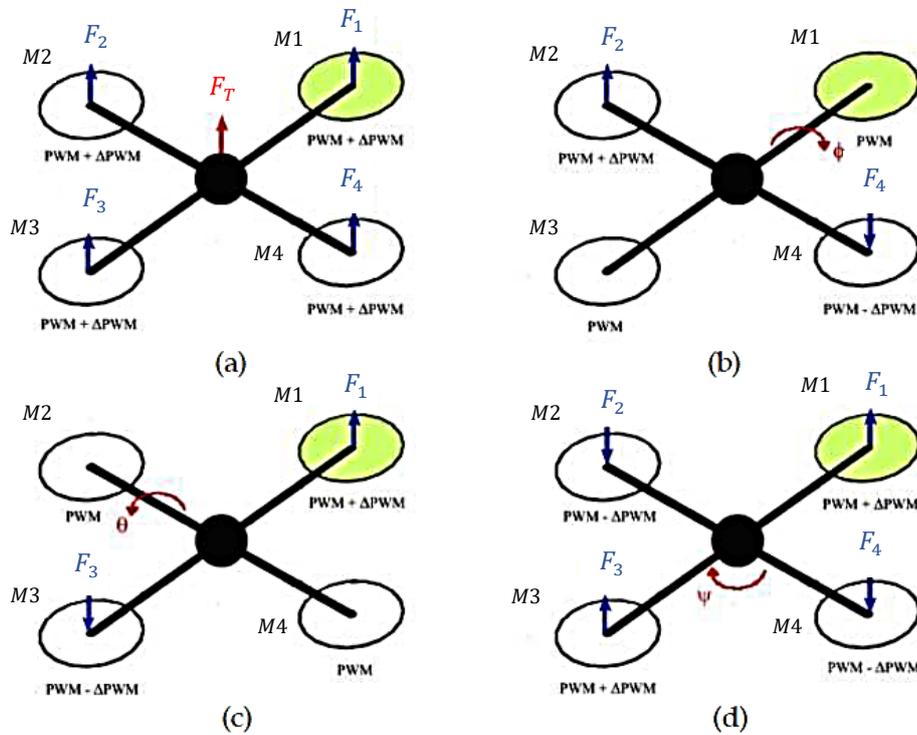


Figura 24: Forças e momentos atuando no quadricóptero: a) força do quadricóptero; b) torque de rolagem; c) torque de arfagem; d) torque de guinada
Fonte: Adaptada de Raza e Gueiaeb (2010).

A força total de sustentação F_T tem sentido para cima e é a soma das forças produzidas por cada motor, sendo obtida pela Equação 28 e representada pela Figura 23-a.

$$F_T = F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \quad (28)$$

O torque de rolagem é produzido com a diferença de aceleração entre os motores 2 e 4. Isso é expresso pela Equação 29 e ilustrado na Figura 23-b.

$$\tau_\phi = l(F_2 - F_4) \quad (29)$$

Onde l é a distância entre o centro do quadricóptero e o centro da hélice.

Para produzir o torque de arfagem, altera-se a aceleração do motor 1 em relação ao motor 3, ou vice-versa. A Equação 30 exprime esse torque e o mesmo é representado na Figura 23-c.

$$\tau_\theta = l(F_1 - F_3) \quad (30)$$

O torque de guinada é resultado de todos os torques gerados por cada rotor, levando em conta que dois deles giram no sentido horário e dois no sentido anti-horário. Um desbalanço nesses dois pares provoca o torque de guinada fazendo que o quadricóptero gire em torno do eixo z. Para determiná-lo, utiliza-se a Equação 31 e ele está ilustrado na Figura 23-d.

$$\tau_\psi = \tau_2 + \tau_4 - \tau_1 - \tau_3 \quad (31)$$

O empuxo, responsável pelo movimento no eixo z, e o arrasto, correspondente as forças horizontais que agem no rotor, estão relacionadas ao quadrado da velocidade angular, premissa estabelecida anteriormente, através de uma constante. Além disso, considera-se que a velocidade angular é diretamente proporcional ao sinal PWM (*Pulse-Width Modulation*, ou seja, Modulação por Largura de Pulso) enviado ao motor. Dessa forma, são estabelecidas as Equações 32, 33 e 34.

$$F_* = K_i \delta_* \quad (32)$$

$$\tau_* = K_\tau \delta_* \quad (33)$$

$$F_T = \sum_{i=1}^4 K_i \delta_i = \sum_{i=1}^4 K_i \omega_i^2 \quad (34)$$

Onde K_i e K_τ são constantes determinadas experimentalmente, correspondentes ao fator de empuxo do motor e coeficiente de torque, respectivamente, δ_* é o sinal PWM enviado ao motor e * representa os motores 1, 2, 3 e 4.

As forças externas incluem a força gravitacional, que só tem componente em z inercial, e a resultante de forças F. Porém, a força gravitacional necessita ser transformada do sistema

de referencial inercial para aquele fixo ao corpo. Dessa forma, a força resultante externa é expressa como a Equação 35.

$$F_{ext} = R_v^b \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -F_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -mg \operatorname{sen} \theta \\ mg \cos \theta \operatorname{sen} \phi \\ mg \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -F_T \end{bmatrix} \quad (35)$$

Incluindo as forças e torques, a Equação 23 se torna a Equação 36.

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} rv - qw \\ pw - ru \\ qu - pv \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -g \operatorname{sen} \theta \\ g \cos \theta \operatorname{sen} \phi \\ g \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -F_T \end{bmatrix} \quad (36)$$

As equações de estado, então, consistem nas Equações 19, 20, 27 e 36 (ALVES, 2012; RAZA, GUEIAEB, 2010; SÁ, 2012; SURESHKUMAR et al. 2013). Porém, algumas simplificações são consideradas para o cálculo dos controladores (ALVES, 2012). Inicialmente, assumindo que ψ seja zero, a Equação 19 resulta na Equação 37.

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_n \\ \dot{p}_e \\ -\dot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi & \operatorname{sen} \theta \cos \phi \\ 0 & \cos \phi & -\operatorname{sen} \phi \\ -\operatorname{sen} \theta & \cos \theta \operatorname{sen} \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (37)$$

Considerando que os ângulos ϕ e θ são pequenos, a Equação 20 simplificada é expressa na Equação 38.

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p \\ q \\ r \end{pmatrix} \quad (38)$$

Assumindo que os termos da Coriolis são pequenos (qr , pr e pq), a Equação 27 é simplificada para a Equação 39.

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_x} \tau_\phi \\ \frac{1}{J_y} \tau_\theta \\ \frac{1}{J_z} \tau_\psi \end{bmatrix} \quad (39)$$

Combinando as Equações 38 e 39, resulta na Equação 40.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\phi} \\ \ddot{\theta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_x} \tau_\phi \\ \frac{1}{J_y} \tau_\theta \\ \frac{1}{J_z} \tau_\psi \end{bmatrix} \quad (40)$$

Diferenciando e desprezando a derivada da matriz de rotação na Equação 37, obtém-se a Equação 41.

$$\begin{bmatrix} \ddot{p}_n \\ \ddot{p}_e \\ -\ddot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta\text{sen}\phi & \text{sen}\theta\text{cos}\phi \\ 0 & \text{cos}\phi & -\text{sen}\phi \\ -\text{sen}\theta & \text{cos}\theta\text{sen}\phi & \text{cos}\theta\text{cos}\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{v} \\ \dot{w} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Desprezando os termos de Coriolis, e combinando a Equação 36 com a 41, resulta na Equação 42.

$$\begin{bmatrix} \ddot{p}_n \\ \ddot{p}_e \\ \ddot{h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\text{sen}\theta\text{cos}\phi \\ \text{sen}\phi \\ -\text{cos}\theta\text{cos}\phi \end{bmatrix} \frac{F_T}{m} \quad (42)$$

Dessa forma, o modelo simplificado do quadricóptero é expresso pelas Equações 43, 44, 45, 46, 47 e 48 (ALVES, 2012).

$$\ddot{p}_n = -\text{sen}\theta\text{cos}\phi \frac{F_T}{m} \quad (43)$$

$$\ddot{p}_e = \text{sen}\phi \frac{F_T}{m} \quad (44)$$

$$\ddot{h} = g - \text{cos}\theta\text{cos}\phi \frac{F_T}{m} \quad (45)$$

$$\ddot{\phi} = \frac{1}{J_x} \tau_\phi \quad (46)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J_y} \tau_\theta \quad (47)$$

$$\ddot{\psi} = \frac{1}{J_z} \tau_\psi \quad (48)$$

3.8 CONTROLE DE ALTITUDE

De posse das equações que governam o estado do quadricóptero, pode-se agora utilizá-las para desenvolver o controlador adequado. Considerando que o quadricóptero ao pairar deve ter seus ângulos ϕ e θ nulos, a Equação 45 pode ser escrita como a Equação 49, que representa a equação de movimento para controlar a altitude (ou altura) do quadricóptero no eixo z .

$$\ddot{h} = -g + \frac{F_T}{m} \quad (49)$$

No domínio da frequência, o modelo é representado pela Equação 50 (VILAS BOAS, VILAS BOAS E HONÓRIO, 2013).

$$H(s) = -\frac{g}{s^2} + \frac{1}{ms^2} F_T(s) \quad (50)$$

Portanto, entrando com o valor da força de empuxo total obtida pelo trabalho dos quatro motores, o resultado é a altura obtida com essa força de empuxo. Combinando a Equação 50 com a 34, considerando que as forças desenvolvidas por cada motor são iguais, resulta na Equação 51.

$$H(s) = -\frac{g}{s^2} + \frac{K_i}{ms^2} \delta(s) \quad (51)$$

Onde m é a massa do quadricóptero e K_i o fator de empuxo dos motores, que dependem das características do quadricóptero em estudo.

A modelagem matemática do sensor de altitude, barométrico ou ultrassônico, é representado pela Equação 52 no domínio do tempo (SILVA, 2015).

$$z_m(t) = K_s z_r(t) \quad (52)$$

Onde K_s é a constante do sensor de altitude, $z_m(t)$ a altura medida no domínio do tempo e $z_r(t)$ a altura real no domínio do tempo. No domínio da frequência a dinâmica do sensor de altitude é representada pela Equação 53 e a função de transferência pela Equação 54 (SILVA, 2015).

$$Z_m(s) = K_s Z_r(s) \quad (53)$$

$$\frac{Z_m(s)}{Z_r(s)} = K_s \quad (54)$$

Onde $Z_m(s)$ é a altura medida no domínio da frequência e $Z_r(s)$ a altura real no domínio da frequência.

3.9 CONTROLE DE VELOCIDADE DOS MOTORES

Da mesma forma, foi obtida a modelagem matemática referente ao sistema de propulsão que inclui motores, ESC (*Electronic Speed Controller*), hélices e o tacômetro de medição de velocidade angular, descrito das seções 3.9.1 a 3.9.4.

3.9.1 Motor BLDC

O movimento do quadricóptero é possível devido à quatro motores BLDC, *Brushless Direct Current*, ou motores de corrente contínua sem escovas. A modelagem matemática destes foi baseada em Basam e Kumar (2010), Dorf e Bishop (2011), D'Avila et al. (2011), INPE (2015) e Silva (2015). Para sua realização, a modelagem foi dividida em subsistema elétrico e mecânico.

3.9.1.1 Subsistema Elétrico

O controlador eletrônico de velocidade, ou ESC (*Electronic Speed Controller*), é responsável pelo acionamento do motor BLDC consistindo em um chaveamento eletrônico, esquematizado na Figura 25. Quando o rotor, com posição localizada por sensores Hall, se encontra como na Figura 25, o controlador deverá chavear a fase 1. A corrente deve percorrer esta fase de acordo com o sentido mostrado. Estão fechadas as chaves 1 e 5, e a corrente segue pelas fases 1 e 2. O motor tem rotação anti-horária. Para uma volta completa, o acionamento das chaves é dado na seguinte sequência: 1-5, 1-6, 2-6, 2-4, 3-4, 3-5 (D'AVILA et al., 2011).

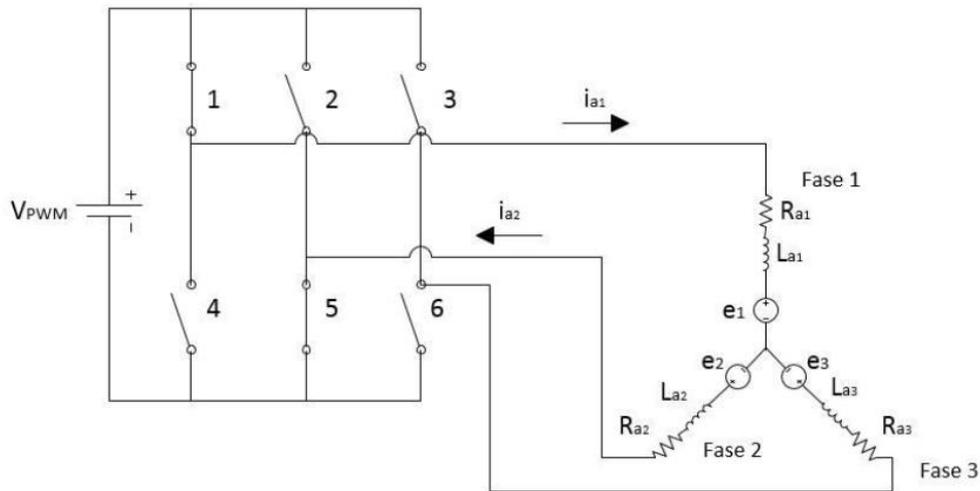


Figura 25: Esquema do sistema de chaveamento do motor BLDC
Fonte: Silva, 2015.

Cada estator pode ser modelado matematicamente como segue nas Equações 55, 56 e 57 (BASAM e KUMAR, 2010).

$$V_{a1} - V_n = R_{a1}i_{a1} + L_{a1} \frac{di_{a1}}{dt} + e_1 \quad (55)$$

$$V_{a2} - V_n = R_{a2}i_{a2} + L_{a2} \frac{di_{a2}}{dt} + e_2 \quad (56)$$

$$V_{a3} - V_n = R_{a3}i_{a3} + L_{a3} \frac{di_{a3}}{dt} + e_3 \quad (57)$$

Onde V_{a1} , V_{a2} e V_{a3} é a tensão da fase 1, 2 e 3, respectivamente, V_n a tensão no ponto estrela (neutro), R_{a1} resistência da fase 1, R_{a2} resistência da fase 2, R_{a3} resistência da fase 3,

i_{a1} corrente fluindo pela fase 1, i_{a2} corrente fluindo pela fase 2, i_{a3} corrente fluindo pela fase 3, L_{a1} indutância da fase 1, L_{a2} indutância da fase 2, L_{a3} indutância da fase 3, e e_1 , e_2 e e_3 tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na fase 1, 2 e 3, respectivamente.

Para as três fases, é utilizado o sistema de equações como exposto na Equação 58 (BASAM e KUMAR, 2010).

$$\begin{bmatrix} V_{a1} - V_n \\ V_{a2} - V_n \\ V_{a3} - V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{a3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{a3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & L_{a2} & 0 \\ 0 & 0 & L_{a3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{a1}}{dt} \\ \frac{di_{a2}}{dt} \\ \frac{di_{a3}}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (58)$$

Quando os condutores da armadura se movem através do fluxo de campo estabelecido pela corrente de campo i_f , resulta numa tensão produzida na armadura, que consiste na força contra-eletromotriz. Uma tensão é induzida nos terminais de uma espira condutora que gira imersa num campo magnético constante, como afirma a Lei de Faraday (SILVA, 2015). Para determinar essa tensão, utiliza-se as Equações 59, 60 e 61 (INPE, 2015).

$$e_{i1} = \frac{d\lambda_1(t)}{dt} \quad (59)$$

$$e_{i2} = \frac{d\lambda_2(t)}{dt} \quad (60)$$

$$e_{i3} = \frac{d\lambda_3(t)}{dt} \quad (61)$$

Onde e_{i1} , e_{i2} e e_{i3} é a tensão induzida da fase 1, 2 e 3, respectivamente, $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ e $\lambda_3(t)$ o fluxo magnético concatenado da fase 1, 2 e 3, respectivamente, e t o tempo.

A tensão produzida por cada fase em um motor BLDC em seus terminais é proporcional ao fluxo magnético no entreferro de ar $\phi(t)$ e a velocidade angular $\omega(t)$, podendo ser calculada com as Equações 62, 63 e 64 (INPE, 2015).

$$e_1 = K_{f1}\phi(t)\omega(t) \quad (62)$$

$$e_2 = K_{f2}\phi(t)\omega(t) \quad (63)$$

$$e_3 = K_{f3}\phi(t)\omega(t) \quad (64)$$

Onde K_{f1} , K_{f2} e K_{f3} é a constante de fase 1, 2 e 3, respectivamente, $\phi(t)$ o fluxo magnético no entreferro de ar e $\omega(t)$ a velocidade angular do motor.

O fluxo é considerado constante ignorando-se as mudanças do fluxo de campo devido à reação da armadura e outros efeitos secundários e supondo a corrente de campo constante (INPE, 2015). As forças contra-eletromotriz trapezoidal das fases 1, 2 e 3 podem ser encontradas utilizando as Equações 65, 66 e 67 (BASAM e KUMAR, 2010; INPE, 2015).

$$e_1 = K_{e1}\omega(t) \quad (65)$$

$$e_2 = K_{e2}\omega(t) \quad (66)$$

$$e_3 = K_{e3}\omega(t) \quad (67)$$

Onde K_{e1} , K_{e2} e K_{e3} é a constante de força contra-eletromotriz da fase 1, 2 e 3, respectivamente.

Pode-se eliminar V_n como forma de simplificação, já que uma das fases está sempre aberta na configuração de alimentação do inversor PWM. Se as bobinas 1 e 2 estão conduzindo, ocorre que $i_{a2} = -i_{a1}$ e $i_{a3} = 0$. Da mesma forma, se as bobinas 2 e 3 estão conduzindo, $i_{a3} = -i_{a2}$ e $i_{a1} = 0$, e no caso de 1 e 3 conduzindo, $i_{a1} = -i_{a3}$ e $i_{a2} = 0$. As Equações 68, 69 e 70 fornecem as tensões de entrada para esses três casos (BASAM e KUMAR, 2010).

$$V_{PWM} = (V_{a1} + V_{a2})(t) = (R_{a1} + R_{a2})i_{a1} + (L_{a1} + L_{a2})\frac{di_{a1}}{dt} + (K_{e1} + K_{e2})\omega(t) \quad (68)$$

$$V_{PWM} = (V_{a2} + V_{a3})(t) = (R_{a2} + R_{a3})i_{a2} + (L_{a2} + L_{a3})\frac{di_{a2}}{dt} + (K_{e2} + K_{e3})\omega(t) \quad (69)$$

$$V_{PWM} = (V_{a3} + V_{a1})(t) = (R_{a3} + R_{a1})i_{a3} + (L_{a3} + L_{a1})\frac{di_{a3}}{dt} + (K_{e3} + K_{e1})\omega(t) \quad (70)$$

Onde V_{PWM} é a tensão de entrada.

Considerando que $V_{a1}=V_{a2}=V_{a3}$, $R_{a1}=R_{a2}=R_{a3}$, $L_{a1}=L_{a2}=L_{a3}$ e $K_{e1}=K_{e2}=K_{e3}$ nas equações anteriores, pode-se generalizar as equações substituindo os termos em parênteses por V_a , R_a , L_a e K_e , resultando na Equação 71 (BASAM e KUMAR, 2010).

$$V_{PWM} = (V_a)(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + K_e \omega(t) \quad (71)$$

Onde V_a é a tensão aplicada à armadura, R_a a resistência da armadura, L_a a indutância da armadura, K_e a constante da força contra-eletromotriz da armadura e i_a a corrente da armadura.

A potência elétrica absorvida pela armadura pode ser determinada utilizando a Equação 72 (INPE, 2015).

$$P_e(t) = e(t)i_a(t) = K_e \omega(t)i_a(t) \quad (72)$$

Onde P_e é a potência elétrica e e a tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na armadura.

Pode-se determinar a tensão devido à força contra-eletromotriz trapezoidal na armadura utilizando a Equação 73 (D'AVILA et al., 2011).

$$e(t) = \frac{\omega(t)}{K_v} \quad (73)$$

Onde K_v é a constante de velocidade do motor.

A relação entre a constante da força contra-eletromotriz da armadura e a constante relacionada a velocidade do motor pode então ser adquirida pela Equação 74.

$$K_v = \frac{1}{K_e} \quad (74)$$

Considerando L_a desprezível e substituindo a Equação 73 na Equação 71, pode-se determinar a constante de velocidade pela Equação 75 (D'AVILA et al., 2011).

$$K_v = \frac{\omega(t)}{V_a(t) - R_a i_a(t)} \quad (75)$$

3.9.1.2 Subsistema mecânico

O torque do rotor é resultado do campo magnético gerado pelas correntes da bobina do estator, sendo proporcional ao fluxo concatenado e à corrente de fase média. A Equação 76 determina o torque gerado (BASAM e KUMAR, 2010; INPE, 2015).

$$T_m(t) = K_\tau i_a(t) \quad (76)$$

Onde K_τ é a constante de torque e T_m o torque gerado.

Também pode-se determinar a potência mecânica gerada no rotor, sendo esta produto do torque e da velocidade angular desenvolvidos, de acordo com a Equação 77 (INPE, 2015).

$$P_m(t) = T_m(t) \omega(t) = K_\tau i_a(t) \omega(t) \quad (77)$$

Onde P_m é a potência mecânica.

Tendo em vista que a potência mecânica desenvolvida deve ser igual a potência elétrica absorvida no rotor, resulta que as constantes mecânica e elétrica são iguais, Equação 78 (INPE, 2015).

$$K_\tau = K_e \quad (78)$$

Com o conceito de equilíbrio de torque, a equação para o subsistema mecânico pode ser obtida de acordo com a Equação 79 (DORF e BISHOP, 2011, p. 46; BASAM e KUMAR, 2010; INPE, 2015).

$$T_m(t) = T_L(t) + T_d(t) = J_{mz} \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (79)$$

Onde T_L é o torque de carga, J_{mz} é o momento de inércia do rotor, T_d o torque de perturbação e de perdas e B o coeficiente de atrito viscoso do motor.

As Equações 65, 66, 67, 71, 76 e 79 no domínio da frequência, estão de acordo com as Equações 80, 81, 82 e 83 (INPE, 2015; DORF e BISHOP, 2011, p. 46).

$$V_{PWM}(s) - E(s) = (L_a s + R_a) i_a(s) \quad (80)$$

$$E(s) = K_e \Omega(s) \quad (81)$$

$$T_m(s) = K_\tau i_a(s) \quad (82)$$

$$T_m(s) = T_L(s) + T_d(s) = (J_{mz} s + B) \Omega(s) \quad (83)$$

Onde $\Omega(s)$ é a velocidade de saída no domínio da frequência.

A velocidade de saída é obtida pela Equação 84 (INPE, 2015; DORF e BISHOP, 2011, p. 46).

$$\Omega(s) = G_1(s)V_{PWM}(s) + G_2(s)T_d(s) \quad (84)$$

Desprezando as forças externas, como rajadas de vento, do sistema (DORF e BISHOP, 2011, p. 46), resulta na Equação 85 (INPE, 2015).

$$G_1(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} \quad (85)$$

A função de transferência tensão-velocidade é obtida com as Equações 86 e 87 (INPE, 2015).

$$G_1(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} = \frac{K_\tau}{(L_a s + R_a)(J_{mz} s + B) + K_\tau K_e} \quad (86)$$

$$G_1(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} = \frac{K_m}{\alpha s^2 + \beta s + 1} \quad (87)$$

Onde $G_1(s)$ é a função de transferência tensão-velocidade e K_m a constante do motor.

Para determinar as constantes K_m , α e β , utiliza-se as Equações 88, 89 e 90 respectivamente (INPE, 2015).

$$K_m = \frac{K_\tau}{R_a B + K_\tau K_e} \quad (88)$$

$$\alpha = \frac{L_a J_{mz}}{R_a B + K_\tau K_e} \quad (89)$$

$$\beta = \frac{R_a J_{mz} + L_a B}{R_a B + K_\tau K_e} \quad (90)$$

A função de transferência de segunda ordem para a tensão do motor considerando que T_d e T_L são nulos pode ser expressa pela Equação 86 e 91 (INPE, 2015).

$$G_1(s) = \frac{K_\tau}{R_a B(1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s) + K_\tau K_e} \quad (91)$$

Para determinar as constantes τ_e e τ_m utiliza-se as Equações 92 e 93 respectivamente (INPE, 2015).

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (92)$$

$$\tau_m = \frac{J_{mz}}{B} \quad (93)$$

Onde τ_e é a constante de tempo elétrica e τ_m é a constante de tempo mecânica.

A constante de tempo elétrica pode ser desprezada com relação a constante de tempo mecânica se a indutância de armadura é muito pequena. Dessa forma, a Equação 88 pode ser escrita como as Equações 94 e 95 (INPE, 2015).

$$G_1(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} = \frac{K_\tau}{R_a(J_{mz}s + B) + K_\tau K_e} \quad (94)$$

$$G_1(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} = \frac{K_m}{\tau_{motor}s + 1} \quad (95)$$

Para determinar a constante τ_{motor} utiliza-se a Equação 96 (INPE, 2015; DORF e BISHOP, 2011, p. 47).

$$\tau_{motor} = \frac{R_a J_{mz}}{R_a B + K_\tau K_e} \quad (96)$$

Onde τ_{motor} é a constante de tempo do motor.

3.9.2 ESC

O ESC é responsável por controlar a velocidade do motor BLDC. A modelagem matemática do ESC é representada no domínio do tempo pela Equação 97 (SILVA, 2015).

$$V_{PWM}(t) = K_{ESC} \delta(t) \quad (97)$$

Onde K_{ESC} é a constante do ESC, $V_{PWM}(t)$ a tensão de saída do ESC no domínio do tempo e $\delta(t)$ a tensão de entrada do ESC no domínio do tempo.

A Equação 97, referente a modelagem matemática do ESC, pode ser representada no domínio da frequência pela Equação 98. A função de transferência é como na Equação 99.

$$V_{PWM}(s) = K_{ESC}\Delta(s) \quad (98)$$

$$\frac{V_{PWM}(s)}{\Delta(s)} = K_{ESC} \quad (99)$$

Onde $V_{PWM}(s)$ é a tensão de saída do ESC no domínio da frequência e $\Delta(s)$ a tensão de entrada do ESC no domínio da frequência

3.9.3 Dinâmica das hélices

A dinâmica da hélice é expressa no domínio do tempo pela Equação 100 (SILVA, 2015).

$$F_i(t) = K_h\omega^2(t) \quad (100)$$

Onde K_h é a constante da hélice, $F_i(t)$ a força de empuxo dos motores no domínio do tempo e $\omega(t)$ a velocidade angular dos motores no domínio do tempo.

A velocidade angular é diretamente proporcional ao sinal PWM enviado ao motor (BEARD, 2008; SILVA, 2015). Dessa forma, a dinâmica da hélice também pode ser expressa de acordo com a Equação 101.

$$F_i(t) = K_i\delta(t) \quad (101)$$

Onde K_i é o fator de empuxo dos motores no domínio do tempo e $\delta(t)$ a largura do pulso do comando PWM no domínio do tempo.

No domínio da frequência, as Equações 100 e 101 podem ser representadas como a Equação 102 e 103, respectivamente.

$$F_i(s) = K_h\Omega^2(s) \quad (102)$$

$$F_i(s) = K_i \Delta(s) \quad (103)$$

Onde $F_i(s)$ é a força de empuxo dos motores no domínio da frequência, $\Omega(s)$ a velocidade angular do rotor no domínio da frequência e $\Delta(s)$ o comando PWM no domínio da frequência.

A função de transferência é de acordo com a Equação 104.

$$\frac{F_i(s)}{\Delta(s)} = K_i \quad (104)$$

3.9.4 Tacômetro

O tacômetro consiste no sensor que permite a medição de velocidade dos motores. A modelagem matemática deste sensor pode ser descrita no domínio do tempo pela Equação 105 (SILVA, 2015).

$$\omega_m(t) = K_t \omega_r(t) \quad (105)$$

Onde K_t é a constante do tacômetro, ω_m é a velocidade angular do rotor medida no domínio do tempo e ω_r a velocidade angular do rotor real no domínio do tempo. Utilizando a modelagem matemática do tacômetro, de acordo com a Equação 105, pode ser descrita a equação no domínio da frequência pela Equação 106. A função de transferência é de acordo com a Equação 107.

$$\Omega_m(s) = K_t \Omega_r(s) \quad (106)$$

$$\frac{\Omega_m(s)}{\Omega_r(s)} = K_t \quad (107)$$

Onde $\Omega_m(s)$ a velocidade angular medida do rotor no domínio da frequência e $\Omega_r(s)$ a velocidade angular real do rotor no domínio da frequência.

Neste capítulo foi realizado um levantamento sobre a modelagem dinâmica do quadricóptero para obter as equações de estado e do motor que são utilizadas para o controle de altitude e de velocidade dos motores. De posse dessas equações, o sistema é simulado, como descrito no capítulo 4, no ambiente Simulink/MATLAB®, e os resultados expostos no capítulo 5.

4 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo estão descritas as especificações do quadricóptero utilizado no experimento, detalhes da simulação e dos testes experimentais, além de outras informações referentes à metodologia utilizada. Este trabalho teve o objetivo de desenvolver controladores para o controle de altitude e de velocidade dos motores que possibilitasse uma resposta rápida e precisa. Dessa forma, o controlador PID e o controlador *Fuzzy* foram projetados e simulados para o controle de altitude. Além disso, o controlador PID para velocidade dos motores foi desenvolvido para permitir uma melhora no desempenho do sistema. Testes experimentais foram realizados com o intuito de verificar o desempenho real dos controladores.

4.1 METODOLOGIA

Inicialmente, foi estabelecido o equipamento no qual seria aplicado o estudo. A caracterização do *hardware*, especificando os componentes empregados no quadricóptero, são fornecidos no tópico 4.2. Para a realização da simulação do controle de altitude e de velocidade dos motores, foram necessárias algumas informações acerca dos motores e da dinâmica do quadricóptero em questão. Essas informações foram adquiridas através do trabalho desenvolvido por Silva (2015), tendo em vista que foi utilizado o mesmo equipamento devido à sua disponibilidade no Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA e de forma a dar continuidade a pesquisa, conforme já mencionado no Capítulo 2 desse trabalho.

Em seguida, foi obtido o modelo matemático do quadricóptero para representar o controle de altitude e de velocidade dos motores, descrito no capítulo 3, com o objetivo de obter uma representação do comportamento do equipamento e possibilitar a desenvolvimento e simulação dos controladores PID e *Fuzzy*. Foi utilizada a plataforma Simulink/MATLAB® para realizar a simulação, apresentada no tópico 4.4.

Por fim, os controles desenvolvidos foram implementados no quadricóptero e os resultados obtidos foram analisados. A Figura 26 mostra o fluxograma referente às etapas acima mencionadas para a realização desse trabalho.

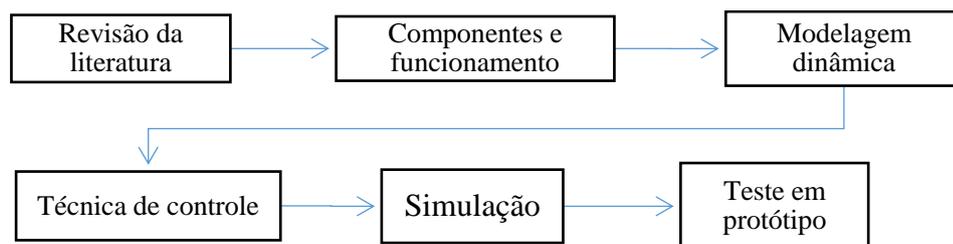


Figura 26: Fluxograma com etapas para realização do trabalho de dissertação
 Fonte: Autoria própria.

4.2 O QUADRICÓPTERO

O quadricóptero utilizado neste trabalho foi desenvolvido por alunos da UFERSA e consta de alguns itens essenciais, como estrutura, motores, hélices, controlador de velocidade, bateria, comunicação sem fio, controlador de voo, sensores e módulos auxiliares. Esses equipamentos serão mostrados detalhadamente nas subseções 4.2.1 a 4.2.9.

4.2.1 Estrutura

A estrutura do quadricóptero ou *frame*, onde todos os elementos são dispostos e fixados, é o X525 V3, feito de fibra de vidro e com 58 cm de distância entre seus eixos. A configuração empregada é em forma de cruz. A Figura 27 apresenta a estrutura utilizada. Bases de alumínio permitiram a fixação dos motores à estrutura.



Figura 27: Estrutura do quadricóptero
 Fonte: Autoria própria.

4.2.2 Motor Brushless (BLDC)

Os motores BLDC, ou motores de corrente contínua sem escovas, consistem em motores síncronos, os quais possuem um rotor externo composto de ímãs permanentes polarizados e um estator interno com bobinas que produzirão o campo magnético e provocarão o movimento (VIEIRA, 2011). Dessa forma, não há comutações mecânicas entre um enrolamento e a fonte de tensão, diminuindo a interferência eletromagnética pelo motor, e não ocorre o centelhamento, o que acarreta menor ruído, maior rendimento do motor e maior autonomia de voo (ALVES, 2012).

Neste trabalho, o motor BLDC utilizado é o modelo A2212/13T, com especificações informadas na Tabela 1 e exposto na Figura 28.

Tabela 1: Características do Motor BLDC

Nomenclatura	Parâmetro	Valor	Unidade
m_m	Massa do Motor	0,05417	Kg
r_m	Raio do Motor	0,0125	M
J_{mz}	Momento de Inércia do Rotor	$4,23203 \times 10^{-6}$	kg.m ²
J_{hz}	Momento de Inércia da Hélice	$6,97848 \times 10^{-5}$	kg.m ²
B	Coefficiente de atrito	0	N.m.s/rad
R_a	Resistência de Armadura	0,14	Ω
Ω	Velocidade máxima, sem carga	13800	Rpm
Ω	Velocidade máxima, sem carga	1445,133	rad/s
V	Tensão nominal	11,1	V
I_a	Corrente máxima sem carga	0,67	A
K_V	Constante de Velocidade	1254	rpm/V
K_V	Constante de Velocidade	131,3016864	rad/v.s
K_τ	Constante de Torque	$7,616048 \times 10^{-3}$	N.m/A
K_e	Constante de Elétrica	$7,616048 \times 10^{-3}$	V.s/rad
K_m	Constante do Motor	1254	rpm/V
K_m	Constante do Motor	131,3016864	rad/V.s
τ_{motor}	Constante de Tempo	0,178648417	S

Fonte: Silva, 2015.



Figura 28: Motor de corrente contínua sem escovas
Fonte: Autoria própria

4.2.3 Hélices

As hélices, juntamente com os motores BLDC, formam o sistema de propulsão do VANT. Neste trabalho, foram utilizadas hélices 1045(10x4,5) de duas pás, como apresentado na Figura 29, sendo duas no sentido horário e duas no sentido anti-horário. O sistema de propulsão pode erguer cargas de até 2244g (SILVA, 2015).



Figura 29: Hélices
Fonte: Autoria própria.

3.2.4 Controlador eletrônico de velocidade

O *Electronic Speed Controller* (ESC), ou controlador eletrônico de velocidade, é um circuito eletrônico que permite controlar a velocidade do motor *brushless* com a variação da frequência e a amplitude do sinal de saída (ALVES, 2012). Com esse dispositivo, é possível

controlar os motores através da modulação de largura de pulso, ou do inglês *Pulse-Width Modulation* (PWM). Pulsos de 1 ms equivalem ao motor parado e 2ms a rotação máxima, valores dentro desse intervalo correspondem a uma velocidade intermediária (DANTAS, 2017).

O ESC utilizado neste trabalho para controlar os quatro motores BLDC é do modelo *Hobbywing Skywalker* (20A×4), exposto na Figura 30.

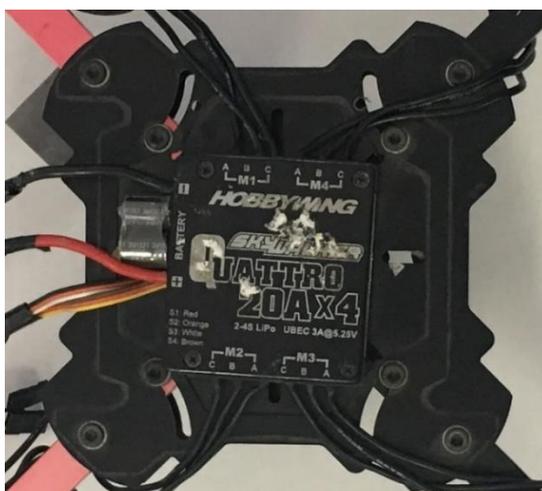


Figura 30: Controlador eletrônico de velocidade
Fonte: Autoria própria.

4.2.5 Bateria

A escolha da alimentação do sistema está diretamente relacionada com o funcionamento adequado e autonomia do quadricóptero. As baterias de Polímero de Lítio, do inglês *Lithium Polymer* (LiPo), são as geralmente utilizadas por atenderem as necessidades de elevadas correntes de descarga devido principalmente ao uso dos motores BLDC. Além disso, possui maior capacidade e menor peso quando comparadas a outros tipos de bateria similares (DANTAS, 2017; SILVA, 2015). A bateria utilizada neste trabalho, apresentada na Figura 31, é da marca Lion Power com três células, carga de 4200mAh e taxa de capacidade de descarga de 30C. Além dessa, foi utilizada uma bateria de 9V Alcalina para alimentação do Arduino®, dispositivo apresentado no tópico 4.2.7.



Figura 31: Bateria
Fonte: Autoria própria.

4.2.6 Comunicação sem fio

O transmissor utilizado é um rádio controle Turnigy 9x 9CH o qual possui um módulo Turnigy RF9X-V2 e o receptor é o Turnigy 9X8C-V2 de 8 canais, ambos expostos na Figura 32. O rádio controle foi empregue para testes de voo com o quadricóptero, permitindo o controle remoto do veículo.



Figura 32: Rádio controle Turnigy 9x 9CH e receptor Turnigy 9X8C-V2
Fonte: Autoria própria.

4.2.7 Controlador de voo

Neste trabalho foi utilizado o Arduino[®] como plataforma de prototipagem para implementar os controladores desenvolvidos, tornando possível o controle do quadricóptero. Para isso, ele lê os sensores e envia os comandos apropriados para os motores de acordo com o *setpoint* estabelecido.

Dessa forma, foi utilizado o Arduino[®] Mega 2560, Figura 33, que é baseado no microcontrolador ATMEL[®] ATmega2560. Como características, pode-se citar: 54 pinos de entradas e saídas digitais, dos quais 15 podem ser usadas como saídas PWM, 16 entradas analógicas, 4 portas de comunicação serial, alimentação de 5V, 3,3 V e Terra (GND), oscilador de cristal de 16MHz, conexão USB, entrada para alimentação externa através do conector Jack

– tensão recomendada de 7 V à 12 V, soquete de comunicação ICSP (*In Circuit Serial Programming*, programação de circuitos em série) e botão *reset*. Além disso, possui memória *flash* de 256KB, 8KB de RAM (*Random Access Memory*, ou memória de acesso aleatório) e 4KB de EEPROM – *Electrically-Eraseble Programmable Read-Only Memory*, ou memória de leitura programável e apagável eletronicamente (ARDUINO, 2018; DANTAS, 2017).



Figura 33: Arduino® MEGA 2560
Fonte: Autoria própria.

A programação do Arduino® foi realizada no IDE (*Integrated Development Environment*, ou ambiente de desenvolvimento integrado) do próprio Arduino®, melhor descrito na seção 4.3.

4.2.8 Sensores

Para que seja possível o comando de posicionamento do quadricóptero, são necessários alguns sensores para obter o estado do equipamento quanto a altitude, velocidade, aceleração, entre outros.

Foi utilizado neste trabalho uma Unidade de Medição Inercial, ou *Inertial Measurement Unit* (IMU), denominado GY-80, como exposto na Figura 34, composto pelos sensores de acelerômetro, giroscópio e magnetômetro, todos de três eixos. O acelerômetro mede a aceleração do objeto em relação à gravidade. O giroscópio mede a velocidade angular do objeto em torno do seu eixo de rotação (DANTAS, 2017). O magnetômetro é utilizado para fazer correções na atitude e estimar *drift* do giroscópio (SILVA, 2015). No módulo também há um barômetro para medir a altitude.



Figura 34: Unidade de Medição Inercial (IMU) GY-80
Fonte: Autoria própria

Além disso, foi utilizado um sensor ultrassônico, o HC-SR04, exposto na Figura 35, para obter a medida de altitude mais precisa, visto que o sensor barométrico tem leitura bastante oscilada.



Figura 35: Sensor ultrassônico
Fonte: Autoria própria

Um módulo GPS (*Global Positioning System*, que significa Sistema de Posicionamento Global) Quantum, ilustrado na Figura 36, com receptor GPS Ubox LEA-6H e bússola digital HMC5883L foi utilizado para auxiliar no controle de posição.



Figura 36: Módulo GPS
Fonte: Autoria própria.

4.2.9 Módulos auxiliares

Para facilitar a construção, configuração e montagem do projeto entre o Arduino® e o quadricóptero, foi utilizada uma placa de expansão de *hardware Mega Sensor Shield*, como exposto na Figura 37, que encaixada no Arduino® permite conectar diversos sensores, módulos e servos.

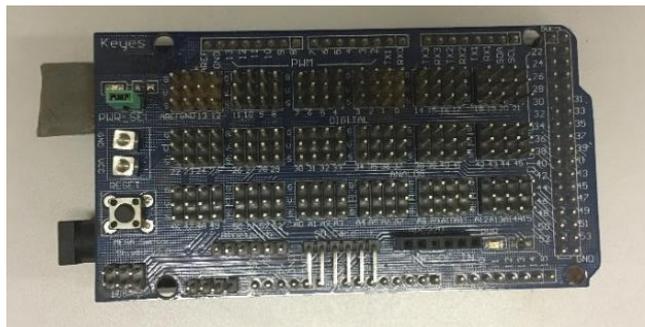


Figura 37: Mega Sensor Shield
Fonte: Autoria própria.

Também foi utilizado um módulo Bluetooth HC-06 (Figura 38), para permitir e facilitar o envio e recebimento de dados remotamente para o Arduino® através de um celular. Esse dispositivo foi empregado nos testes para verificar o funcionamento de sensores e motores, além de realizar ajuste do controlador PID para o voo.



Figura 38: Módulo bluetooth HC-06
Fonte: Autoria própria.

Com a seleção dos componentes realizada, o quadricóptero foi montado, como pode ser observado na Figura 39. O trabalho continuou com a simulação do controle no sistema, que utiliza algumas informações a respeito do quadricóptero, e com a programação para a implementação do controle e realização dos testes experimentais. Para isso, foram utilizados alguns *softwares* descritos no tópico 4.3.



Figura 39: Quadricóptero montado
Fonte: Autoria própria.

4.3 SOFTWARES

Neste trabalho, simulações foram realizadas com o objetivo de desenvolver e verificar o comportamento dos controladores. Foi simulado o controle de altitude e de velocidade dos motores do quadricóptero com controle PID e *Fuzzy* no Simulink, ferramenta do MATLAB®.

Para realizar a programação dos controles desenvolvidos e possibilitar a implementação no quadricóptero para testes experimentais, foi utilizada o IDE do Arduino®, a qual é escrita em JAVA e trabalha com a linguagem de programação baseada em C/C++. Para isso, foi utilizado o MultiWiiCopter, um documento que fornece um código aberto MultiWii que pode ser implementado no IDE do Arduino® para a configuração de sensores, portas, controle PID, entre outras atividades, para VANT's rádio-controlados. Esse código serviu de base, realizando as modificações necessárias de acordo com a necessidade deste trabalho.

Dentro do documento mencionado há uma plataforma de voo chamada MultiWiiConf que também foi utilizada, mostrada na Figura 40. Esse *software* permitiu verificar o funcionamento de sensores e motores, realizar calibrações e inserir modos de voo.

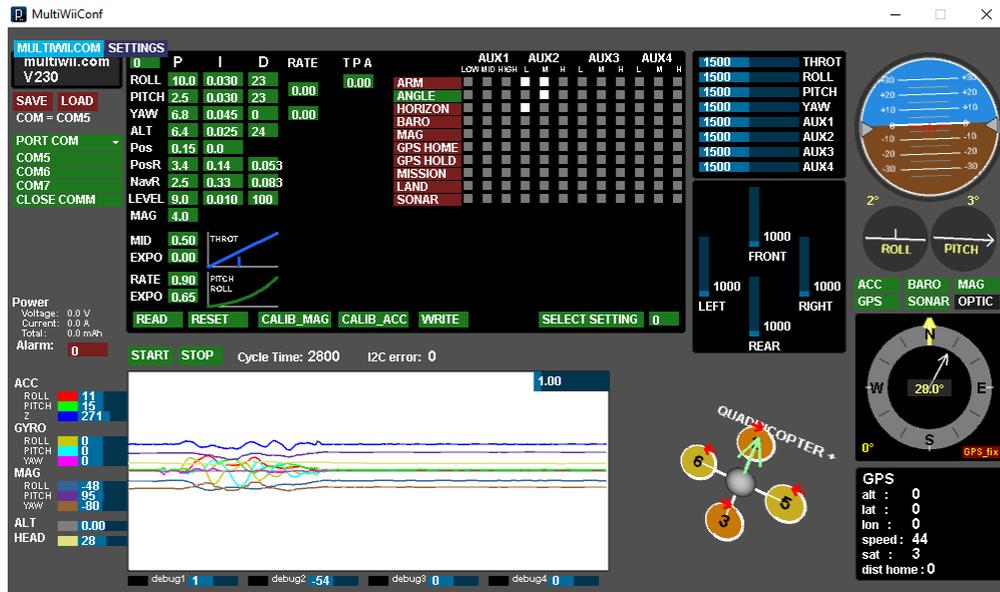


Figura 40: Plataforma de voo MultiWiiConf
Fonte: Autoria própria.

O aplicativo para celular EZ-GUI *Ground* baseado no MultiWii, com interfaces expostas na Figura 41, foi utilizado como estação de controle e plataforma de voo para Android®, permitindo o ajuste de ganhos PID e leitura de sensores e motores remotamente. Para isso, necessita de um aparelho celular e do módulo *Bluetooth* para Arduino®, já mencionado no tópico 4.2.9.

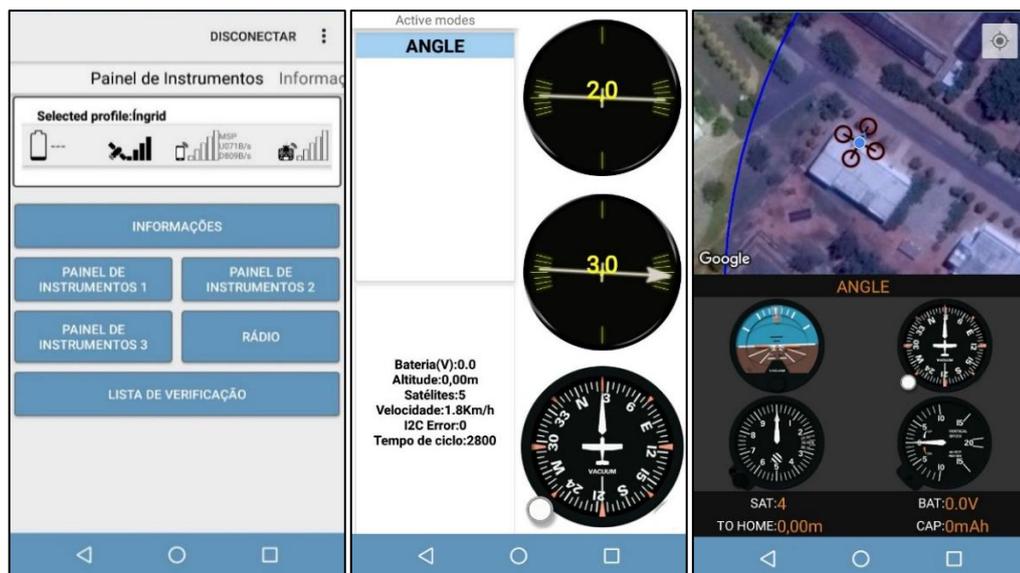


Figura 41: EZ-GUI Ground baseado no MultiWii para Android
Fonte: Autoria própria

4.4 CONTROLE DO SISTEMA

Como foi visto na seção 2.2, existem diversas técnicas utilizadas para o controle do quadricóptero. Neste trabalho, foram utilizados os controladores PID e *Fuzzy* com o objetivo de proporcionar o controle de altitude, e o controlador PID para o controle de velocidade dos motores do equipamento. Os controles desenvolvidos foram simulados e parâmetros de desempenho foram avaliados.

4.4.1 Controle de altitude

Para servir de comparativo aos controladores desenvolvidos, foi simulado o controle de altitude sem a utilização de técnica de controle, com malha fechada exposta na Figura 42. Para montagem desse sistema no Simulink, foram inseridas as funções de transferência de cada componente nos blocos, de acordo com a modelagem matemática descrita no capítulo 3 e os dados do quadricóptero descritos a seguir.

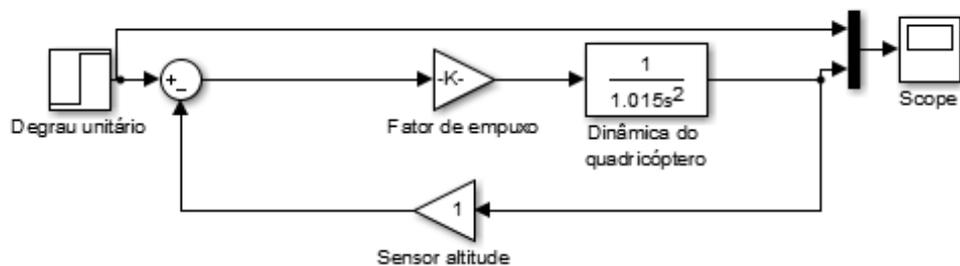


Figura 42: Malha fechada do controle de altitude sem controlador
Fonte: Autoria própria

A massa do quadricóptero montado foi medida em uma balança de precisão, resultando em 1,015kg. Considerando que a aceleração da gravidade é $9,81\text{m/s}^2$, o peso do quadricóptero é 9,9571N. Portanto, cada motor deve exercer um empuxo maior que 2,4893N para levantar o quadricóptero.

O fator de empuxo foi determinado no trabalho desenvolvido por Silva (2015), o qual utilizou os mesmos motores BLDC. No trabalho mencionado, foi utilizada uma plataforma de teste em que foi medida com uma balança a massa em gramas referente ao empuxo gerado pelos motores com hélices como resposta à variação da velocidade angular do motor. Com isso, foi plotado o gráfico ilustrado na Figura 43, mostrando a relação da força de empuxo dos quatro motores e hélices e o respectivo comando PWM.

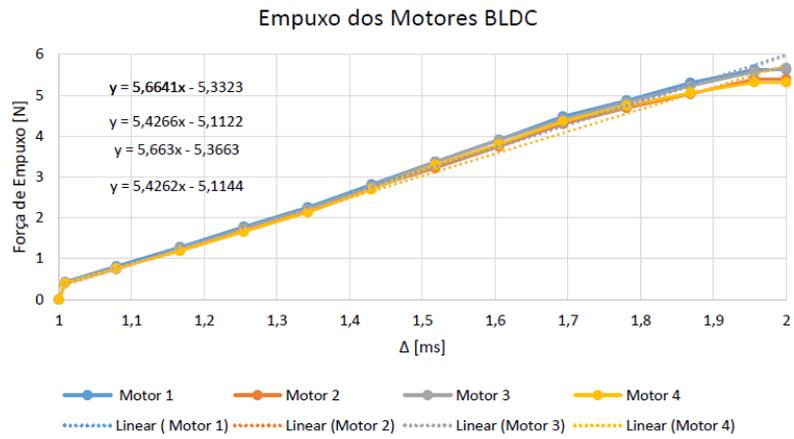


Figura 43:Empuxo dos motores BLDC
Fonte: Silva, 2015.

As constantes de regressão linear dos fatores de empuxo de cada motor foram determinadas, e com isso foi calculado o fator de empuxo total médio. A função de transferência do fator de empuxo, obtida pela Equação 104, foi assim determinada, de acordo com a Equação 108, e alocada no Simulink no bloco “Fator de empuxo”.

$$K_i = \frac{F_i(s)}{\Delta(s)} = 9,2517110724 \quad (108)$$

Através da Figura 42, é possível observar que o comando PWM correspondente à força de empuxo mínima exercida por cada motor para levantar o quadricóptero é de aproximadamente 1,40ms. Considerando que os pulsos variam de 1ms a 2ms e equivalem aos sinais PWM de 0 a 255, o sinal PWM aproximado para o pulso obtido é de 103. Portanto, com um sinal PWM 105, equivalente a 1,4122ms, é gerado um empuxo suficiente para provocar o início da subida do quadricóptero, proporcionando uma força de empuxo de 2,6472N em cada motor e 10,5890N total (SILVA, 2015).

O empuxo máximo dos quatro motores juntos é de 22,01364 N, correspondente ao sinal 255 e a 2,244kg. Ou seja, o quadricóptero pode levantar de 2,244kg (incluindo o peso dele próprio), e a altitude que pode ser obtida diminui à medida que aumenta a massa.

Dessa forma, o quadricóptero começa o voo no instante quando a velocidade atinge 41,12% da velocidade máxima do motor. Utilizando essa informação, pode-se retirar a gravidade da Equação 51 e assim simular no Simulink a partir do instante em que o empuxo mínimo para levantar o quadricóptero é gerado, ou seja, o momento em que a força de empuxo vence a força peso.

A função de transferência do quadricóptero é então obtida pela Equação 51, substituindo a massa e desconsiderando a gravidade, resultando na Equação 109. Essa função é utilizada no bloco “Dinâmica do quadricóptero” no Simulink.

$$\frac{H(s)}{\Delta(s)} = \frac{1}{1,015s^2} \quad (109)$$

A função de transferência do sensor de altitude, como descrita na Equação 54, é obtida considerando que o valor da altitude medida é igual ao valor da altitude real, como expressa a Equação 110. Essa informação foi inserida no bloco “Sensor altitude” no Simulink.

$$K_s = \frac{Z_m(s)}{Z_r(s)} = 1 \quad (110)$$

A saída do controlador é o sinal PWM que deve ser enviado ao ESC para acionamento dos motores e, assim, obter a altitude desejada. Foi utilizado um tempo de simulação de 10 segundos, e o primeiro segundo corresponde ao momento em que a força de empuxo é superior a força peso. A entrada do sistema é o erro entre a altura de referência (*setpoint*) e a altura medida, e a saída é a aceleração dos motores para a obtenção da altitude.

Foram verificados os tempos de subida, de atraso, de sobressinal e de acomodação, além da amplitude do sobressinal, a resposta final e o erro final. Essas informações foram comparadas com os sistemas utilizando os controladores PID e *Fuzzy* descritos a seguir.

4.4.1.1 Controle PID para altitude

Foi projetado o controlador PID através do método manual, descrito na seção 2.3, para o controle de altitude. Com isso, foram obtidos parâmetros K_P , K_I e K_D que foram inseridos no bloco “Controle PID”. Os demais blocos foram compostos com as mesmas informações do sistema sem o controlador. A malha fechada do controle de altitude com o controlador PID está exposta na Figura 44. A entrada do sistema é o erro (diferença entre *setpoint* e altura medida) e a saída é a aceleração dos motores necessária para a modificação da altura. O tempo de simulação foi o mesmo da simulação sem a utilização de técnica de controle.

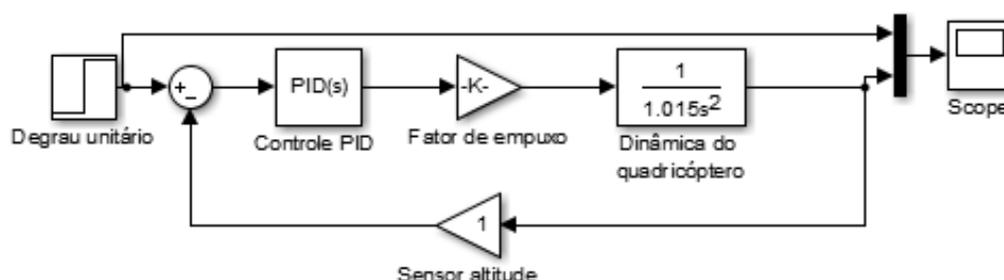


Figura 44: Malha fechada do controle de altitude PID
 Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros utilizados no controlador PID estão de acordo com a Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros do controle PID de altitude

Ganhos	Valor
K_P	1.6
K_I	0.9
K_D	1

Fonte: Autoria própria

No capítulo 5 está a resposta do sistema com controlador PID, além dos parâmetros de desempenho medidos.

4.4.1.2 Controle *Fuzzy* para altitude

A lógica *Fuzzy* foi utilizada neste trabalho por ser uma técnica de controle não linear, o que pode gerar melhores respostas que o controlador PID, e por não necessitar de uma modelagem matemática precisa. Para o sistema utilizando a técnica de lógica *Fuzzy*, as funções de pertinência e regras de inferência foram inseridas no bloco “Controlador *Fuzzy*”. Nos blocos da “Dinâmica do quadricóptero” e “Sensor altitude” estão as respectivas funções de transferência. Foi utilizado um bloco de memória para fazer com que a saída do controlador seja acumulativa. Além disso, foi utilizado um fator de correção para adequar a saída do controlador. A entrada do sistema é o erro entre a altura indicada e a medida, além da derivada do erro, que é variação do erro com o tempo. A saída do controlador é o incremento da força necessária para levantar o quadricóptero até a altura determinada, movimentando no eixo z.

A malha fechada do controle de altitude para o controlador *Fuzzy* está ilustrada na Figura 45, em que foi simulada a resposta a um degrau unitário.

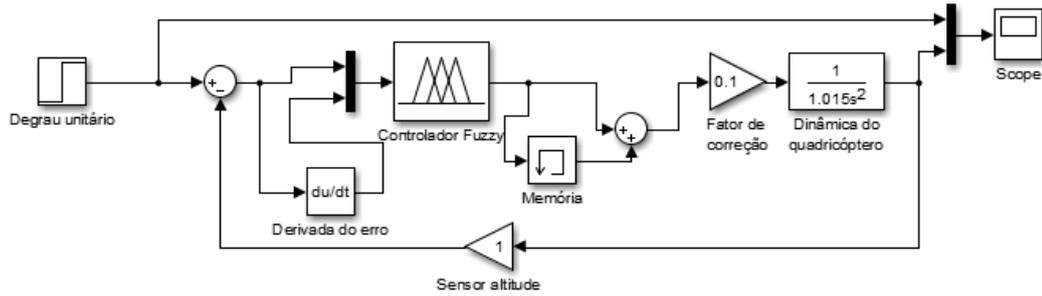


Figura 45: Malha fechada com controle Fuzzy para altitude
 Fonte: Autoria própria.

O erro foi classificado em um *range* de $[-1, 1]$ como ENB, ENM, ENS, EZ, EPS, EPM, EPB, referentes aos conjuntos de muito negativo, negativo médio, pouco negativo, zero, pouco positivo, positivo médio e muito positivo, respectivamente. Foram utilizados formatos trapezoidais nos extremos e formatos triangulares nas funções de pertinência intermediárias, como pode ser observado na Figura 46.

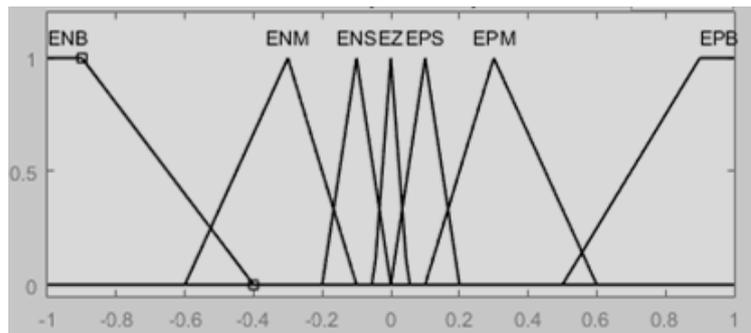


Figura 46: Funções de pertinência da variável erro
 Fonte: Autoria própria.

A derivada do erro foi estabelecida para um *range* de $[-1, 1]$ e em conjuntos DZNB, DZNM, DZNS, DZ, DZPS, DZPM, DZPB, seguindo a mesma tendência de formato e classificação das funções de pertinência do erro. As funções de pertinência estão de acordo com a Figura 47. O intervalo utilizado $[-1,1]$ teve o intuito de manter em níveis aceitáveis o erro gerado e a derivada do erro.

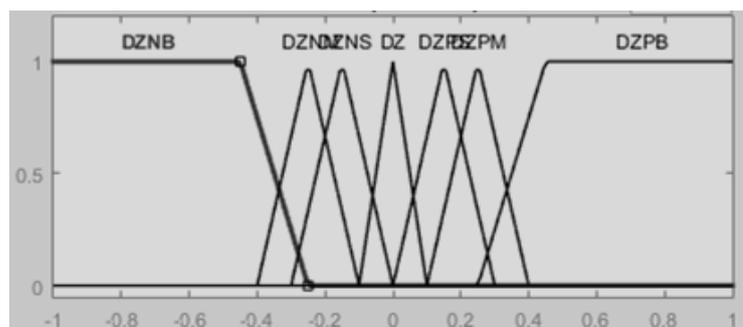


Figura 47: Funções de pertinência da variável derivada do erro
 Fonte: Autoria própria.

A saída do controle é o incremento da força, obtida pelo sistema propulsor para que o quadricóptero atinja a altura desejada. O range varia de $[-20,20]$, com a utilização de uma memória para tornar o controle acumulativo. Os conjuntos estabelecidos para saída foram NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB, referentes a muito negativo, negativo médio, pouco negativo, zero, pouco positivo, positivo médio, muito positivo, respectivamente, como exposto na Figura 48. Os formatos utilizados para as funções de pertinência foram trapezoidais e triangulares. O intervalo utilizado $[-20,20]$ foi para manter o incremento da força dentro de valores aceitáveis de acordo com a capacidade do motor.

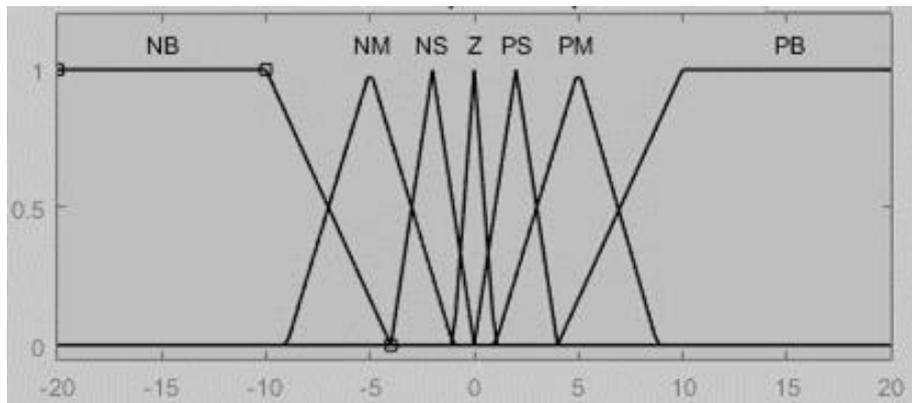


Figura 48: Funções de pertinência de saída
Fonte: Autoria própria

O uso dos formatos triangulares no centro e trapezoidais nas laterais foi para obter um ajuste mais fino nos valores centrais e mais grosseiro para valores distantes. Além disso, foram utilizadas sete regras para as entradas e saída, para possibilitar melhor precisão e convergência mais rápida.

As regras de inferência foram estabelecidas com base em conhecimentos sobre o comportamento do quadricóptero e em trabalhos consultados, entre eles Dantas (2017), Raharja et al. (2015), Wahyunggoro et al. (2016) e Santos, Lopez e Morata (2010). São essas regras que vão permitir a obtenção de uma saída de acordo com uma combinação de entradas. As regras estão expostas na Tabela 3.

Tabela 3: Regras de inferência

	DZNB	DZNM	DZNS	DZ	DZPS	DZPM	DZPB
ENB	NB	NB	NM	NM	NS	NS	Z
ENM	NB	NM	NM	NS	NS	Z	OS
ENS	NM	NM	NS	NS	Z	OS	OS
EZ	NM	NS	NS	Z	OS	OS	PM
EPS	NS	NS	Z	OS	OS	PM	PM
EPM	NS	Z	OS	OS	PM	PM	PB
EPB	Z	OS	OS	PM	PM	PB	PB

Fonte: Autoria própria.

A resposta do sistema com o controlador *Fuzzy* é encontrada no capítulo 5, além dos parâmetros de desempenho e a comparação entre os controladores estudados.

4.4.2 Controle de velocidade dos motores

Para a simulação do controle de velocidade dos motores, foram avaliados os casos sem controlador PID (utilizando apenas o ESC) e com o controle PID, verificada a resposta a um degrau unitário. No Simulink foi montado o sistema com os blocos, onde foram inseridas as funções de transferência de acordo com a modelagem matemática descrita no capítulo 3 e os dados do quadricóptero. Inicialmente, foi simulado o controle de velocidade dos motores sem a utilização de técnica de controle PID, com malha fechada ilustrada na Figura 49.

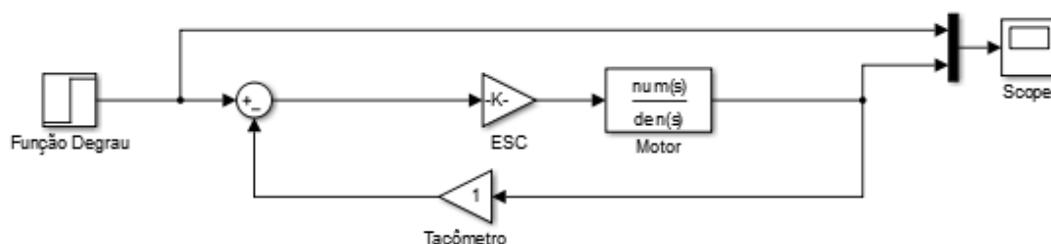


Figura 49: Malha fechada para o controle de velocidade dos motores sem controlador
Fonte: Autoria própria

A função de transferência do motor BLDC foi obtida através da Equação 95 e com a utilização de parâmetros adquiridos através de teste experimental realizado em Silva (2015) e disponíveis na Tabela 1. Aplicando os parâmetros necessários na Equação 95, resultou na função de transferência para o motor BLDC da Equação 111.

$$G_V = \frac{\Omega(s)}{V_{PWM}(s)} = \frac{131,3016864}{0,178648417s + 1} \quad (111)$$

Para encontrar a função de transferência do ESC, utilizando a Equação 99, foi realizado um experimento em Silva (2015) com os mesmos motores BLDC e o ESC, para relacionar a velocidade angular do motor para cada valor de comando PWM entre 1 ms e 2ms. Com isso, foi gerado um gráfico de comando de entrada x tensão de saída (Figura 50). A equação de transferência do ESC foi obtida com a média do valor mínimo e máximo de K_{ESC} , com resultado expresso na Equação 112.

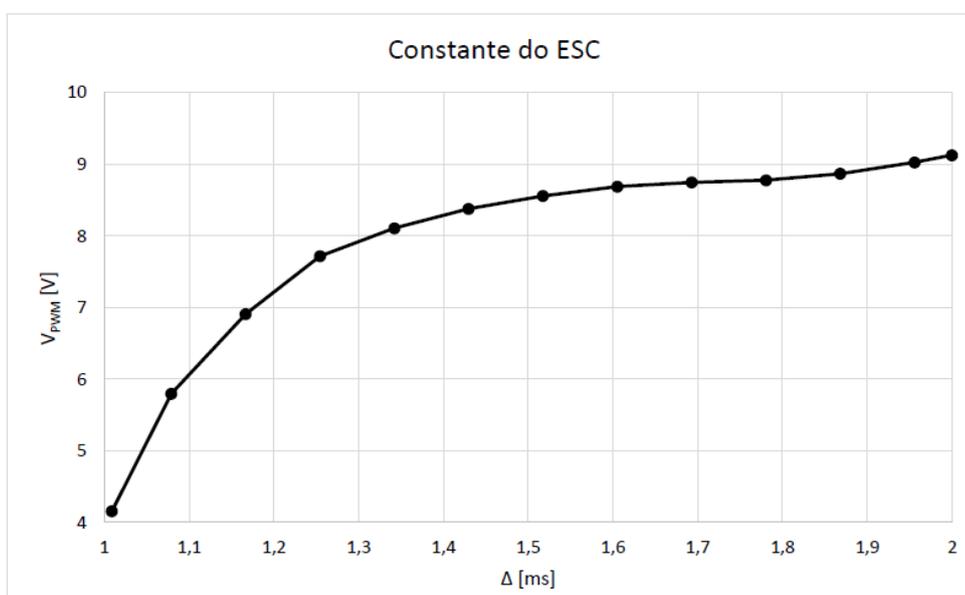


Figura 50: Gráfico da constante do ESC
Fonte: Silva, 2015.

$$K_{ESC} = \frac{V_{PWM}(s)}{\Delta(s)} = 4,3625 \quad (112)$$

Quanto a função de transferência do tacômetro, foi utilizada a Equação 107. Foi considerado que seu valor é unitário visto que o valor da velocidade medida pelo tacômetro é igual ao valor de velocidade real do motor. Dessa forma, a função de transferência resultou na Equação 113.

$$K_t = \frac{\Omega_m(s)}{\Omega_r(s)} = 1 \quad (113)$$

A entrada do sistema é o erro entre a velocidade de referência (degrau unitário) e a velocidade medida. A saída é a velocidade corrigida. O tempo de simulação foi de 2×10^{-3} s, com o tempo do degrau unitário de 2×10^{-4} s.

Analisando a resposta obtida, foram verificados os tempos de subida, de atraso, de sobressinal e de acomodação, a amplitude do sobressinal, a resposta final e o erro final. Esses parâmetros foram comparados com as respostas do sistema utilizando o controlador PID.

4.4.2.1 Controle PID para velocidade dos motores

O controlador PID para o controle de velocidade dos motores foi desenvolvido através do método manual mencionado na seção 2.3, obtendo-se os parâmetros K_p , K_I e K_D . Esses ganhos foram inseridos no bloco “Controlador PID”. Os blocos “ESC”, “Motor” e “Tacômetro” foram compostos com as mesmas informações do sistema sem o controlador PID. A malha fechada do controle de velocidade dos motores com o controlador PID está exposta na Figura 51. Da mesma forma que o sistema sem o controlador, a entrada do sistema é o erro (diferença entre *setpoint* e a velocidade medida) e a saída é a velocidade corrigida.

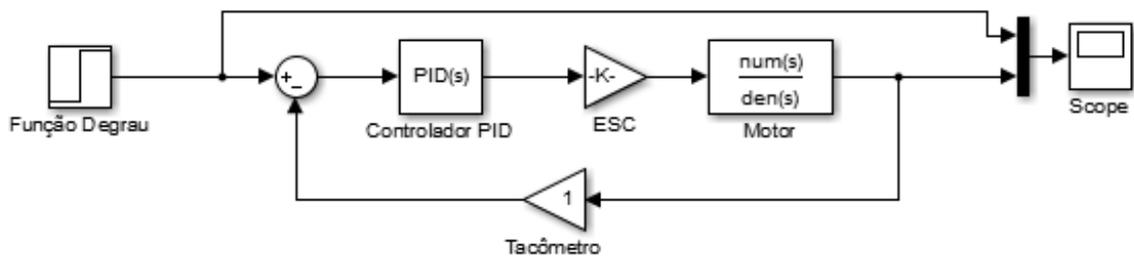


Figura 51: Malha fechada para o controle de velocidade dos motores com PID
Fonte: Autoria própria

Os ganhos utilizados no controlador PID estão expostos com a Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros do controle PID de velocidade dos motores

Ganhos	Valor
K_p	24
K_I	0,00018
K_D	0,000045

Fonte: Autoria própria

De posse dos mecanismos de controle PID e *Fuzzy* para altitude, e PID para controle de velocidade dos motores, foram realizadas as simulações do sistema e posteriormente testes experimentais com o quadricóptero.

4.5 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

Após o desenvolvimento e simulação dos controles para altitude e velocidade dos motores, esses controles foram implementados no quadricóptero para a realização de testes experimentais, onde foi verificado o desempenho do sistema. O quadricóptero realiza as correções de altitude, atitude e velocidade dos motores de forma autônoma, ou seja, esses comandos são realizados sem a utilização do rádio-controle. As respostas obtidas foram comparadas com os resultados simulados.

O controle de atitude (*roll* e *pitch*) não foi tratado neste trabalho e utilizou-se de mecanismo de implementação alternativo para possibilitar o teste de altitude, que deu-se através do método manual durante o voo.

4.5.1 Teste experimental do controle de altitude

Para implementação do controle de altitude para os casos sem controlador PID e com o controlador, foi utilizado um esboço, do inglês *sketch*, disponível no documento MultiWiiCopter, como mencionado na seção 4.3. O código MultiWii pôde então ser adaptado e implementado no IDE do Arduino®.

Para os motores, controlados através do ESC, foram utilizadas as portas 2, 3, 5 e 6. O módulo GPS foi conectado às portas 16 e 17, o módulo *Bluetooth* nas entradas 18 e 19, a unidade de medição inercial GY-80 foi conectada nas portas 20 e 21, e o sensor ultrassônico nas portas 48 e 49. Os motores são ligados ao ESC que é alimentado pela bateria. Para comportar todos os sensores e módulos, foi utilizada a placa de expansão *Mega Sensor Shield*. Além disso, foi utilizada uma bateria 9V para alimentação do Arduino® e *shield*. O circuito para o controle de altitude está ilustrado na Figura 52, com as conexões mencionadas.

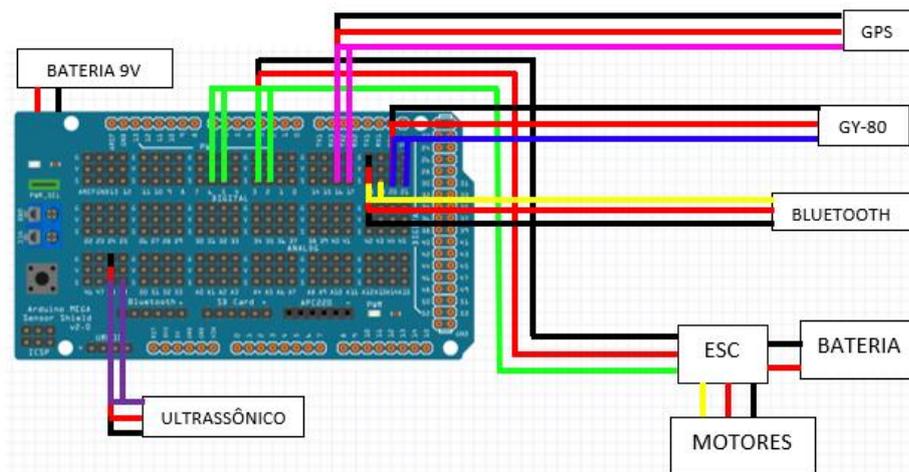


Figura 52: Circuito para o controle de altitude com e sem PID
 Fonte: Autoria própria

Após serem conectados os sensores, motores e baterias como indicado na Figura 50, os testes foram realizados variando os valores do PID. Para isso, foi utilizado um aparelho celular com o aplicativo *EZ-GUI Ground*, mencionado no tópico 4.3, que permite modificar e testar os valores de PID de altitude utilizando o módulo *Bluetooth* conectado ao *Arduino*[®], como é possível observar na Figura 53.

PID				
	P	I	D	Taxa
ROLL	1,5	0,050	30	0,00
PITCH	1,5	0,050	30	
YAW	6,8	0,045	0	0,00
ALT	6,4	0,025	24	
Pos	0,15	0,0		
PosR	3,4	0,14	0,053	
NavR	2,5	0,33	0,083	
LEVEL	9,0	0,010	100	
MAG	4,0			

Figura 53: Aplicativo *EZ-GUI Ground* para ajuste de PID
 Fonte: Autoria própria

Para testar o controle de altitude, foi utilizado o modo de voo BARO referente a correção da altitude de forma automática. Dessa forma, quando o quadricóptero entrava neste modo de voo, as entradas de aceleração do rádio-controle não influenciavam no posicionamento do

quadricóptero e o mesmo deveria manter a altitude que se encontrava quando o modo de voo foi acionado.

O controle de altitude foi testado em quatro situações: sem controlador PID, com controlador PID inicial que vem com o MultiWii, com o controlador PID simulado neste trabalho durante a simulação computacional e com o controlador PID sintonizado experimentalmente. Os valores estão de acordo com a Tabela 5. Verificou-se a capacidade do quadricóptero manter uma altura de um metro e o tempo de queda do mesmo a partir dessa altura.

Tabela 5: Parâmetros PID para teste experimental de altitude

	P	I	D
Sem PID	0	0	0
PID inicial	6,4	0,025	24
PID simulado	1,6	0,9	1
PID experimental	5,5	0,0	2

Fonte: Autoria própria

Para o controlador *Fuzzy*, foi utilizado um *sketch* como base⁸, onde foram feitas modificações e a implementação das 49 regras através do IDE do Arduino[®], estabelecidas no tópico 4.4.1.2. Porém, por dificuldade de conciliação do controle de atitude com o de altitude utilizando o controlador *Fuzzy*, o teste experimental não foi realizado.

4.5.2 Teste experimental do controle de velocidade dos motores

Para realização do teste prático do controle de velocidade dos motores sem o controlador PID foi utilizado um *sketch* como base⁹. Neste, era indicado ao motor BLDC para acelerar até seu valor máximo. A conexão ao Arduino[®] foi realizada como exposto na Figura 54.

⁸ Desenvolvido pelo Grupo de Pesquisa em Robótica (RRG) da Universidade Estadual do Piauí (UESPI – Teresina). Disponível em: <<https://blog.zerokol.com/2012/09/arduinfuzzy-fuzzy-library-for-arduino.html>>;

⁹ Desenvolvido por Dantas (2017).

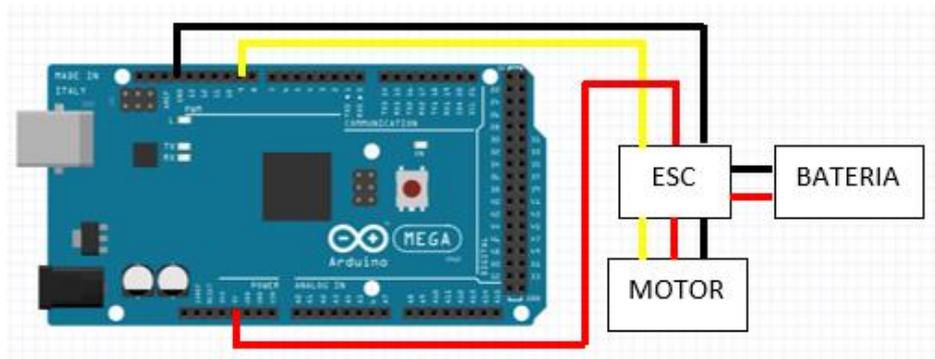


Figura 54: Circuito para controle de velocidade dos motores

Fonte: Autoria própria

A porta 9 foi conectada ao motor, através do ESC. O ESC é conectado a uma porta 5V e ao GND do Arduino®, sendo alimentado pela bateria. O Arduino®, por sua vez, foi alimentado pelo próprio ESC.

Durante o experimento foi medido o tempo necessário para o motor atingir a velocidade máxima. Essa informação foi comparada com o controle utilizando a técnica PID. Esse teste foi realizado com o quadricóptero estático, ou seja, utilizando apenas os motores e sem as hélices, de forma que o equipamento não realizava voo.

Para implementar o controle PID, também foi utilizado um *sketch* como base¹⁰. Neste, é utilizada uma classe para realizar o cálculo da correção a ser inserida na programação utilizando os ganhos do PID. Da mesma forma, foi medido o tempo que o motor demora para atingir a velocidade máxima.

Neste capítulo foram expostos os materiais e *softwares* utilizados para a realização deste trabalho. Além disso, foi descrito a metodologia utilizada, explanando as etapas do procedimento para obtenção dos resultados, que se deu através de testes simulados e experimentais. No capítulo 5 estão os resultados obtidos.

¹⁰ Desenvolvido por Dantas (2017).

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo estão os resultados obtidos a partir da simulação dos controles projetados utilizando as técnicas PID e lógica *Fuzzy* para a altitude e PID para velocidade dos motores, descritos na seção 4.4, e os resultados experimentais referentes a implementação dos controles no protótipo descritos na seção 4.5.

5.1 RESULTADOS SIMULADOS

Como mencionado anteriormente, foram simulados, utilizando a ferramenta Simulink do MATLAB®, os controles para altitude e velocidade dos motores utilizando as técnicas de controle PID e lógica *Fuzzy*. As respostas foram comparadas entre si utilizando parâmetros de desempenho.

5.1.1. Resultado simulado do controle de altitude

Para a simulação do controle de altitude foi verificada a resposta do sistema à entrada de um degrau unitário para a situação sem técnica de controle, com controlador PID e com controlador *Fuzzy*, como descrito na seção 4.4.1. A Figura 55 representa a resposta do sistema ao degrau unitário sem a utilização de um controlador.

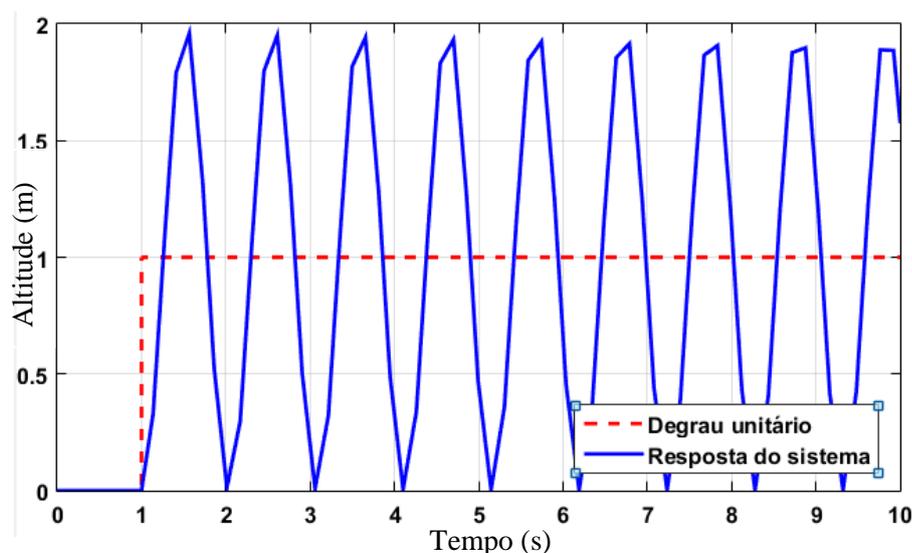


Figura 55: Resposta do sistema de controle de altitude sem técnica de controle
Fonte: Autoria própria

Analisando a resposta ilustrada na Figura 55, é possível verificar a não convergência do sistema no tempo de simulação estipulado. O tempo do sobressinal inicial após o sinal unitário ocorreu com 0,57s. O máximo sobressinal foi de 1 m. O tempo de subida foi de 0,20 s e o tempo de atraso 0,17s. Por consistir numa resposta oscilatória não foi possível obter o tempo de acomodação e o erro estacionário.

Posteriormente foi implementado o bloco do controle PID no sistema, utilizando os valores de K_P , K_I e K_D de acordo com o sistema descrito na seção 4.4.1.1. O tempo de simulação, o tempo do degrau unitário e as funções de transferência foram os mesmos da simulação sem utilização de técnica de controle. A resposta desse sistema, indicando a altura obtida através do comando PWM que sai do controlador está ilustrada na Figura 56.

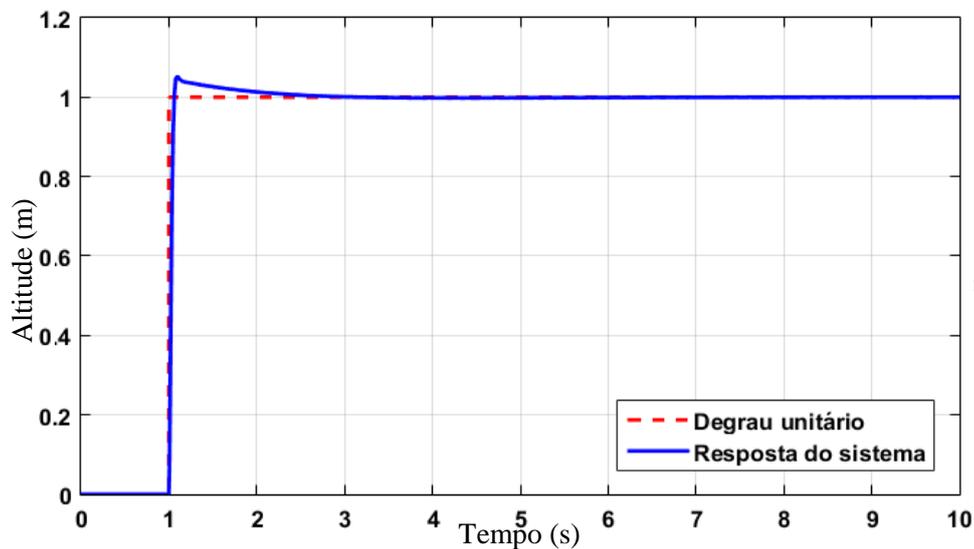


Figura 56: Resposta do sistema de controle de altitude com controlador PID
Fonte: Autoria própria

Utilizando o controlador PID, obteve-se o tempo de subida de 0,039s, tempo de acomodação de 0,106s, tempo de atraso 0,025s, amplitude do sobressinal de 0,098m, tempo de sobressinal 0,052s e erro estacionário igual a 0,0002m. Os tempos foram determinados a partir do tempo de sinal unitário.

A saída do controlador PID é o comando PWM enviado ao ESC para o acionamento dos motores, de forma que os mesmos possibilitem a obtenção da altitude desejada. A saída do controlador está representada na Figura 57 e a respectiva tensão de entrada do motor na Figura 58.

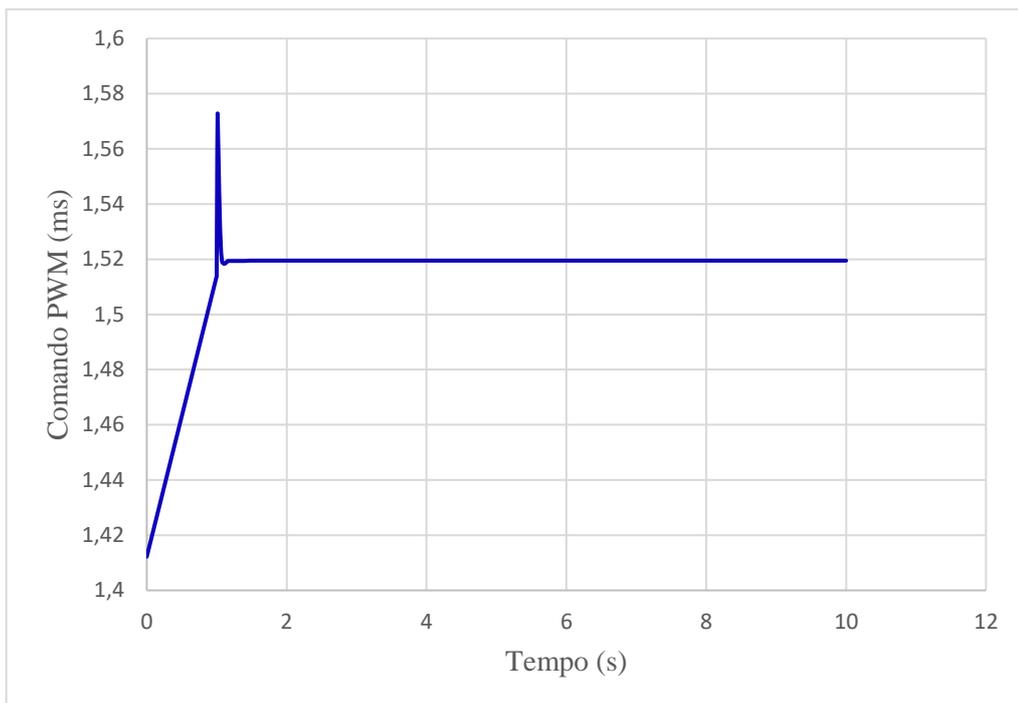


Figura 57: Comando PWM de saída do controlador PID
 Fonte: Autoria própria

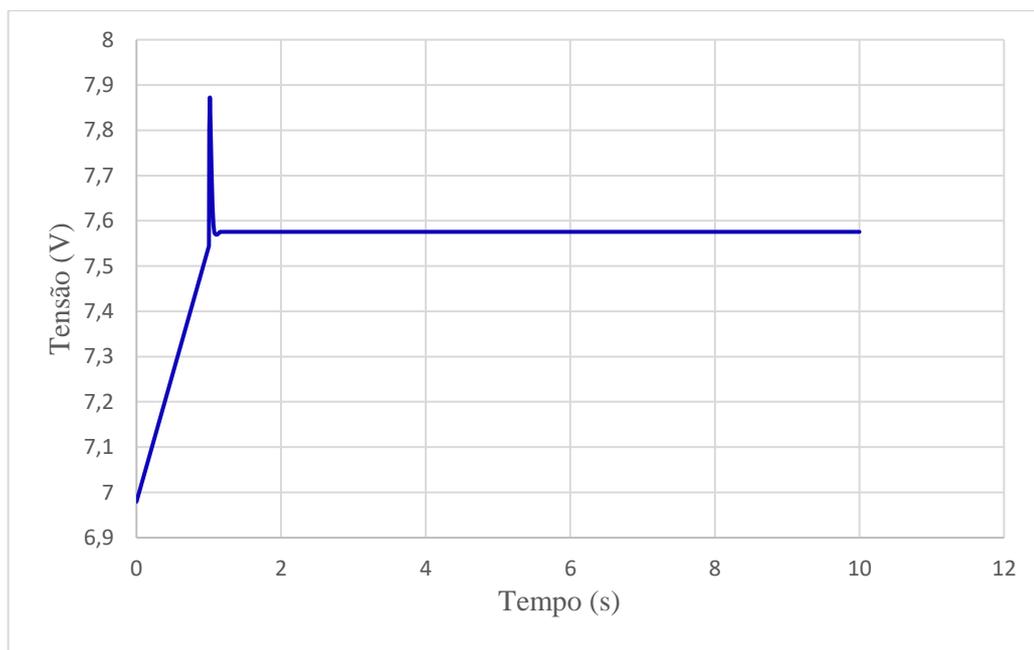


Figura 58: Tensão de entrada do motor para o sistema com controlador PID
 Fonte: Autoria própria

Ao atingir a altitude desejada, o comando PWM permanece em aproximadamente 1,52ms com a tensão de entrada correspondente do motor de aproximadamente 7,57V. A

relação funcional do comando PWM com a tensão de entrada foi levantada no trabalho de Silva (2015) utilizando os mesmos motores.

Por fim, foi realizada a simulação utilizando o controlador *Fuzzy*. As regras e o sistema em malha fechada foram descritos na seção 4.4.1.2. Dessa forma, a entrada do sistema é o erro e a derivada do erro, e a saída do controlador é o incremento da força de empuxo necessária que deve ser gerada pelos quatro motores em conjunto. A resposta desse sistema está ilustrada na Figura 59.

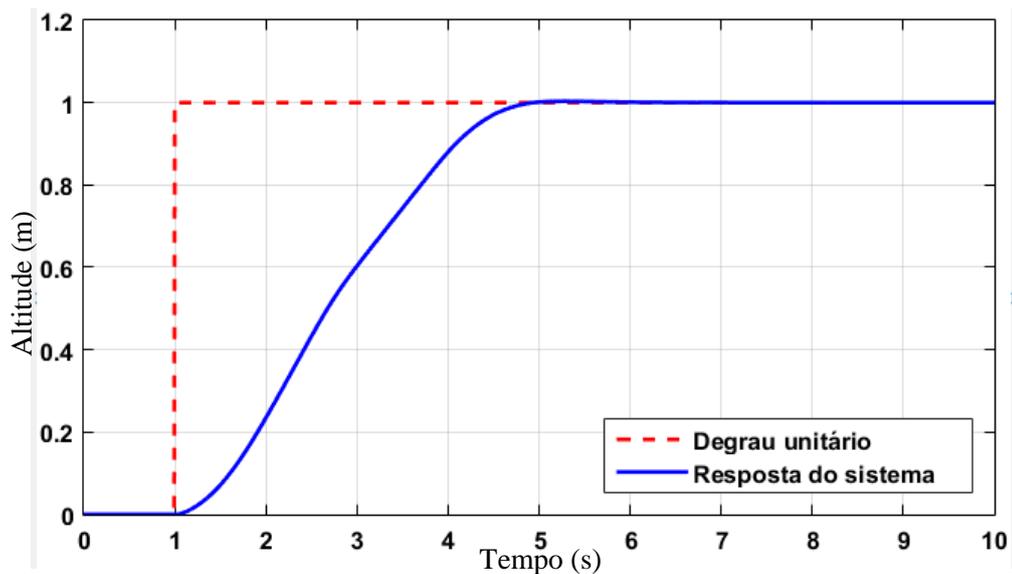


Figura 59: Resposta do sistema de controle de altitude com controlador *Fuzzy*
Fonte: Autoria própria

Para o sistema contendo o controlador *Fuzzy*, obteve-se erro estacionário igual a 0, tempo de subida de 2,48s, tempo de sobressinal 4,1s, amplitude de sobressinal de 0,003, tempo de atraso 1,68s e tempo de acomodação 3,35s. Os tempos foram determinados a partir do tempo de sinal unitário.

A saída do controlador *Fuzzy* é o incremento da força de empuxo que deve ser gerada pelos quatro motores. Relacionando a força de empuxo com o fator de empuxo, foi possível determinar o comando PWM enviado ao ESC para acionamento dos motores, gerando a resposta ilustrada na Figura 60. A variação da tensão de entrada do motor correspondente aos comandos PWM está ilustrada na Figura 61.

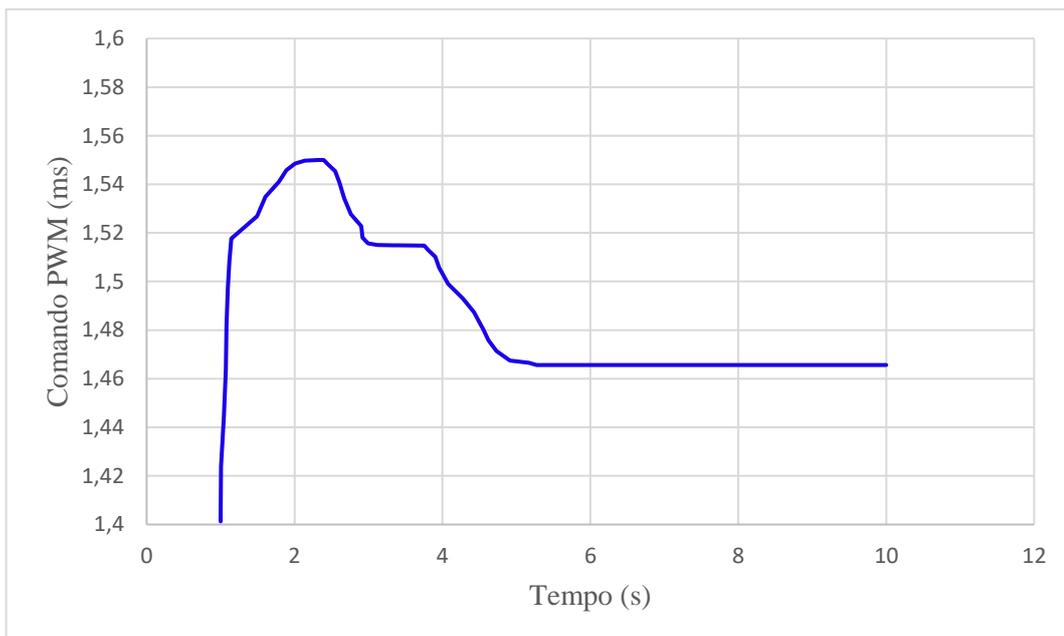


Figura 60: Comando PWM obtido com a saída do controlador *Fuzzy*
 Fonte: Autoria própria

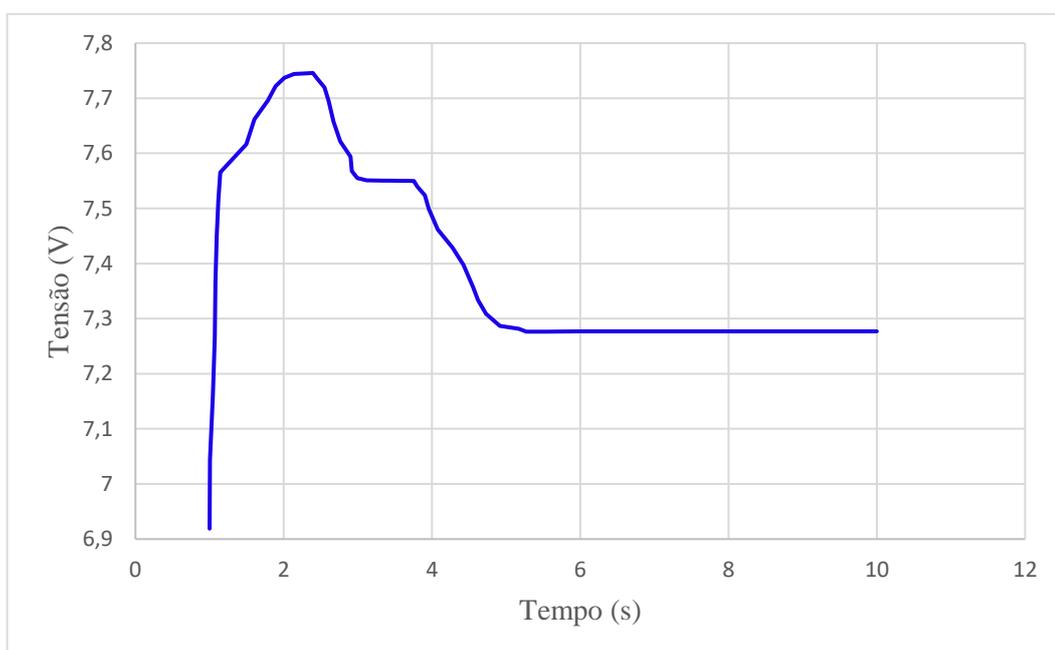


Figura 61: Tensão de entrada do motor para o sistema com controlador *Fuzzy*
 Fonte: Autoria própria

O comando PWM quando a altitude desejada é alcançada foi de aproximadamente 1,47ms, com tensão de entrada do motor correspondente a 7,28V.

Os resultados obtidos com os três sistemas para o controle de altitude, relacionando os parâmetros de desempenho, estão resumidos na Tabela 6.

Tabela 6: Comparativo de respostas obtidas na simulação de altitude

Parâmetros	Sem técnica de controle	PID	Lógica <i>Fuzzy</i>
Tempo de subida (s)	0,20	0,039	2,48
Tempo de sobressinal (s)	0,57	0,052	4,1
Sobressinal (%)	100	9,8	0,3
Tempo de acomodação (s)	-	0,106	3,35
Tempo de atraso (s)	0,17	0,025	1,68
Valor final	1,5824	1,0002	1
Erro estacionário	-	0,0002	0

Fonte: Autoria própria

Com a análise dos dados obtidos com a resposta dos três sistemas, percebe-se que o menor tempo de subida foi obtido com o controlador PID e o maior com o controlador *Fuzzy*. Por sua vez, o sobressinal foi menor neste último. O sistema utilizando o controle *Fuzzy* apresentou tempo de acomodação maior, indicando que a resposta do sistema com o controlador PID foi mais rápida. Porém, devido à dificuldade de sintonizar o controlador *Fuzzy* e a possibilidade de não ter obtido a sintonia mais adequada devido a dependência do conhecimento do especialista, não é indicado que este resultado seja generalizado. Além disso, menor erro foi obtido com o controlador *Fuzzy*. Dessa forma, de acordo com as prioridades e necessidades do sistema a controlar, pode-se optar pelo controle *Fuzzy* ou PID.

5.1.2. Resultado simulado do controle de velocidade dos motores

Para a simulação, foram avaliados os casos do controle de velocidade dos motores sem o controlador PID (utilizando apenas o ESC) e com o controle PID, verificada a resposta a um degrau unitário e em malha fechada, como descrito na seção 4.4.2. A Figura 62 ilustra a resposta do sistema ao degrau unitário sem a utilização de um controlador PID.

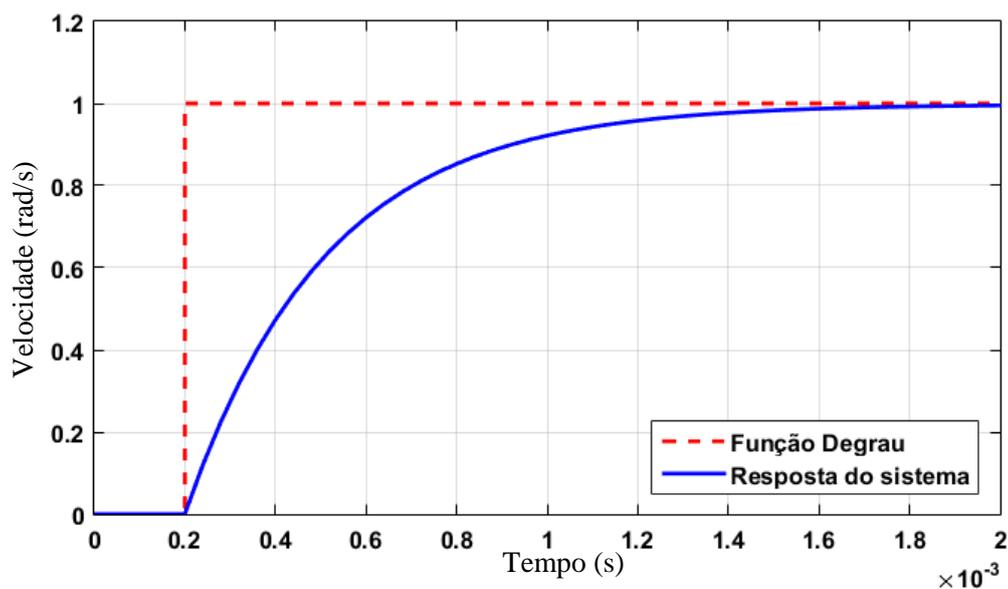


Figura 62: Resposta do sistema de controle de velocidade dos motores sem controlador PID
 Fonte: Autoria própria

Com a Figura 62, foi possível verificar o tempo de subida de $6,89 \times 10^{-4}$ s, tempo de acomodação de $9,6 \times 10^{-4}$ s, tempo de sobressinal e amplitude de sobressinal iguais a 0, tempo de atraso de $2,17 \times 10^{-4}$ s e erro estacionário de $4,82 \times 10^{-3}$ rad/s.

No sistema com controlador PID, o sistema foi organizado como descrito na seção 4.4.2. Com a simulação, foi gerado o gráfico disposto na Figura 63.

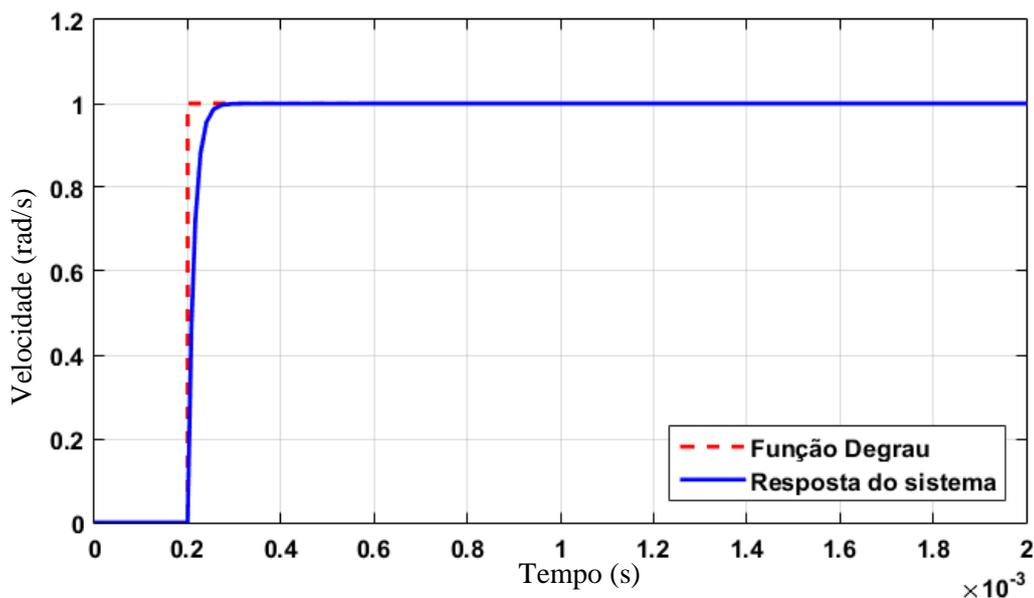


Figura 63: Resposta do sistema de controle de velocidade dos motores com controlador PID
 Fonte: Autoria própria

Com a simulação, obteve-se um tempo de subida igual a $2,80 \times 10^{-5}$ s, de acomodação de $4,06 \times 10^{-5}$ s, tempo de atraso $9,18 \times 10^{-6}$ s e erro estacionário de 7×10^{-5} rad/s. Não ocorreu sobressinal e dessa forma o tempo de sobressinal e a amplitude de sobressinal são iguais a 0.

A Tabela 7 apresenta os resultados obtidos com os dois sistemas para o controle de velocidade dos motores.

Tabela 7: Comparativo de respostas obtidas na simulação de controle de velocidade dos motores

Parâmetros	Sem controlador PID	PID
Tempo de subida (s)	$6,89 \times 10^{-4}$	$2,80 \times 10^{-5}$
Tempo de sobressinal (s)	0	0
Sobressinal (%)	0	0
Tempo de acomodação (s)	$9,6 \times 10^{-4}$	$4,06 \times 10^{-5}$
Tempo de atraso (s)	$2,17 \times 10^{-4}$	$9,18 \times 10^{-6}$
Valor final	0,99518	0,99993
Erro estacionário	$4,82 \times 10^{-3}$	7×10^{-5}

Fonte: Autoria própria

Com isso, foi possível verificar que com a utilização do controlador PID ocorreu um menor erro, além de menores valores para tempo de subida, acomodação e atraso. Isso mostra que a resposta obtida com este controlador apresentou uma melhoria no desempenho.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os controladores desenvolvidos, após serem simulados, foram submetidos a testes experimentais com um quadricóptero, de acordo como descrito na seção 4.5. O controle de altitude foi avaliado durante voos e o controle de velocidade dos motores foi avaliado com o quadricóptero estático.

5.2.1 Resultado experimental para o controle de altitude

Para possibilitar o voo do quadricóptero para o teste do controle de altitude, foi necessário ajustar o controle de atitude (*roll* e *pitch*). Para isso, foi utilizado o rádio controle

para fazê-lo atingir uma determinada altura e após isso ativou-se o controle automático para ajuste de atitude através do modo de voo HORIZON. Nesse momento, o quadricóptero, utilizando o PID de atitude, deveria ser capaz de corrigir e tornar iguais a 0 os ângulos sem a influência do controle. Foi verificado o desempenho do sistema sem controlador PID, com o controle PID inicial sugerido pelo MultiWii e foi sintonizado um novo PID experimentalmente objetivando melhor desempenho. Em cada caso, aplicou-se os mesmos valores PID para *roll*, ângulo em torno do eixo x, e *pitch*, ângulo em torno do eixo y. Os valores mencionados estão dispostos na Tabela 8.

Tabela 8: Sintonia do controle de atitude experimental

	P	I	D
Sem PID	0	0	0
PID inicial	3,3	0,050	23
PID experimental	1,5	0,050	30

Fonte: Autoria própria

As Figuras 64 e 65 apresentam a resposta do sistema com os controles de atitude mencionados nos eixos x e y, respectivamente, comparando com a saída desejada que é o ângulo 0 nos eixos x e y. Os valores do PID eram modificados em solo e em seguida os testes em voo eram realizados. Foi analisado um tempo de teste de 60 segundos.

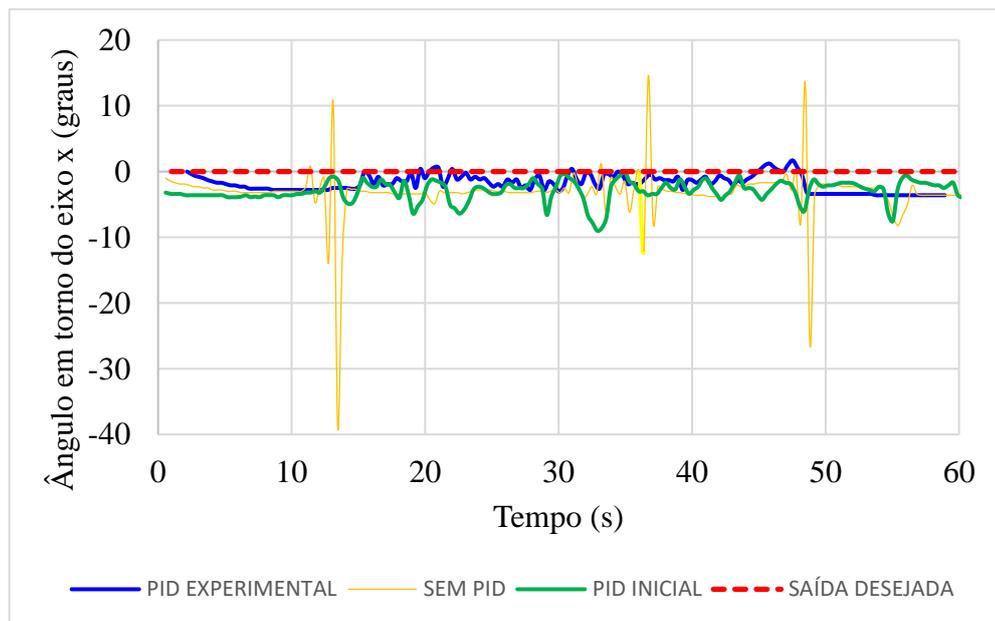


Figura 64: Resposta experimental para o controle de atitude no eixo x
 Fonte: Autoria própria

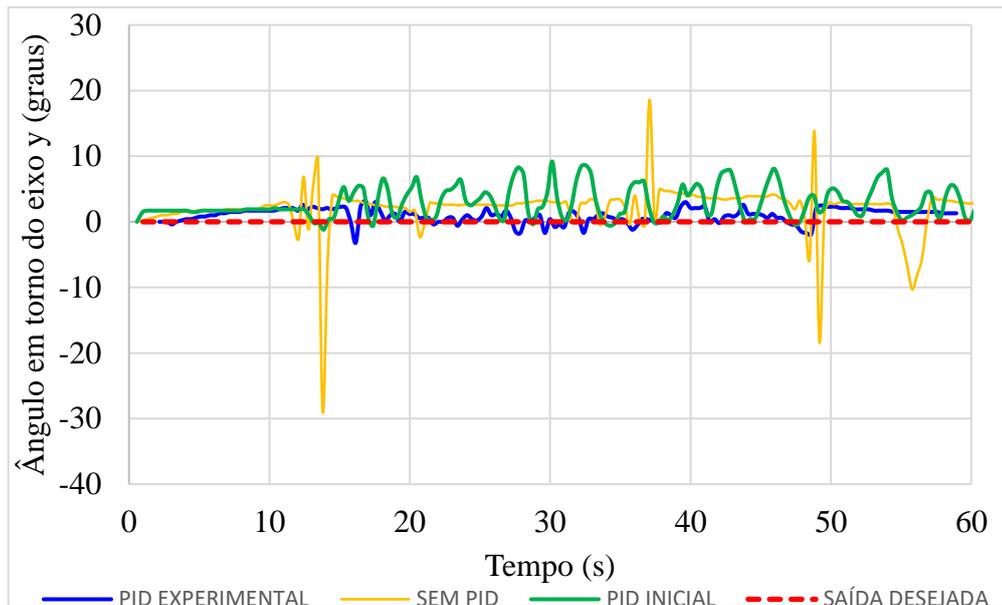


Figura 65: Resposta experimental para o controle de atitude no eixo y
 Fonte: Autoria própria

O voo sem controlador PID apresentou uma grande instabilidade resultando na queda do quadricóptero após alguns segundos de teste, como pode ser observado nas Figuras 64 e 65 com o traço amarelo. Os trechos dessa linha sem oscilação foram no momento de reinício de teste, onde foram feitas três tentativas (apresentadas nos picos). O quadricóptero, com essa condição, iniciava uma pequena oscilação que aumentava e terminava com o quadricóptero no chão após poucos segundos.

O voo com o controlador PID inicial foi satisfatório, porém apresentava um maior tempo para ajustar os ângulos. O PID ajustado experimentalmente permitiu uma correção dos ângulos mais rápida e maior estabilidade de voo. Dessa forma, foi utilizado o PID ajustado para testar o controle de altitude. A Figura 66 mostra o quadricóptero em voo no momento de testes.



Figura 66: Quadricóptero durante o voo para testes experimentais
Fonte: Autoria própria

Os voos foram realizados em ambiente aberto, tendo, portanto, a influência de fatores externos, como rajadas de vento. Durante o voo autônomo com os valores de PID mencionados, o quadricóptero manteve iguais a zero os ângulos de rolagem e arfagem, alterando apenas a altura no eixo z. Foram analisados diferentes valores PID para altitude como mencionado na seção 4.5.1. Os valores PID eram ajustados antes do início de cada voo. A resposta está de acordo com a Figura 67.

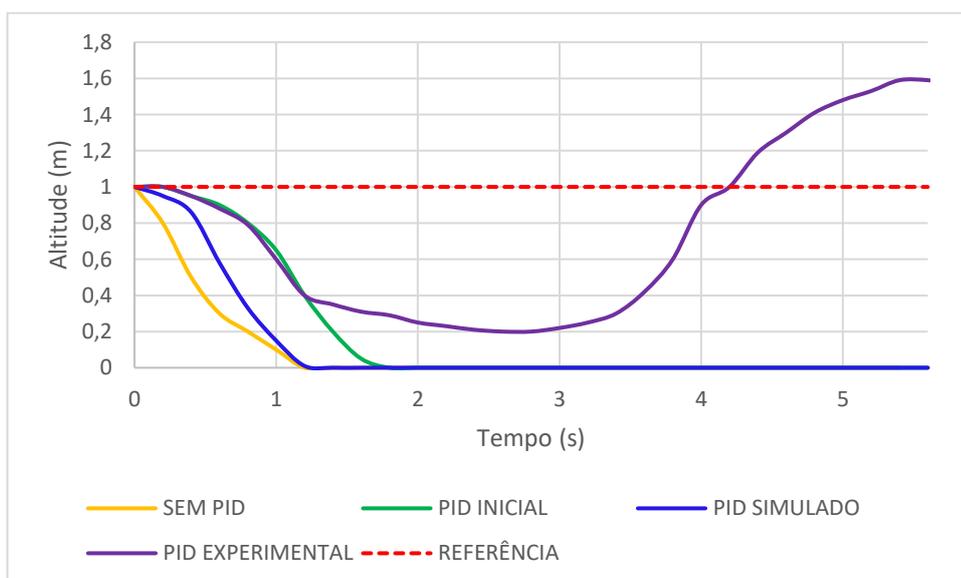


Figura 67: Resultado experimental do controle de altitude
Fonte: Autoria própria

Através da Figura 67 pode-se perceber que sem o controle PID o quadricóptero não conseguiu manter a altura, sofrendo uma queda súbita. Com o controlador PID desenvolvido neste trabalho o quadricóptero também não manteve a altitude, porém a queda foi um pouco mais lenta que o caso anterior. Com o controlador PID inicial, fornecido pelo MultiWii, ocorreu da mesma forma. O controlador PID experimental apresentou melhor desempenho dentre os parâmetros testados, permitindo que o quadricóptero permanecesse em um movimento oscilatório em torno da altura desejada. Outros testes deverão ser realizados para otimizar os parâmetros e obter uma melhor resposta para o controle de altitude.

Para poder comparar com o controle de altitude simulado utilizando o controlador PID, foi verificada a variação do comando PWM necessário para tornar possível o voo do quadricóptero com 1 metro de altura, obtida através da leitura real desta variável através do Arduino®. A resposta obtida está ilustrada na Figura 68. A respectiva variação da tensão de entrada do motor está representada na Figura 69.

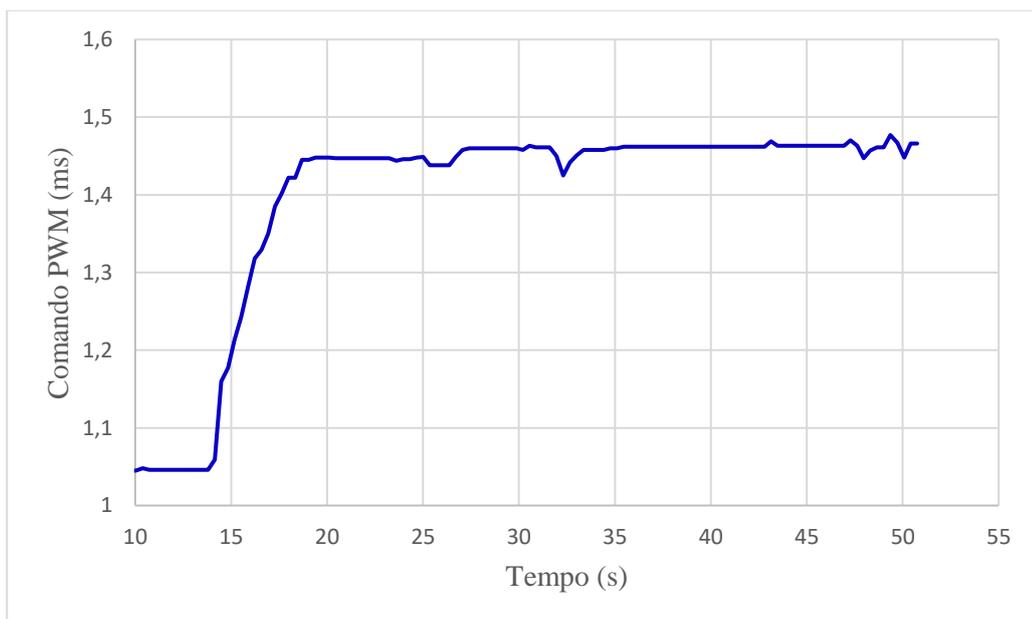


Figura 68: Variação do comando PWM no teste experimental
Fonte: Autoria própria

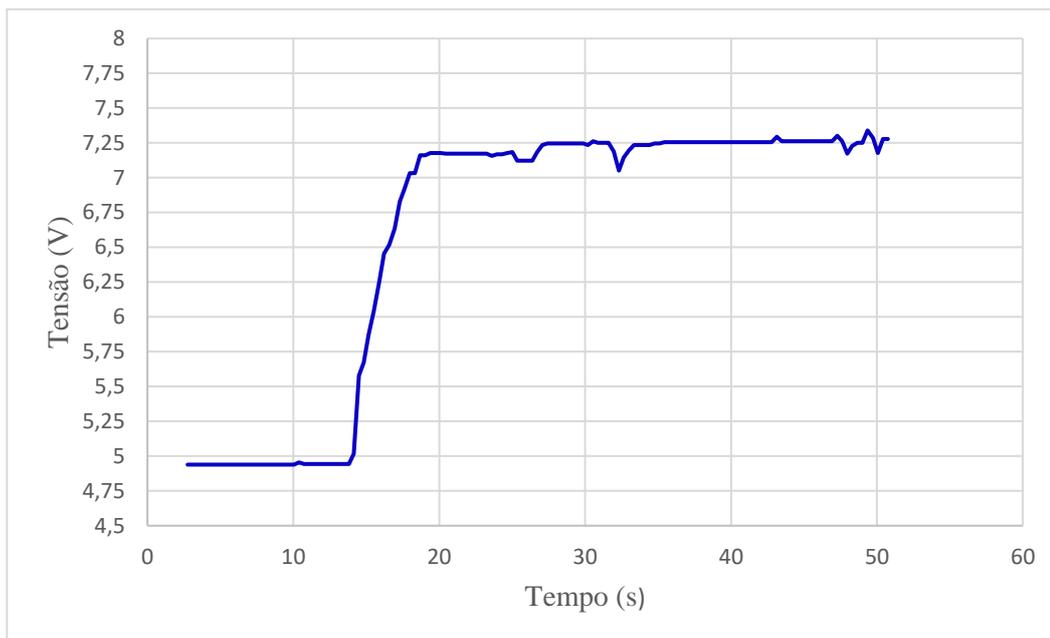


Figura 69: Variação da tensão de entrada do motor no teste experimental
 Fonte: Autoria própria

Apesar do teste realizado para obtenção das Figuras 66 e 67 não ter sido realizado no modo automático, este serviu para comparar, utilizando um mesmo PID de altitude, a divergência entre a saída do controlador PID simulado e do real, assim como a tensão de entrada do motor. O comando PWM para a altitude desejada corresponde aproximadamente a 1,46ms e a tensão de entrada correspondente de aproximadamente 7,25V. Os valores obtidos deram próximos aos valores simulados com o controlador PID, com pequenos desvios que podem ser atribuídos às simplificações realizadas na modelagem matemática, ruídos na leitura dos sensores e às perturbações durante o voo.

A realização do teste com o controlador *Fuzzy* foi impossibilitada devido à dificuldade de obter o controle de atitude para que tornasse possível o teste com segurança. O aplicativo utilizado para a alteração do controle PID não possibilitava a utilização do controle *Fuzzy*. Mesmo assim, o *sketch* foi desenvolvido.

5.2.2 Resultado experimental para o controle de velocidade dos motores

Para o teste experimental do controle de velocidade dos motores, foram conectados os motores ao ESC e este ao Arduino® e bateria, como descrito na seção 4.5.2. Foram realizados testes autônomos estáticos com o quadricóptero para o controle de velocidade dos motores com

e sem o controlador PID. Esses testes estáticos foram realizados apenas com os motores e o Arduino®, sem a utilização de hélices.

Nas duas condições, foi comandado aos motores acelerarem até a velocidade máxima, estabelecida no experimento o limite de 1,8ms por questões de segurança para o motor. Com isso, verificou-se o tempo necessário para a realização dessa tarefa. Na Figura 70 estão os resultados obtidos.

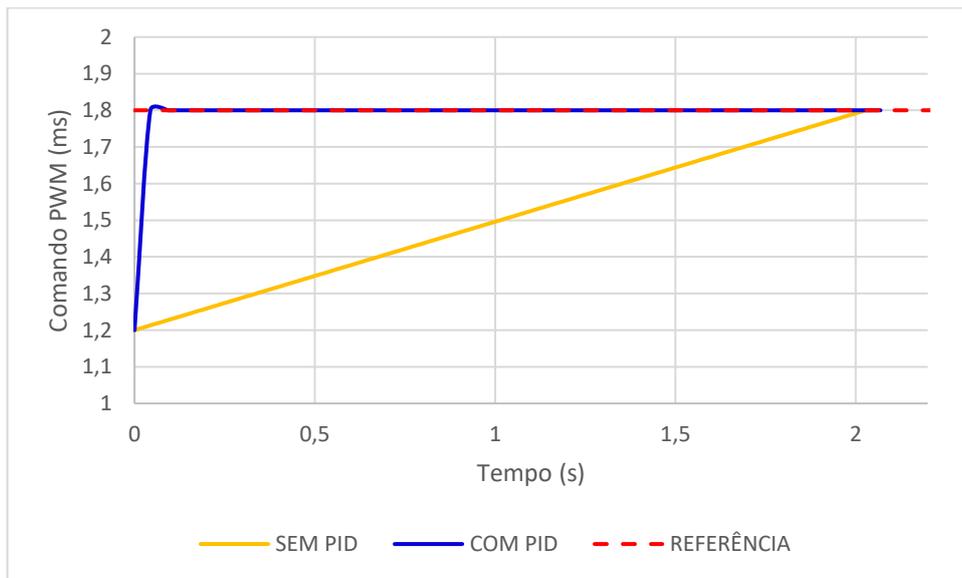


Figura 70: Resultados experimentais para o controle de velocidade dos motores
Fonte: Autoria própria

Sem o controlador, a tarefa foi realizada num tempo de 2,03 segundos. Pode-se observar que sem o controlador, a resposta do sistema é de forma lenta, sendo controlada pela constante de ESC obtida experimentalmente. Com o controlador PID, a tarefa foi realizada em 0,044s, representando uma melhoria de desempenho.

Neste capítulo foram apresentados os resultados simulados e reais dos controladores desenvolvidos para altitude e velocidade dos motores. No capítulo 6 se encontram as conclusões e recomendações de trabalhos futuros.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir das simulações realizadas, as respostas obtidas com os controladores desenvolvidos para altitude e velocidade dos motores foram adequadas. No controle de altitude, o controlador PID permitiu a obtenção de resposta mais rápida, porém com o controlador *Fuzzy* obteve-se um menor erro e sobressinal. O desenvolvimento do controlador *Fuzzy* apresentou maior dificuldade de sintonia, visto que depende do conhecimento e experiência de um especialista. Dessa forma, os resultados obtidos não podem ser generalizados visto que um melhor desempenho pode ser obtido com uma melhor sintonia do sistema. Percebe-se que de acordo com as prioridades de teste e de equipamento, um controlador pode se tornar mais adequado que outro.

Mesmo apresentando esse *delay* na resposta, o controlador *Fuzzy* desenvolvido apresentou menores tempos e menor erro estacionário comparado ao trabalho de Dantas (2017), em que foi utilizado o mesmo quadricóptero e desenvolvido o controlador *Fuzzy* para altitude. A utilização de um maior número de regras contribuiu para uma maior rapidez na convergência e um menor erro ao final da simulação.

Da mesma forma, o controlador PID de altitude desenvolvido neste trabalho apresentou melhor resposta, com menores tempos, que o trabalho desenvolvido por Silva (2015), também analisando o mesmo quadricóptero com o controlador PID para altitude. Os trabalhos acima mencionados foram desenvolvidos no mesmo Programa de Pós-Graduação e dessa forma este estudo contribuiu para a melhoria de resultados com os controladores desenvolvidos e a continuação da pesquisa dentro do programa.

No controle de velocidade dos motores, a simulação utilizando o controlador PID apresentou resposta mais rápida, dessa forma indicando uma melhoria de desempenho, como era esperado, em relação ao sistema utilizando apenas o controlador eletrônico de velocidade (ESC).

Os resultados obtidos para o controle de velocidade dos motores utilizando o controlador PID apresentou melhor desempenho do que o trabalho desenvolvido por Silva (2015), utilizando as mesmas condições, porém com outros valores para o PID. Foi obtido tempos de resposta mais rápidos e um menor erro estacionário.

Os testes experimentais foram realizados de forma a verificar o desempenho real dos controladores desenvolvidos. Para a realização desses testes, uma série de desafios foram encontrados: falta de materiais, dificuldade de aquisição devido à falta de fornecedores na

região e de recursos, quebras de componentes durante testes e falta de segurança para realização de voos. Além disso, foi necessário implementar o controle de atitude para permitir o voo do quadricóptero, e dessa forma tornar possível o teste do controle de altitude, o que demandou tempo. Diante de todos esses fatores, não foi possível realizar e/ou repetir todos os testes de voo necessários.

Para a altitude, foram testados o sistema com controlador PID desenvolvido neste trabalho, sem o controlador PID, com o controlador PID indicado pelo MultiWii e com o controlador PID ajustado experimentalmente. A resposta do quadricóptero com o PID sintonizado experimentalmente apresentou melhor desempenho comparado aos outros, sendo necessários outros testes para otimizar a resposta, visto que ficou oscilando na altura desejada.

O controle PID para altitude desenvolvido neste trabalho se mostrou insuficiente para tornar possível e manter o voo do quadricóptero em uma altura especificada. No controle de altitude com o controlador PID, a simulação apresentou bom desempenho, com erro estacionário de 0,0002m. A divergência de resultados entre os testes computacionais e reais pode ser atribuída às simplificações realizadas na modelagem matemática. A possível falta de simetria do equipamento, a utilização de motores com características internas de funcionamento diferentes, a não determinação do atrito viscoso do motor, entre outros fatores, podem ter influenciado nos resultados reais. Além disso, os voos foram realizados em local aberto, estando o quadricóptero sujeito a perturbações não previstas na simulação.

Para o controle de velocidade dos motores, os resultados dos testes reais foram qualitativamente semelhantes aos simulados, apresentando respostas mais demoradas. Mesmo assim, o controlador desenvolvido se mostrou adequado para testes experimentais.

Dessa forma, esse trabalho contribuiu para a continuidade de pesquisas de VANT's dentro do Programa de Pós-Graduação de Sistemas de Comunicação e Automação da UFERSA. Além do desenvolvimento de controladores apresentando evolução com relação aos trabalhos anteriores, este trabalho tornou possível um meio de teste de controladores PID em voo através da programação e modos de voo utilizados, garantindo a segurança e aquisição de dados necessários.

Para trabalhos futuros sugere-se o teste experimental do controle *Fuzzy* para altitude, além da utilização e comparação de outras técnicas, como LQR e Redes Neurais. Pode-se também continuar o estudo com o desenvolvimento e análises computacionais e experimentais do controle de atitude e posição. Uma melhor sintonia do controle PID de altitude experimental

pode ser investigada para possibilitar que quadricóptero mantenha a altitude em um voo autônomo.

REFERÊNCIAS

AI-YOUNES, Y. JARRAH, MA. Attitude Stabilization of Quadrotor UAV Using Backstepping Fuzzy Logic Backstepping Least-Mean-Square Controllers. In: 5TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON MECHATRONICS AND ITS APPLICATIONS (ISMA08), 2008. Amman. **Anais...** Amman, 2008. 11 p.

ALVES, A. S. C. **Estudo e Aplicação de Técnicas de Controle Embarcadas para Estabilização de Voo de Quadricópteros**. Apresentado como tese do doutorado em Engenharia Elétrica – Faculdade de Engenharia. Juiz de Fora: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012. 121 p.

ANISI, D. A. GUNNAR, J. LILLEHAGEN, T. SKOURUP, C. Robot automation in oil and gas facilities: Indoor and onsite demonstrations. In: **2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems**, 2010. p. 4729-4734.

ARDUINO. Disponível em: <<https://www.arduino.cc/>>. Acesso em 20 mar 2018.

BASAM, V. R. KUMAR, G. R. Evolutionary Approach Based Design of BLDC Motor Controller with H_{∞} Objectives. In: COMPUTER AIDED METHODS FOR MODELLING, SIMULATION AND OPTIMIZATION, 2010, [s.l.]. **Proceedings of the Computer Aided Methods for Modelling, Simulation and Optimization**. [s.l.: s.n.], 2010. Não paginado.

BEARD, R. W. **Quadrotor Dynamics and Control**. 2008. 47 f. Brigham Young University, 2008.

BENGEL, M. PFEIFFER, K. GRAF, B. BUBECK, A. VERL, A. Mobile Robots for Offshore Inspection and Manipulation. In: **2009 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems**, 2009. p. 3317-3322.

BISHOP, R. H. (Ed.). **The Mechatronics Handbook**, v. 2. [s.l.]: CRC Press, 2002.

BRANDÃO, A. S. et al. Modelagem e Controle Não Linear Subatuado de um Quadrotor: Parte 1. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 19., 2012. Campina Grande. **Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática**. Campina Grande: UFCG, 2012. p. 449-454.

BRANDÃO, A. S. **Projeto de Controladores Não Lineares Para Voo Autônomo de Veículos Aéreos de Pás Rotativas**. Apresentado como tese do doutorado em Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico: Universidade Federal do Espírito Santo. 2013. 234 p.

CHEN, H. STAVINOHA, S. WALKER, M. ZHANG, B. FUHLBRIGGE, T. Challenges of robotics and automation in offshore oil&gas industry. In: **2014 IEEE 4th Annual International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)**, 2014. p. 557-562.

D'AVILA, C. E. P. et al. Estudo de um motor CC brushless aplicado no acionamento de um carro elétrico de pequeno porte. **Revista Liberato**, Novo Hamburgo, v. 12, n. 18, p. 159-168, jul./dez. 2011. ISSN: 2178-8820.

DANTAS, F. E. F. **Controle para um Veículo Aéreo Não Tripulado do Tipo Quadricóptero**. 2017. Dissertação de mestrado. UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO. 79 p.

DORF, R. C. BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. 11. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2011. 724 p.

FIALHO, A. B. **Automação Pneumática**. São Paulo: Érica, 2003.

GALVEZ, R. L. DADIOS, E. P. BANDALA, A. A. Predicting the motion of quadrotor using neural network. In: **2015 International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM)**, 2015. p. 1-6.

GOMIDE, F. GUDWIN, R. R. TANSCHWEIT, R. Conceitos fundamentais da teoria de conjuntos fuzzy, lógica fuzzy e aplicações. In: **Proc. 6 th IFSA Congress Tutorials**. 1995. p. 1-38.

INPE – INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS. **PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DE MOTORES "BRUSHLESS" (BLDC) PARA APLICAÇÃO EM VOLANTES DE INÉRCIA**. 2014. 143 f. Divisão de Mecânica Espacial e Controle, Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais. Disponível em: <<http://mtc-m21b.sid.inpe.br/col/sid.inpe.br/mtc-m21b/2014/07.28.19.09/doc/publicacao.pdf?metadatarpository=&mirror=iconet.com.br/bano n/2006/11.26.21.31>>. Acesso em: 12 jul 2016.

KHATOON, S. GUPTA, D. DAS, L. K. PID & LQR Control for a Quadrotor: Modeling and Simulation. In: 2014 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2014, Greater Noida. **Anais...** Greater Noida, 2014. p. 796- 802.

KUO, Benjamin C. **Sistemas de control automático**. [s.l.]: Pearson Educación, 1996.

KURIEN, M. PRAYAGKAR, A. RAJESHIRKE, V. Overview of Different Approaches of PID Controller Tuning. **International Journal of Research in Advent Technology**, [s.l.], Jan. 2014. v. 2, n. 1, p. 167-175. ISSN: 2321-9637

LAURA, T. L. **Sistema de Supervisão Aérea para Detecção de Anomalias em Instalações de Petróleo e Gás**. 2012. Tese de Doutorado. UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE. 82 p.

MARTINS, W. F. **Controle Fuzzy Em Tempo Real, Aplicado ao Sistema Plataforma-Esfera**. Dissertação de Mestrado. Instituto Militar De Engenharia, IME, Rio de Janeiro, 2007.

NICOL, C.; MACNAB, C. J. B.; RAMIREZ-SERRANO, A. Robust neural network control of a quadrotor helicopter. In: **Electrical and Computer Engineering**. CCECE 2008. Canadian Conference on. IEEE, 2008. p. 001233-001238.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**, 5ª edição, Editora Pearson, Prentice-Hall, 2011.

- OLIVEIRA, S. F. C. **Análise Comparativa entre o Controlador PID-FUZZY e o PID Convencional Aplicados à Estabilização da Atitude de um Quadrimotor**. Mossoró, 2015. Dissertação do Mestrado. UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL SEMI-ÁRIDO. 78 p.
- PANOMRATTANARUG, B. HIGUCHI, K. CAMINO, F. M. Attitude Control of a Quadrotor Aircraft Using LQR State Feedback Controller with Full Order State Observer. In: SICE Annual Conference, 2013. Nagoya. **Anais...** Nagoya: Nagoya University, 2013. p. 2041-2046.
- PARAVASTU, V. MANOHARAN, S. MANIMARABOOPATHY, M. A proposal of an automatic sensor system for petroleum detection. In: **2013 International Conference on Green Computing, Communication and Conservation of Energy (ICGCE)**, 2013. p. 335-338.
- PENG, C. HSU, C. Integration of an unmanned vehicle and its application to real-time gas detection and monitoring. In: **2015 IEEE International Conference on Consumer Electronics-Taiwan (ICCE-TW)**, 2015. p. 320-321.
- POUNDS, P. **Design, Construction and Control of a Large Quadrotor Micro Air Vehicle**. Austrália, 2007
- RAHARJA, N. M. et al. Altitude control for quadrotor with mamdani fuzzy model. In: **Science in Information Technology (ICSITech), 2015 International Conference on**. IEEE, 2015. p. 309-314.
- RASHAD, R. ABOUDONIA, A. EL-BADAWY, A. Backstepping Trajectory Tracking Control of a Quadrotor with Disturbance Rejection. In: 2015 XXV INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION, COMMUNICATION AND AUTOMATION TECHNOLOGIES (ICAT), 2015. Saravejo. **Anais...** Saravejo, 2015. 7 p.
- RAZA, S. A. GUEIAEB, W. **Intelligent Flight Control of an Autonomous Quadrotor, Motion Control**, Federico Casolo (Ed.), ISBN: 978-953-7619-55-8. InTech, 2010.
- SÁ, R. C. **Construção, Modelagem Dinâmica e Controle PID para Estabilidade de um Veículo Aéreo Não Tripulado do Tipo Quadrirotor**. 2012. Dissertação de mestrado. UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ. 93 p.
- SANTOS, Matilde; LOPEZ, Victoria; MORATA, Franciso. Intelligent fuzzy controller of a quadrotor. In: **Intelligent Systems and Knowledge Engineering (ISKE), 2010 International Conference on**. IEEE, 2010. p. 141-146.
- SHUKLA, A. KARKI, H. A review of robotics in onshore oil-gas industry. In: **2013 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation**, 2013. p. 1153-1160.
- SILVA, M. F da. **Modelagem Dinâmica, Identificação de Parâmetros e Controle de um Veículo Aéreo Não Tripulado do Tipo Quadricóptero**. 2015. Dissertação de mestrado. UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO. 128 p.
- SIMÕES, M. G. SHAW, I. S. **Controle e modelagem fuzzy**. São Paulo: **Blucher**, 2007.

SKY FUTURES. Disponível em: <<http://www.sky-futures.com/>>. Acesso em: 19 de julho de 2016.

SOUZA, A. C. Z. PINHEIRO, C. A. M.. **Introdução à Modelagem, Análise e Simulação de Sistemas Dinâmicos**. Rio de Janeiro: Interciência, 2008. 173 p.

SURESHKUMAR, V. et al. **Autonomous Control of a Quadrotor UAV using Fuzzy Logic**. Unsys Digital. Cincinnati, Ohio, United States. Vol 2. Pag. 144. 2013.

TAN, C. K. WANG, J. PAW, Y. C. NG, T. Y. **Tracking of a moving ground target by a quadrotor using a backstepping approach based on a full state cascaded dynamics**. [s.l.]: Elsevier, 2016. p. 47-62.

TOURINO, Sérgio Roberto Gonsalves. **Guiagem do Robô Móvel XR4000 para Inspeção via Internet de Tubulações Industriais Soldadas**. 2000, Relatório de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Mecânica) – Faculdade de Tecnologia, Universidade de Brasília, Brasília, 2000.

VARGA, M. BOGDAN, S. Fuzzy-Lyapunov Based Quadrotor Controller Design. In: European Control Conference, 2009. Budapest. **Anais...** Budapest, 2009. p. 928-933.

VIEIRA, J. C. S. **Plataforma Móvel Aérea QuadRotor**. Dissertação, Mestrado. Universidade do Minho, 2011.

VILAS BOAS, A. S. C. A. VILAS BOAS, E. R. HONÓRIO, L. M. **Análise e Comparação das Técnicas de Controle PID, LQR e Backstepping para Estabilização de Voo de Quadricópteros**. Em: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO INTELIGENTE, 11., 2013, Fortaleza. Anais do XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Fortaleza: UFC, 2013. Não paginado. Artigo 5139.

WAHYUNGGORO, O. et al. Trajectory and altitude controls for autonomous hover of a quadrotor based on fuzzy algorithm. In: **Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), 2016 8th International Conference on**. IEEE, 2016. p. 1-6.

WU, C. Robust Output Feedback Position Control for Quadrotor Based on Disturbance Observer. In: **2015 IEEE Conference on Robotics and Biomimetics Zhuhai, 2015**. China. **Anais...** China, 2015. p. 446-451.

YESILDIREK, A. IMRAN, B. Nonlinear control of quadrotor using multi Lyapunov functions. In: **2014 IEEE American Control Conference, 2014**. p. 3844-38.

ZADEH, L. A. **Fuzzy Sets. Information and Control**. Berkeley, California, United States, 1965. vol.8. p.338-353.