

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Simulação e Desenvolvimento de um Veículo
Aéreo Autónomo de Quatro Rotores**

José Duarte Alves de Sousa

VERSÃO FINAL

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Armando Araujo

Porto, 14 de Julho 2011

A Dissertação intitulada

“Simulação e Desenvolvimento de um veículo aéreo autónomo de quatro rotores”

foi aprovada em provas realizadas em 14-07-2011

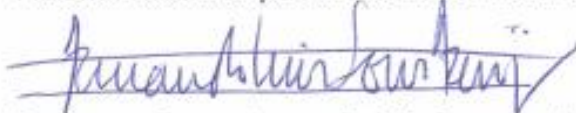
o júri



Presidente Professor Doutor Armando Jorge Miranda de Sousa
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Jaime Francisco Cruz Fonseca
Professor Auxiliar Departamento Electrónica Industrial da Universidade do Minho



Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - José Duarte Alves de Sousa

© José Duarte Alves de Sousa, 2011

Resumo

O tema desta dissertação é o estudo e desenvolvimento de um veículo aéreo não tripulado, de quatro rotores, com capacidade de aterragem e descolagem vertical, denominado *Quadrotor*.

Ao longo do documento são apresentados o princípio de funcionamento do veículo, o modelo dinâmico do sistema e os testes realizados aos actuadores.

O modelo dinâmico obtido foi implementado em *Matlab/Simulink*. Neste ambiente foram implementadas topologias de controlo Difuso, PD e PID para as quais foram realizadas diversas simulações comparativas do seu desempenho.

Em paralelo desenvolveu-se um protótipo do sistema constituído pelo veículo e por uma estação base. Esta realiza a interface com o utilizador podendo com a mesma efectuar-se a monitorização, ajustar parâmetros e controlar as referências.

Findas as fases de projecto e simulação o protótipo foi sujeito a testes experimentais, com diferentes graus de liberdade, de modo a ser possível observar a sua resposta, analisar o seu comportamento, ou seja, a habilidade de controlar passivamente os ângulos *roll*, *pitch* e *yaw* e retirar conclusões para trabalhos futuros.

Abstract

This thesis deals with the design, the dynamic modeling and the simulation of an autonomous four rotors aerial vehicle with the ability to land and take off vertically, called Quadrotor.

This document provides its principle of operation, the dynamic system model and the tests performed to the actuators. The derived dynamic model, implemented in Matlab/Simulink, reflects the physical model, in order to allow accurate simulations, and to be simple enough to be used for controller design. Several control methods were used such as Fuzzy, PD, PID in order to compare its performance.

A prototype of the developed system was implemented in the Lab. The base station holds the user interface that enables the vehicle monitoring, parameter adjustment and reference control.

The prototype was subjected to tests with different degrees of freedom, in order to see its response, analyze its behavior, that is, the ability to control passively the pitch, the roll and the yaw and draw conclusions for future work.

Agradecimentos

Ao meu orientador Prof. Dr. Armando Araújo pelas ideias, conhecimentos e apoio que disponibilizou durante a execução deste trabalho.

Aos meus pais pelo carinho, ajuda e apoio nos momentos felizes e sobretudo nos mais difíceis de toda a minha vida académica. Sem eles nada disto seria possível, por isso merecem um lugar de destaque em todos os momentos dos últimos cinco anos.

Aos meus amigos e em particular ao Samuel Cunha pela ajuda prestada na realização de algumas tarefas.

*“Everybody knows that some things are simply impossible
until somebody, who doesn’t know that,
makes them possible.”*

Albert Einstein

Índice

Resumo	vii
Abstract.....	ix
Agradecimentos	xi
Índice.....	xv
Lista de figuras	xviii
Lista de tabelas	xxvi
Abreviaturas e Símbolos	xxviii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Classificação de Veículos Aéreos não Tripulados.....	2
1.1.1 - Classificação pelo peso.....	2
1.1.2 - Classificação pelo alcance e resistência do voo	2
1.1.3 - Classificação pela altura máxima	2
1.1.4 - Classificação pela carga máxima das Asas	2
1.2 - Motivações	3
1.3 - Quadrotor	4
1.4 - Aplicações.....	5
1.5 - Descrição do problema e objectivos.....	5
1.6 - Estrutura da dissertação.....	6
Capítulo 2	7
Revisão da Literatura	7
2.1 - História do Quadrotor [2, 3]	7
2.2 - Projectos de investigação Universitários	10
2.2.1 - Universidade de Stanford	10
2.2.2 - Escola Politécnica Federal de <i>Lausanne</i> (EPFL) [10-15]	12
2.2.3 - Universidade de Oakland [16].....	13
2.2.4 - Universidade da Pensilvânia [17]	14
2.3 - Projectos Comerciais.....	15
2.3.1 - <i>Dranganflyer Innovations Inc.</i>	15
2.3.2 - Microdrones	16
2.4 - Métodos de controlo.....	17
2.5 - Conclusão	18
Capítulo 3	19
Modelo do Sistema.....	19
3.1 - Princípio de funcionamento do <i>Quadrotor</i> [21]	19
3.2 - Modelo dinâmico - Formalismo de <i>Newton - Euler</i> [21] [3]	22
3.3 - Modelo do conjunto controlador, motor e propulsor[2, 3]	30

3.3.1 - Controlador de velocidade	30
3.3.2 - Motor BLDC [22] [23] [24, 25]	30
3.3.3 - Propulsor.....	33
3.4 - Testes realizados	33
3.4.1 - Propulsor APC 1047 SF.....	34
3.4.2 - Propulsor GWS 8040.....	35
3.5 - Momentos de inércia da estrutura [2, 3]	36
3.5.1 - Momento de inércia I_{xx}	36
3.5.2 - Momento de inércia I_{yy}	37
3.5.3 - Momento de inércia I_{zz}	37
3.6 - Conclusão	37
Capítulo 4	39
Arquitectura do Sistema.....	39
4.1 - Subsistemas do veículo desenvolvido	39
4.1.1 - Estrutura mecânica	40
4.1.2 - Motores <i>Brushless DC</i> [23]	41
4.1.3 - Controlador de velocidade (<i>ESC</i>) do motor <i>Brushless DC</i> [23].....	42
4.1.4 - Fontes de energia	44
4.1.5 - Propulsores	45
4.1.6 - Unidades de processamento e controlo (<i>UPC</i>)	46
4.1.6.1 - Microcontrolador MBED	46
4.1.6.2 - Arduino Mega 1280	47
4.1.7 - Unidade de comunicação sem fios	47
4.1.8 - Sensores.....	48
4.2 - Protocolos de Comunicação.....	48
4.2.1 - Comunicação série assíncrona	48
4.2.2 - Comunicação SPI	49
4.2.3 - Comunicação <i>I2C</i> [35]	49
4.2.4 - ZigBee	51
4.2.5 - Protocolo de comunicação entre as <i>UPC</i>	51
4.2.5.1 - Mecanismo de detecção de erros <i>LRC</i> [27].....	52
4.2.6 - Formato das tramas de dados entre o veículo e a estação base.....	53
4.2.6.1 - Telemetria do veículo.....	53
4.3 - Sistema Desenvolvido	54
4.3.1 - Veículo (<i>Quadrotor</i>)	54
4.3.2 - Estação Base	57
4.4 - Conclusão	60
Capítulo 5	61
Sensores	61
5.1 - Medição da atitude	61
5.2 - Estimação da atitude com filtros complementares.....	69
5.3 - Resultados experimentais	71
5.4 - Medição da altitude	73
5.5 - Conclusão	74
Capítulo 6	75
Controlo	75
6.1 - Introdução ao controlo baseado em Lógica Difusa.....	75
6.2 - Desenvolvimento do controlador Difuso	76
6.2.1 - Entradas e saídas dos controladores difusos.....	77
6.2.2 - Variáveis Linguísticas e Funções de Pertença.....	78
6.2.3 - Regras	79
6.2.4 - Controlador FLC_z	79
6.2.5 - Controlador FLC_x e FLC_y	80
6.2.6 - Controlador FLC_{roll} e FLC_{pitch}	81
6.2.7 - Controlador FLC_{yaw}	82
6.2.8 - Cálculo da largura de Pulso ($PWM1$, $PWM2$, $PWM3$, $PWM4$)	83
6.2.9 - Ganhos dos controladores	83
6.3 - Controladores lineares <i>PD</i> e <i>PID</i>	84
6.3.1 - Controlador <i>PD</i> e <i>PID</i> de altitude (<i>Z</i>)	86
6.3.2 - Controlador <i>PD</i> e <i>PID</i> da posição <i>Y</i> e <i>X</i>	87
6.3.3 - Controlador <i>PD</i> e <i>PID</i> do ângulo Φ e θ	87

6.3.4 - Controlador <i>PD</i> e <i>PID</i> do ângulo ψ	88
6.4 - Gestão de energia	89
6.5 - Conclusão	90
Capítulo 7	91
Simulação do Sistema	91
7.1 - Simulador.....	91
7.2 - Simulação ideal	93
7.2.1 - Teste 1: Resposta do sistema ao degrau	93
7.2.2 - Teste 2: Resposta do sistema ao degrau com perturbações externas na atitude e na posição	94
7.2.3 - Teste 3: Controlo de atitude e posição.....	95
7.3 - Simulação Final	99
7.3.1 - Teste 1: Controlo de posição e atitude com e sem perturbações externas.....	99
7.3.2 - Teste 2: Resposta do controlo de altitude (Z) a perturbações na massa.....	103
7.3.3 - Teste 3: Controlo da posição XY utilizando diferentes técnicas de controlo	104
7.3.4 - Teste 4: Controlo de estabilidade com perturbações externas e ruído intenso.....	105
7.3.5 - Teste 5: Simulação para uma trajectória de referência usando a técnica de controlo <i>PID</i>	106
7.3.6 - Teste 6: Trajectória em espiral utilizando a técnica de controlo <i>PID</i>	107
7.3.7 - Teste 7: Trajectória linear com controlo <i>PID</i> e algoritmo de gestão de energia	108
7.4 - Conclusão	109
Capítulo 8	111
Resultados experimentais	111
8.1 - Resposta do sistema real com <i>um</i> grau de liberdade.....	111
8.2 - Resposta do sistema real com três graus de liberdade	124
8.3 - Conclusão	128
Capítulo 9	131
Conclusão	131
9.1 - Conclusões	131
9.2 - Sugestões e trabalhos futuros	133
Anexo A.....	135
A.1 - Resultados obtidos dos testes aos propulsores	135
Anexo B.....	137
B.1 - Simulador Final.....	137
Anexo C.....	145
C.1 - Resultados de Simulação	145
Anexo D.....	147
D.1 - Interface Gráfica	147
Referências	149

Lista de figuras

Figura 1.1 - Graus de liberdade do veículo e sentido de rotação dos motores	4
Figura 2.1 - <i>Gyroplane</i> , Bréguet - Richet 1907	8
Figura 2.2 - <i>Quadrotor</i> Etienne Oemichen, 1922 [3]	8
Figura 2.3 - “ <i>Flying Octopus</i> ”, Georges Bothezat, 1922	8
Figura 2.4 - <i>Convertawings Model A</i> , 1956	9
Figura 2.5 - Curtis X-19	9
Figura 2.6 - Bell X-22	9
Figura 2.7 - Protótipo do <i>QTR</i>	10
Figura 2.8- <i>Mesicpoter</i>	10
Figura 2.9 - STARMAC I [10], 2005	11
Figura 2.10 - STARMAC II , 2007	12
Figura 2.11 - <i>OS4</i> [10]	13
Figura 2.12 - <i>Microraptor</i> [16]	13
Figura 2.13 - <i>Quadrotor</i> da Universidade da Pensilvânia [17]	14
Figura 2.14 - <i>Dranganflyer X4</i>	15
Figura 2.15 - <i>Draganflyer X8</i>	16
Figura 2.16 - MD4-200	16
Figura 2.17 - MD4-1000	16
Figura 3.1 - Esquema das forças produzidas pela rotação dos propulsores a velocidade igual	20
Figura 3.2 - Movimento no eixo Z, Altitude	20
Figura 3.3 - Ângulo <i>roll</i> (Φ) (<i>movimento a azul</i>)	21
Figura 3.4 - Ângulo <i>pitch</i> (θ) (<i>movimento a azul</i>)	21
Figura 3.5 - Ângulo <i>yaw</i> (Ψ) (<i>movimento a azul</i>)	22
Figura 3.6 - Referencial <i>B</i> (vermelho), <i>E</i> (preto) e o vector posição linear Γ^E (azul)	23

Figura 3.7 - Sistema do controlador, motor e propulsor.....	30
Figura 3.8 - Aproximação da resposta do conjunto Força vs PWM.	30
Figura 3.9 - Configuração do estator do motor <i>Brushless DC</i>	30
Figura 3.10 - a) Multímetro <i>M9803R</i> , b) Balança <i>Mettler P1210</i> , c) Osciloscópio <i>DSO1012A</i> , d) Tacômetro <i>Hibok 22</i>	34
Figura 3.11 - Curva da relação largura de pulso [us] vs velocidade de rotação [rad/s]*100, vs corrente [A] e vs força [N] do propulsor <i>APC1047 SF</i>	34
Figura 3.12 - Curva da relação largura de velocidade ao quadrado [rad ² /s ²] vs força [N] do propulsor <i>APC 1047 SF</i>	35
Figura 3.13 - Curva da relação largura de pulso (us) vs velocidade de rotação (rad/s)*100 vs corrente (A) vs força (N) do propulsor <i>GWS 8040</i>	35
Figura 3.14 - Curva da relação largura de velocidade ao quadrado (rad ² /s ²) vs força (N) do propulsor <i>GWS 8040</i>	35
Figura 3.15 - Modelo do conjunto controlador de velocidade, motor e propulsor obtido a partir dos testes realizados.....	36
Figura 4.1 - Vista lateral da base do motor, com o motor e propulsor montado.....	41
Figura 4.2 - Vista lateral da estrutura mecânica final com os motores, propulsores e controladores de velocidade montados	41
Figura 4.3 - Vista de topo da estrutura mecânica com os motores, propulsores e controladores de velocidade montados	41
Figura 4.4 - a) Motor <i>BLDC</i> com rotor exterior (<i>usado nesta dissertação</i>). b) Motor <i>BLDC</i> com rotor interior	42
Figura 4.5 - Turnigy 2209 28turn (28 pólos) 1050kv 15A Outrunner (<i>rotor externo</i>)	42
Figura 4.6 - Controlador de velocidade usando uma técnica sem sensores	43
Figura 4.7 - Controlador de velocidade Turnigy 25A	43
Figura 4.8 - Relação do peso e tamanho com a densidade de energia das baterias [34]	44
Figura 4.9 - Bateria de Polímero de Lítio 5Ah, 11.1V, 20C	45
Figura 4.10 - a) Propulsor <i>APC 10X4.75F</i> b) Propulsor <i>GWS 8040</i>	46
Figura 4.11 - Microcontrolador MBED com <i>NXPLPC1768</i>	47
Figura 4.12 - Arduino Mega 1280.....	47
Figura 4.13 - Módulo XBee Pro.....	48
Figura 4.14 - Frame da comunicação série assíncrona	49
Figura 4.15 - Comunicação <i>SPI</i> simples entre <i>NXP LPC1768</i> e <i>Atmega 1280</i>	49
Figura 4.16 - Sequência da troca de informação entre o mestre e o escravo na comunicação <i>I2C</i> , escrita	50
Figura 4.17 - Sequência da troca de informação entre o mestre e o escravo na comunicação <i>I2C</i> , leitura	50
Figura 4.18 - Comunicação entre o <i>NXP LPC1768</i> e o Compasso digital <i>HMC6352</i>	50

Figura 4.19 - Sequência da troca de informação desencadeada pelo comando 0x00h e formato da trama de dados	51
Figura 4.20 - Sequência da troca de informação desencadeada pelo comando 0xFFh e formato da trama de dados	52
Figura 4.21 - Arquitetura do Veículo desenvolvido.....	55
Figura 4.22 - Imagens do protótipo desenvolvido.....	57
Figura 4.23 - Esquema da Estação Base.....	57
Figura 4.24 - Aplicação gráfica desenvolvida em ambiente <i>Visual Studio</i> utilizando a linguagem de programação <i>VB.Net</i>	58
Figura 4.25 - Estação Base desenvolvida	59
Figura 5.1 - PCB com os acelerômetros (<i>azul</i>) e giroscópios (<i>amarelo</i>).....	62
Figura 5.2 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo X com 0g com os motores desligados	62
Figura 5.3 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo Y com 0g com os motores desligados	63
Figura 5.4 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo Z com 0g (<i>superior</i>) 1g (<i>inferior</i>) com os motores desligados	63
Figura 5.5 - Ângulo Φ na posição 0° sujeito a vibrações.....	64
Figura 5.6 - Ângulo θ na posição 0° sujeito a vibrações	64
Figura 5.7 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo X com velocidade nula com um filtro de 48Hz (<i>superior</i>) e 5Hz (<i>inferior</i>).....	65
Figura 5.8 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo Y com velocidade nula com um filtro de 48Hz (<i>superior</i>) e 5Hz (<i>inferior</i>).....	66
Figura 5.9 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo Z com velocidade nula com um filtro de 48Hz (<i>superior</i>) e 5Hz (<i>inferior</i>).....	66
Figura 5.10 - Ângulo Φ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula.....	67
Figura 5.11 - Ângulo θ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula.....	67
Figura 5.12 - Ângulo ψ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula.....	68
Figura 5.13 - Compasso digital HMC6352	68
Figura 5.14 - Estrutura do Filtro Complementar	70
Figura 5.15 - Filtros complementares dos ângulos a) Φ ; b) θ ; c) ψ	70
Figura 5.16 - Ângulo Φ estável na posição 0°, com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste N°1.....	71
Figura 5.17 - Ângulo θ estável na posição 0°, com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste N°1.....	71
Figura 5.18 - Ângulo ψ estável na posição 60°, com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste N°1.....	72

Figura 5.19 - Ângulo Φ , rotação no sentido negativo e positivo, teste $N^{\circ}2$	72
Figura 5.20 - Ângulo θ , rotação no sentido negativo e positivo, teste $N^{\circ}2$	72
Figura 5.21 - Ângulo ψ , rotação no sentido positivo e negativo, teste $N^{\circ}2$	73
Figura 5.22 - Sensor de baixas altitudes, <i>LV-MaxSonar-EZ1</i>	73
Figura 5.23 - a) Medição do sensor com ângulo $\theta=0^{\circ}$ e $\theta<>0^{\circ}$. b) Medição com ângulo $\Phi=0^{\circ}$ e $\Phi<>0^{\circ}$	73
Figura 6.1 - Arquitectura do controlador Difuso	76
Figura 6.2 - Esquema de controlo do veículo utilizando lógica difusa	76
Figura 6.3 - Estrutura de cada controlador difuso, <i>Simulink</i>	78
Figura 6.4 - Estrutura do controlador difuso do sistema.....	78
Figura 6.5 - Funções de pertença	78
Figura 6.6 - Controlador difuso para o controlo da posição Z	79
Figura 6.7 - Controlador difuso para o controlo da posição X e Y	81
Figura 6.8 - Controlador difuso para o controlo dos ângulos Φ e θ	82
Figura 6.9 - Controlador difuso para o controlo do ângulo yaw (ψ)	83
Figura 6.10 - Esquema de controlo do veículo utilizando técnicas lineares PD/PID	84
Figura 6.11 - a) Estrutura de controlo PD . b) Estrutura de controlo PID [34]	85
Figura 6.12 - Estrutura do controlador PD e PID do Sistema	86
Figura 6.13 - Topologia dos controladores PD e PID de altitude	86
Figura 6.14 - Topologia dos controladores PD e PID da posição X e Y	87
Figura 7.1 - Simulador do sistema desenvolvido em <i>Matlab/Simulink</i>	92
Figura 7.2 - Imagens do <i>Simulador Virtual</i> desenvolvido em <i>VRSINK</i>	93
Figura 7.3 - Resposta do sistema ao degrau $Z=4m$ em $t=5s$	94
Figura 7.4 - Resposta do sistema ao degrau, $\Phi=20^{\circ}$, $\theta=20^{\circ}$ e $\psi=50^{\circ}$ em $t=5s$	94
Figura 7.5.-. Resposta do sistema ao degrau $Z=4m$ em $t=5s$	94
Figura 7.6 - Resposta do sistema ao degrau $\Phi=20^{\circ}$, $\theta=20^{\circ}$ e $\psi=50^{\circ}$ em $t=5s$ com perturbação externa em forma de degrau (40°) a partir do instante $t=10s$ para os ângulos Φ e θ e a partir do instante $t=0s$ para o ângulo ψ	95
Figura 7.7.-.Resposta do sistema ao degrau $Z=4$ no instante $t=5s$ com uma perturbação externa (<i>perturbação na velocidade do veículo no eixo Z em $-5m/s$ e $+5m/s$</i>).....	95
Figura 7.8 - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição Z sem e com perturbações	96
Figura 7.9 - Resposta em velocidade do sistema no eixo Z com perturbação no instante $t=20s$	96
Figura 7.10.-. Resposta do somatório das forças produzidas pelos quatro motores no instante da perturbação	96

Figura 7.11 - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição Y com e sem perturbações	97
Figura 7.12. - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição X com e sem perturbações	97
Figura 7.13 - Resposta do sistema para a atitude de acordo com a trajectória sem perturbações	98
Figura 7.14 - Resposta do sistema para a atitude de acordo com a trajectória com perturbações.....	98
Figura 7.15 - Resposta do sistema final para a posição Z sem perturbações.....	99
Figura 7.16 - Resposta do sistema final para a posição Z com perturbações	100
Figura 7.17 - Zoom da <i>Figura 7.15</i>	100
Figura 7.18 - Zoom da <i>Figura 7.16</i>	100
Figura 7.19 - Resposta do sistema final para a posição X e Y sem e com perturbações	101
Figura 7.20 - Resposta do sistema final para o ângulo Ψ com e sem perturbações no instante $t=0s$ de 20°	101
Figura 7.21 - Resposta do sistema final para o ângulo Φ com e sem perturbações no instante $t=10s$ de 20°	102
Figura 7.22 - Resposta do sistema final para o ângulo θ com e sem perturbações no instante $t=20s$ de 20°	102
Figura 7.23 - Resposta do sistema final para a posição Z com variações de massa, controlador difuso e controlador PID	103
Figura 7.24 - Resposta do sistema final para a posição Z com variações de massa, controlador PID	104
Figura 7.25 - Resposta do sistema final para a posição X e Y com referência $0m$, controlo difuso e PID	104
Figura 7.26 - Resposta do sistema final para a posição X com referência $0m$, PID	104
Figura 7.27 - Resposta do sistema utilizando controladores de estabilidade do tipo Difuso e PID com uma amplitude de ruído de 4° e perturbações externas. <i>(no gráfico estão apresentados o valor do ângulo Φ com um desfasamento de $+20^\circ$ e o ângulo Ψ com um desfasamento de -20°)</i>	105
Figura 7.28 - Resposta do sistema utilizando controladores de posição do tipo Difuso e PID com uma amplitude de ruído de 4° na estabilidade e perturbações externas. <i>(a posição X está desfasada $+4m$ da posição 0 para uma melhor visualização)</i>	105
Figura 7.29 - Resposta do sistema no plano XY utilizando a técnica de controlo PID para diferentes valores de ruído ($1x$, $2x$, $3x$ e $4x$).....	106
Figura 7.30 - Estabilidade do sistema utilizando o controlo PID com ruído de amplitude $1x$.	106
Figura 7.31 - Trajectória do veículo no plano XYZ usando uma técnica de controlo PID	107
Figura 7.32 - Trajectória XYZ do veículo em função do tempo.....	107
Figura 7.33 - Atitude do veículo durante a trajectória em espiral usando a técnica de controlo PID	108
Figura 7.34 - Trajectória do veículo no plano XY com controlo PID e gestão de energia	108

Figura 7.35 - Altitude do veículo durante a trajetória de referência com controle <i>PID</i>	109
Figura 7.36 - Estado de carga (<i>SOC</i>) e tensão (<i>V</i>) na bateria	109
Figura 8.1 - Teste realizado ao veículo com um grau de liberdade para os ângulos Φ e θ	112
Figura 8.2 - Teste realizado ao veículo e interface com um grau de liberdade para os ângulos Φ e θ para diferentes referências.....	112
Figura 8.3 - Teste realizado ao veículo com um grau de liberdade para o ângulo Ψ para diferentes referências.....	112
Figura 8.4 - Resposta do sistema Φ ao degrau, com controlador <i>PID</i> do ângulo Φ e com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	113
Figura 8.5 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo Φ , com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	113
Figura 8.6 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	113
Figura 8.7 - Resposta do sistema θ , com controlador <i>PID</i> do ângulo θ com os parâmetros $K_p=75$ $K_i=40$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	114
Figura 8.8 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo θ , com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=40$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	114
Figura 8.9 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 1 e 3 com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=40$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$	114
Figura 8.10 - Resposta do sistema Ψ aos degraus 0° e 20° , com controlador <i>PID</i> do ângulo Ψ com os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_d=80$ e $K_U=0.125$	115
Figura 8.11 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo Ψ , com os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_d=80$ e $K_U=0.125$	115
Figura 8.12 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 com uma largura de pulso por defeito de 1350us, com os seguintes parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_d=80$ e $K_U=0.125$	115
Figura 8.13 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 1 e 3 com uma largura de pulso por defeito de 1350us, com os seguintes parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_d=80$ e $K_U=0.125$	116
Figura 8.14 - Resposta do sistema real (<i>superior</i>) e simulado (<i>inferior</i>) aos degraus, com controlador <i>PID</i> do ângulo Φ e com os parâmetros $K_p=80$, $K_i=10$ $K_d=50$ e $K_U=0.25$	117
Figura 8.15 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo Φ , com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_d=50$ e $K_U=0.25$	117
Figura 8.16 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 (<i>sistema real</i>), e velocidade dos motores 2 e 4 (<i>simulação</i>) com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_d=50$ e $K_U=0.25$	117
Figura 8.17 - Resposta do sistema real (<i>superior</i>) e simulado (<i>inferior</i>) aos degraus, com controlador <i>PID</i> do ângulo θ e com os parâmetros $K_p=80$, $K_i=10$ $K_d=40$ e $K_U=0.25$	118
Figura 8.18 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo θ , com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_d=40$ e $K_U=0.25$	118
Figura 8.19 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 1 e 3 (<i>sistema real</i>), e velocidade dos motores 1 e 3 (<i>simulação</i>) com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_d=40$ e $K_U=0.25$	119

Figura 8.20 - Resposta do sistema real (<i>superior</i>) e simulado (<i>inferior</i>) aos degraus, com controlador <i>PID</i> do ângulo Ψ e com os parâmetros $K_p=35$, $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$	120
Figura 8.21 - Resposta do controlador <i>PID</i> do ângulo Ψ , com os parâmetros $K_p=35$, $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$	120
Figura 8.22 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos <i>Motores 4 e 3</i> (<i>sistema real</i>), e velocidade dos motores 3 e 4 (<i>simulação</i>) com uma largura de pulso por defeito de <i>1200us</i> , com os parâmetros $K_p=35$, $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$	121
Figura 8.23 - Resposta do sistema do ângulo Φ vs sinal de controlo do controlador <i>PID</i> com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$	122
Figura 8.24 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos <i>Motores 2 e 4</i> com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de <i>1200us</i> e com os seguintes parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$	122
Figura 8.25 - Resposta do sistema do ângulo θ vs sinal de controlo do controlador <i>PID</i> com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$	123
Figura 8.26 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos <i>Motores 1 e 3</i> com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de <i>1200us</i> e os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$	123
Figura 8.27 - Resposta do sistema do ângulo Ψ vs sinal de controlo do controlador <i>PID</i> com os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$	124
Figura 8.28 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos <i>Motores 1, 2, 3 e 4</i> com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de <i>1200us</i> e os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$	124
Figura 8.29 - Esquema do 1º teste realizado com o sistema desligado (<i>esquerda</i>) e com o sistema ligado (<i>direita</i>)	125
Figura 8.30 - Esquema do 2º teste realizado com o sistema desligado (<i>esquerda</i>) e com o sistema ligado (<i>direita</i>)	125
Figura 8.31 - Resposta do sistema com dois graus de liberdade, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ e $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ	126
Figura 8.32 - Resposta dos controladores <i>PID</i> com dois graus de liberdade, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ e $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ	126
Figura 8.33 - Resposta do sistema com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_p=65$ $K_i=7$ $K_D=50$ e $K_U=0.125$ para Ψ	126
Figura 8.34 - Resposta dos controladores <i>PID</i> com três graus de liberdade, com os parâmetros com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_p=65$ $K_i=7$ $K_D=50$ e $K_U=0.125$ para Ψ	127
Figura 8.35 - Resposta do sistema com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$ para o controlador de Ψ	127
Figura 8.36 - Resposta dos controladores <i>PID</i> com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$ para o controlador de Ψ	127
Figura C.1 - Forças existentes na trajectória em espiral	145
Figura C.2 - Aceleração e velocidade sobre o eixo <i>X</i> na trajectória em espiral	145
Figura C.3 - Aceleração e velocidade sobre o eixo <i>Y</i> na trajectória em espiral	146

Figura C.4 - Aceleração e velocidade sobre o eixo Z na trajectória em espiral	146
Figura C.5 - Estado da bateria ao longo da trajectória em espiral	146

Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Classificação pelo peso.	2
Tabela1.2 - Classificação pelo alcance e resistência de voo.....	2
Tabela 1.3 - Classificação pela altura máxima	2
Tabela 1.4. Classificação pela carga das Asas.....	2
Tabela 2.1 - Métodos de controlo utilizados em projectos de investigação universitários	18
Tabela 3.1 - Zona morta.....	33
Tabela 3.2 - Zona de Saturação	33
Tabela 3.3 - Resposta à largura de pulso dos diferentes propulsores	34
Tabela 3.4 - Parâmetros do veículo	36
Tabela 4.1 - Parâmetros do motor Turnigy 2209 1050kv 15A Outrunner	42
Tabela 4.2 - Parâmetros do controlador de velocidade Turnigy 25A	44
Tabela 4.3 - Algoritmo do Microcontrolador <i>NXP LPC1768</i>	55
Tabela 4.4 - Algoritmo do Microcontrolador <i>Atmega 1280</i>	56
Tabela 4.5 - Principais estados e eventos da aplicação gráfica desenvolvida	58
Tabela 5.1- Resposta do sensor em comparação com a fita métrica.....	74
Tabela 6.1 - Entradas e saídas dos controladores de posição.....	77
Tabela 6.2 - Entradas e saídas dos controladores de estabilidade.....	77
Tabela 6.3 - Tabela de regras	79
Tabela 6.4 - Ganhos do controlador Difuso do Sistema	84
Tabela 6.5 - Ganhos dos controladores <i>PD</i> e <i>PID</i>	88
Tabela A.1 - Propulsor <i>APC 1047SF</i> e <i>GWS 8040</i>	135

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (Conversor analógico para digital)
BLDC	Motor Brushless DC
Fuzzy	Lógica Difusa
IMU	Unidade de Medida Inercial
I2C	<i>Inter Integrated Circuit</i> . Barramento de comunicação entre periféricos utilizando duas linhas de dados.
LQR	<i>Linear Quadratic Regulator</i>
OS4	<i>Omni directional Stationary Flying Outstretched Robot</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> (Placa de circuito impresso)
PD	Proporcional Derivativo
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
Quadrotor	Veículo aéreo com quatro rotores
SOC	<i>State of Charge</i> (Estado de carga da bateria)
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i> . Barramento de comunicação série entre periféricos usando quatro linhas de dados.
STARMAC	<i>Stanford Testbed of Autonomous Rotorcraft for Multi-Agent Control</i>
UPC	Unidade de processamento e controlo
UAV	<i>Unmanned Aerial Vehicle</i> (Veículo aéreo não tripulado)

Lista de símbolos

Φ	Ângulo <i>roll</i>
θ	Ângulo <i>pitch</i>
ψ	Ângulo <i>yaw</i>

Capítulo 1

Introdução

Nos últimos anos tem existido uma crescente utilização dos veículos aéreos não tripulados (UAV) para missões de vários tipos, reconhecimento e combate militar, investigação de fenómenos atmosféricos, investigação de zonas de difícil alcance, comunicações e operações de salvamento e vigilância.

Estes veículos aéreos não tripulados têm propulsão própria através de forças aerodinâmicas que provocam a sua sustentação e não possuem cabine de pilotagem, pois podem ser controlados à distância ou podem possuir algoritmos sofisticados de voo que não requerem a intervenção humana.

A indústria aeronáutica aumentou os investimentos no estudo e desenvolvimento deste tipo de aeronaves, mas o sector militar continua a ser o seu maior investidor.

No entanto, estas aeronaves não são apenas utilizadas em situações militares, pois cada vez mais são utilizadas na observação de fenómenos meteorológicos onde não é possível a presença humana, em vigilância prolongada de espaços, em operações de busca e resgate e em laboratórios e universidades para fins científicos e educativos.

O desenvolvimento crescente deste tipo de veículos é devido ao facto de possuírem diversas capacidades e configurações enfrentando situações em que os humanos teriam limitações a nível físico e psicológico para concluírem as mesmas tarefas de uma maneira eficiente.

Assim, tendo como objectivo a introdução a este tema este capítulo está organizado do seguinte modo:

A *secção 1.1* apresenta diversas características pelas quais se podem classificar de um modo geral os veículos aéreos não tripulados.

A *secção 1.2* apresenta algumas motivações do uso dos veículos aéreos não tripulados em alguns cenários.

As *secções 1.3 e 1.4* apresentam uma breve descrição do *Quadrotor*, das suas características, das suas vantagens face ao helicóptero convencional, do seu funcionamento e das suas aplicações em diversas áreas.

Finalmente as *secções 1.5 e 1.6* descrevem o problema e os objectivos desta dissertação bem como a estrutura do documento.

1.1 - Classificação de Veículos Aéreos não Tripulados

Os Veículos Aéreos não Tripulados podem ser classificados em função das suas características. Dois tipos de classificação possíveis devem-se ao desempenho ou à missão para que foram projectadas. [1]

Quanto ao desempenho estes veículos podem ser classificadas de acordo com as seguintes características, peso, alcance, resistência do voo, altura máxima, carga máxima das asas, tipo de motor e respectiva potência.

1.1.1 - Classificação pelo peso

Tabela 1.1 – Classificação pelo peso.

Categoria	Peso
Super Pesado	>2000Kg
Pesado	200-2000Kg
Médio	50-200Kg
Leve	5-50Kg
Micro	<5Kg

1.1.2 - Classificação pelo alcance e resistência do voo

Tabela 1.2 - Classificação pelo alcance e resistência de voo

Categoria	Resistência	Alcance
Alta	>24h	>1500km
Média	5-24h	100-400km
Baixa	<5h	<100km

1.1.3 - Classificação pela altura máxima

Tabela 1.3 - Classificação pela altura máxima

Categoria	Altura	Atmosfera
Alta	>10000m	Estratosfera
Média	1000-10000m	Troposfera
Baixa	<1000	Troposfera

1.1.4 - Classificação pela carga máxima das Asas

Tabela 1.4. Classificação pela carga das Asas

Categoria	Carga máxima da asa Kg/m²
Alta	>100
Média	50-100
Baixa	<50

Quanto à classificação do veículo pelo tipo de motor, esta pode ser extensa, dependendo do tipo de energia que utiliza e da potência máxima que produz.

Os UAVS podem ser classificados de acordo com a missão que cumprem, podendo ser: [1]

- Vigilância e Reconhecimento.
- Combate Aéreo.
- Podem ainda englobar as duas características anteriores.
- Aterragem e descolagem vertical. (*Utilizadas em operações de salvamento e transporte*)
 - Comunicações e radar.
 - Entrega e reabastecimento de energia.

1.2 - Motivações

Os desastres naturais tais como, os incêndios, as inundações, os terremotos e os desabamentos de terras provocam imensos feridos, desaparecidos e destruição de património. Nestes cenários é necessário actuar rapidamente e de maneira coordenada a fim de identificar a área destruída e encontrar as vítimas do desastre. Desta forma, os veículos aéreos não tripulados podem rapidamente ser utilizados, bastando deslocá-los para os locais afectados onde podem trabalhar nestas condições árduas num intervalo de tempo indeterminado na identificação e reconhecimento de toda a área e das vítimas afectadas sem que o seu rendimento diminua através do desgaste provocado pelos elevados tempos de funcionamento.

Em cenários militares os veículos aéreos não tripulados utilizados para a realização do reconhecimento da zona e no combate ao inimigo. Estas características extremamente perigosas e desgastantes induzem no ser humano uma eficiência muito menor, sendo a duração das missões mais curtas devido ao elevado desgaste físico que poderão afectar a sua prestação.

Existem outros cenários em que podem ser utilizados, tais como na exploração de zonas de difícil acesso para observação, estudo e vigilância prolongada de grandes espaços em que estes veículos poderão ser usados com maior taxa de coordenação e sucesso evitando riscos desnecessários.

Apresentam grandes vantagens na realização de várias tarefas pois podem trabalhar em união com o homem aumentando assim a sua eficiência e sucesso no cumprimento das mesmas. Apesar de tudo, ainda estão em plena evolução apesar das diversas inovações computacionais, quer ao nível dos sensores, quer dos motores, comunicações, fontes de energia e algoritmos de controlo.

Actualmente o tamanho e peso são limitados pelos equipamentos de actuação e pelas fontes de energia evitando que estes possam ser movidos de um local para outro com elevada facilidade. A relação entre o peso, o tempo de voo e o tamanho do veículo deverá melhorar a fim de existir uma maior diminuição do peso, do tamanho e um aumento do tempo de voo.

1.3 - Quadrotor

O *Quadrotor* (Figura 1.1) é um veículo aéreo de pequena dimensão, com uma configuração de asa rotativa, constituída por quatro motores e respectivos propulsores que asseguram a sua sustentação em voo. Os motores são normalmente instalados nos quatro cantos de uma estrutura cruzada possuindo no seu centro de massa todos os equipamentos de medição, controlo, comunicação e energia. Este veículo aéreo pode ser totalmente autónomo, pode ser semi-autónomo permitindo a um piloto com menos experiencia controlá-lo mas com um sistema em paralelo que assegure um voo estável ou ser totalmente manual permitindo ao piloto assegurar todas as manobras de controlo do veículo.

Este veículo aéreo tem algumas vantagens em relação ao helicóptero convencional, sendo uma delas a facilidade de construção não existindo sistemas mecânicos complicados e frágeis e a outra deve-se ao facto de possuir propulsores de menor dimensão o que facilita o voo em espaços reduzidos.

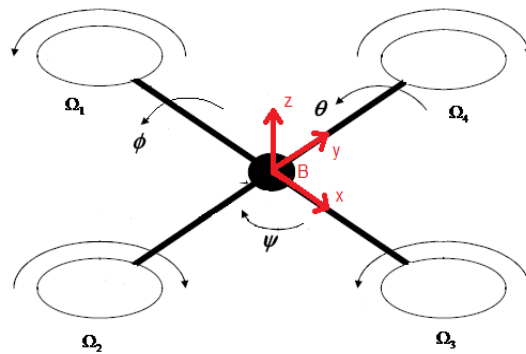


Figura 1.1 - Graus de liberdade do veículo e sentido de rotação dos motores

O *Quadrotor* permite descolagens, e aterragens verticais bem como manobras em espaços reduzidos e com obstáculos podendo o seu controlo de estabilidade e posição basear-se apenas na variação da velocidade dos quatro motores. [2, 3]

Observando a Figura 1.1 verifica-se que os motores 1 e 3 rodam no sentido anti-horário e os motores 2 e 4 rodam no sentido horário, isto porque os propulsores em rotação criam não só forças verticais responsáveis pela sustentação mas também forças horizontais que criam um movimento de rotação do veículo sobre o eixo Z. O facto de existirem dois pares de propulsores a rodarem em sentidos contrários, provocam duas forças horizontais contrárias permitindo assim controlar o movimento de rotação do veículo sobre o eixo Z aumentando assim a controlabilidade do ângulo ψ em voo.

O controlo dos ângulos θ e ϕ é muito semelhante bastando aumentar e diminuir a velocidade dos motores que se encontram nos cantos opostos da estrutura cruzada do veículo. No caso do ângulo ϕ o controlo é executado sobre os motores 2 e 4 e no caso do ângulo θ sobre os motores 1 e 3.

A altitude (Z) pode ser controlada aumentando ou diminuindo a velocidade dos quatro motores em simultâneo.

1.4 - Aplicações

Este veículo aéreo está a sofrer um aumento contínuo de utilizadores e funcionalidades podendo ser utilizado nas mais diversas áreas desde, fotografia e vídeo, actividades militares, governamentais, industriais e educacionais.

Nas áreas de fotografia e vídeo, podem ser usados para observar vida selvagem, paisagens, edifícios, monumentos e até na criação de anúncios promocionais reduzindo os custos e aumentando a produtividade.

Ao nível militar estes veículos tem aplicações estratégicas desde vigilância, reconhecimento dos espaços e identificação dos inimigos.

Na área governamental podem ser usados num conjunto de acções e actividades extensas desde investigação de cenas onde ocorreram crimes, investigação de acidentes de tráfico, monitorização e análise do tráfico facilitando assim a deslocação de viaturas policiais ou de emergência, ajuda no desmantelamento de bombas voando sobre essas zonas e localizando as ameaças, controlo de multidões facultando imagens aéreas que permitem às autoridades o controlo da situação, ajuda na observação e identificação das vítimas em zonas de desastres naturais permitindo o seu salvamento e controlo de fogos identificando os focos e a propagação desses mesmos.

Nas actividades industriais podem ter diversas utilizações sobretudo na construção de edifícios, pontes, estradas e na manutenção dos mesmos podendo ser equipados com equipamentos para a detecção de falhas.

Estes veículos também podem ser usados por entidades educacionais para testes aerodinâmicos, algoritmos de controlo, de descolagem e aterragem, exploração geológica, atmosférica e ambiental.

1.5 - Descrição do problema e objectivos

Do exposto, esta dissertação tem como objectivo o estudo, simulação e desenvolvimento de um protótipo de um veículo aéreo autónomo de quatro rotores designado *Quadrotor*. Os principais desafios deste veículo aéreo devem-se sobretudo à sua natureza instável e à complexidade do controlo que utiliza, oferecendo assim um desafio ao projecto do controlo de posição e estabilidade. Existem diversas técnicas de controlo já abordadas em outros projectos, contudo muitos destes projectos consideram ambientes de voo no interior de edifícios não existindo assim as diversas incertezas e perturbações que o voo no exterior apresenta.

Assim, definiram-se os seguintes objectivos, associados ao estudo, desenvolvimento, simulação, controlo e construção do protótipo:

- Estudo da arquitectura do sistema e de todos os seus subsistemas.
- Identificação de um modelo associado à dinâmica do sistema.
- Estudo e implementação de uma estrutura de controlo de atitude e posição.
- Simulação do sistema e do respectivo controlador em ambiente *Matlab/Simulink*.
- Desenvolvimento de um simulador virtual que apresente os movimentos do veículo durante a simulação.
- Construção e desenvolvimento do protótipo e dos subsistemas que fazem parte do mesmo.

- Desenvolvimento de uma interface entre o veículo e o utilizador de modo a realizar toda a telemetria de voo, ajuste dos controladores e controlo das referências de posição e atitude.
- Realização de testes experimentais ao protótipo desenvolvido e a interface com o utilizador.
- Sumariar as conclusões e perspectivar futuros desenvolvimentos.

1.6 - Estrutura da dissertação

Esta dissertação é constituída por nove capítulos, sendo o *Capítulo 1* responsável pela introdução aos veículos aéreos não tripulados e sua respectiva classificação. Este capítulo também aborda de uma maneira sucinta as características, vantagens, aplicações e funcionamento do *Quadrotor*.

O *Capítulo 2* é responsável pela revisão da literatura apresentando a descrição histórica do veículo em questão, identificando alguns projectos de origem universitária e comercial semelhantes. Ainda neste capítulo será feita a identificação de algumas técnicas de controlo utilizadas neste tipo de veículo.

O *Capítulo 3* apresenta, de um modo detalhado, o funcionamento e o modelo dinâmico do *Quadrotor*. Será ainda apresentado o modelo dos motores e os respectivos testes efectuados ao conjunto controlador de velocidade, motor e propulsor utilizado.

O *Capítulo 4* é dedicado à arquitectura do veículo identificando todos os subsistemas, os protocolos utilizados e a forma como estão organizados e qual o formato das tramas de informação que utilizam.

O *Capítulo 5* apresenta os sensores e identifica as suas características principais. Neste capítulo é apresentada a técnica para a fusão de sensores com diferentes dados, ou seja, um filtro complementar. Ao longo deste capítulo são ainda realizados testes aos sensores com e sem a utilização dos filtros.

O *Capítulo 6* será dedicado ao controlo do veículo apresentando as técnicas de controlo *Difuso*, *PD* e *PID*. Neste capítulo realiza-se o projecto dos controladores apresentando as diferentes topologias e o cálculo dos parâmetros.

Ao longo do *Capítulo 7* serão realizadas simulações ao sistema com as diferentes técnicas de controlo de modo a concluir-se qual a técnica mais robusta a utilizar no controlo do protótipo experimental.

O *Capítulo 8* contém os resultados experimentais do protótipo desenvolvido utilizando diferentes graus de liberdade e também uma comparação dos resultados experimentais com a sua respectiva simulação.

O *Capítulo 9* apresenta as conclusões acerca do trabalho desenvolvido ao longo dos diferentes capítulos e sugestões para a continuação do desenvolvimento do protótipo.

A parte final desta dissertação apresenta ainda os anexos que contêm os dados do trabalho desenvolvido: *Anexo A - Resultados obtidos dos testes aos propulsores*, *Anexo B - Simulador Final* e *Anexo C - Resultados de Simulação*. A Dissertação termina com um conjunto de *Referências* utilizadas na fundamentação desta dissertação.

Capítulo 2

Revisão da Literatura

O *Quadrotor* tem sofrido diversas alterações desde a sua primeira criação, pois tornou-se uma aeronave popular para um grande número de investigadores. A investigação contribuiu para modificações ao nível das dimensões, do controlo e das tecnologias utilizadas permitindo voar dentro e fora de edifícios, maior autonomia, resistência de voo, alcance e controlabilidade.

Assim, e tendo como objectivo a revisão da literatura este capítulo está organizado do seguinte modo:

Na *secção 2.1* deste capítulo será apresentada a história do *Quadrotor*, explicando a sua evolução desde a primeira aeronave criada até aos dias de hoje, fazendo referência aos modelos criados, aos seus criadores e ao seu desempenho.

Na *secção 2.2* e *2.3* serão apresentados projectos de origem universitária e comercial respectivamente, descrevendo as características e tecnologias utilizadas no desenvolvimento dos veículos.

Por fim a *secção 2.4* faz referência a diversas técnicas de controlo utilizadas em projectos deste tipo.

2.1 - História do Quadrotor [2, 3]

Esta aeronave surgiu há mais de uma centena de anos e tinha como ideia principal transportar um piloto que a controlasse. A primeira aeronave foi criada em 1907 por *Charles Richet* e irmãos *Breguet* (*Figura 2.1*).

Esta aeronave pesava cerca de 578Kg e o controlo dos quatro motores era feito a partir de uma alavanca mecânica. Era instável e de difícil pilotagem e nos diversos testes a altura máxima que conseguiu atingir foi de cerca de 1.5m.

Apesar do insucesso revelado por esta aeronave, os irmãos *Breguet* continuaram a investigar e a construir máquinas que realizavam voo vertical contribuindo para o desenvolvimento do helicóptero convencional em 1932.

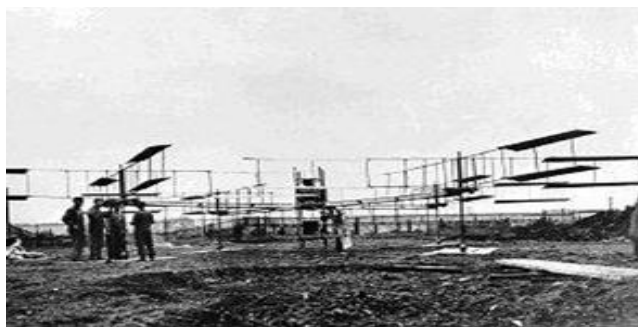


Figura 2.1 - Gyroplane, Bréguet - Richet 1907¹

Em 1920 outro engenheiro desenvolveu algumas aeronaves com asas rotativas, *Etienne Oemichen*. Apesar de no início surgirem alguns insucessos, *Etienne* desenvolveu uma aeronave com quatro motores e oito propulsores que se revelou (*Figura 2.2*) de boa controlabilidade e estabilidade. Durante alguns testes conseguiu manter-se no ar percorrendo cerca de um quilómetro durante alguns minutos.



Figura 2.2 - Quadrotor Etienne Oemichen, 1922 [3]

Em 1921, um imigrante russo que vivia nos Estados Unidos com o nome de *Georges Bothezat* construiu um dos maiores helicópteros do tempo sob contrato com o Exército dos EUA. A máquina de *Bothezat* foi um Quadrotor com um rotor situado em cada extremidade de uma estrutura em forma de uma cruz. Um outro conjunto de quatro rotores menores serviu para ajudar a controlar a máquina.

Em 1922, o Quadrotor ou "*Flying Octopus*" (*Figura 2.3*) voou com sucesso muitas vezes, embora a baixas altitudes e velocidades de deslocamento reduzidas. No entanto, devido ao desempenho insuficiente e altos custos financeiros o projecto foi cancelado.

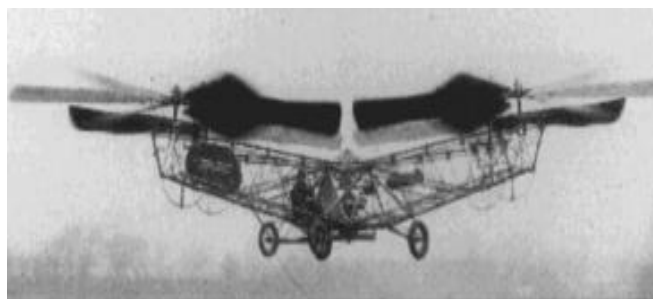


Figura 2.3 - "*Flying Octopus*", Georges Bothezat, 1922²

¹ http://www.aerotorshow.com/articles.php?article_id=68

² <http://terpconnect.umd.edu/~leishman/Aero/history.html>

Depois destas tentativas e de se revelar uma aeronave difícil de controlar, os investigadores focaram as suas energias no helicóptero convencional de apenas um rotor, deixando assim a aeronave de quatro propulsores à espera de maiores conhecimentos na área do controlo. [4]

A partir do conceito da aeronave de *Oemichen* e *Bothezat* surgiu um protótipo em 1956, que executou vários voos com sucesso, *Convertawings Model A* (Figura 2.4). [4]



Figura 2.4 - Convertawings Model A, 1956³

De modos a desenvolver aviões de passageiros de quatro rotores para decolagem na vertical projectou-se o *Curtiss X-19* (Figura 2.5). Esta aeronave realizou o seu primeiro voo em Novembro de 1963. Contudo a transição entre o voo na vertical e o voo horizontal revelou não ser funcional devido à transição lenta dos sistemas mecânicos. [4]



Figura 2.5 - Curtis X-19⁴

Mais tarde em 1962 a marinha requisitou dois projectos de aeronaves com capacidade de decolagem vertical. Estas foram projectadas pela empresa *Bell Helicopter* que já tinha grande experiência com aeronaves deste tipo.



Figura 2.6 - Bell X-22⁵

³ http://www.aviastar.org/helicopters_eng/convertawings.php

⁴ <http://www.strangemilitary.com/content/item/132589.html>

Em Março de 1966 surgiu o primeiro voo da aeronave *Bell X-22* (Figura 2.6) e a transição entre o voo vertical e o voo horizontal revelou ser um sucesso, contudo não atingiu a velocidade máxima exigida de 525 Km/h sendo o projecto cancelado.

Em Setembro de 2005 a empresa *Bell Helicopter* em parceria com a *Boeing* assinaram um contrato com a marinha dos *EUA* para o desenvolvimento do *Quad Tilt Rotor (QTR)* (Figura 2.7), que deverá ser uma aeronave com velocidades de voo elevadas, capacidade de carga elevada e voo de longo alcance.

O primeiro protótipo da aeronave e respectivo voo está previsto para 2012.



Figura 2.7 - Protótipo do QTR⁶

2.2 - Projectos de investigação Universitários

Devido às aplicações e características deste veículo, universidades, laboratórios e empresas aplicaram investimentos no estudo e desenvolvimento de tecnologias e metodologias que permitirão aumentar a capacidade de voo autónomo nas diversas condições ambientais, diminuir o tamanho e aumentar o tempo de voo.

2.2.1 - Universidade de Stanford

Em 1999, a Universidade de *Stanford* iniciou o projecto *Mesicopter* (Figura 2.8), que terminou em 2001.

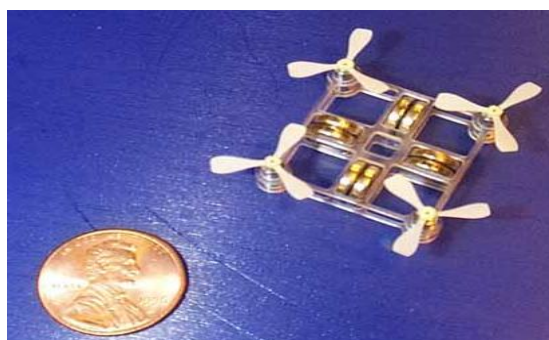


Figura 2.8- Mesicopter⁷

⁵ http://en.wikipedia.org/wiki/Bell_X-22

⁶ http://en.wikipedia.org/wiki/Bell_Boeing_Quad_TiltRotor

⁷ <http://adg.stanford.edu/mesicopter/imageArchive/images/Dcp00628.jpg>

Este trabalho teve como objectivo estudar a possibilidade de se desenvolver um *quadrotor* numa escala de um centímetro e testar a sua fiabilidade em voo. O objectivo do desenvolvimento de um quadrotor nesta escala era a utilização de um largo número destas aeronaves a estudar a atmosfera do planeta, ou mesmo a exploração espacial de outros planetas. [4-6] ⁸

De seguida surgiu o *STARMAC* (Figura 2.9) que consiste numa plataforma de testes para diversos veículos a fim de demonstrar os novos conceitos multi-agente em uma plataforma do mundo real. O *STARMAC* é composto por seis veículos equivalentes equipados com equipamentos de medida e computação, permitindo a operação completamente autónoma, executando tarefas simples, por exemplo, seguir trajectórias ou tarefas complexas, por exemplo, informações acerca de pesquisa teórica cooperativa e salvamento.⁹

Neste projecto surgiram dois veículos, um desenvolvido em 2004, *STARMAC I* [7], e outro desenvolvido em 2007, *STARMAC II* [8].

▪ *STARMAC I* [7]

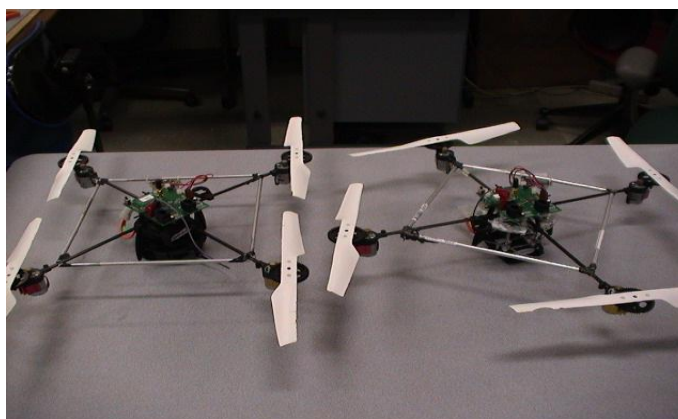


Figura 2.9 - *STARMAC I* [10], 2005

A base para o *STARMAC I* foi o *DraganFlyer III*, que possui uma força total de impulso vertical de 1kg e possui energia para manter esta força durante dez minutos. Apenas os circuitos electrónicos foram trocados por circuitos fabricados na própria universidade a fim de obter melhor controlo do veículo.

As baterias de polímero de lítio foram actualizadas a fim de aumentar o tempo de voo permitindo aumentar também a carga do veículo durante mais tempo.

Na medição dos parâmetros relativos à atitude do veículo utilizou-se o *Microstrain 3DM-GX1*, que fornece informações acerca dos movimentos angulares sobre os três eixos, combinando três giroscópios, três acelerómetros e três magnetómetros. Utiliza um sensor de temperatura de modo a compensar os desvios dos sensores com o aumento de temperatura.

A medição da posição e da velocidade é realizada através de um módulo de *GPS*, a informação da atitude e da posição é combinada num filtro de *Kalman Extendido (EKF)*. Para aterragens e descolagens é utilizado um sensor ultra sónico de distância *SRF08*.

Os sensores e actuadores a bordo são processados e controlados por dois microcontroladores da *Microchip* com um frequência de funcionamento de 40MHz.

As comunicações entre o veículo e a base são efectuadas por tecnologia *Bluetooth*.

⁸<http://adg.stanford.edu/mesicopter>

⁹<http://hybrid.eecs.berkeley.edu/starmac/>

No controlo de atitude, ou seja, estabilização do veículo foi utilizada a técnica de controlo em malha fechada *LQR* e no controlo da altitude foi usado a técnica *Sliding Mode* ou *Sliding Mode* com acção integral.

- **STARMAC II [8]**



Figura 2.10 - STARMAC II ¹⁰, 2007

O STARMAC II (Figura 2.10) é uma evolução da versão STARMAC I em diversos aspectos tais como, a capacidade de carga que aumentou para cerca de *4kg* de força.

O controlo a bordo foi implementado em dois níveis diferentes. O controlo de baixo nível executa os ciclos de controlo e comando dos motores e foi implementado num *Atmega 128*. No nível superior ocorre o planeamento, estimação e controlo sendo executado numa *Crossbow Stargate 1.0* com o sistema *Linux* para sistemas embebidos.

As comunicações entre o veículo e a base foram modificadas para *Wi-Fi*, melhorando significativamente a robustez da troca de informações em relação às comunicações *Bluetooth*.

Outras modificações surgiram ao nível do controlo, pois o STARMAC II começou por utilizar o controlo *PD* mudando depois para o controlo *PID* no controlo da posição e da atitude. Sobre esta plataforma estão a ser aplicados novos métodos de controlo a fim de tornar o sistema robusto e apto para situações inesperadas aprendendo através da interacção com o ambiente, *Reinforcement Learning*. [9]

2.2.2 - Escola Politécnica Federal de *Lausanne* (EPFL) [10-15]

No EPFL, o doutoramento de *Samir Bouabdallah* baseou-se no desenvolvimento e teste de métodos de controlo e resolução dos problemas de peso e autonomia associados ao *Quadrotor UAV*.

O *OS4* (Figura 2.11) integra na sua estrutura controladores de velocidade, motores *BLDC*, uma bateria com uma capacidade de *3300mAh* e uma tensão de *11.1V*, sensores, e todo o equipamento de processamento e controlo pesando um total *640g*.

Utiliza a bordo um computador em miniatura com um processador *Geode 1200* que funciona a uma frequência de *266MHz* com uma memória de *128Mb* e um microcontrolador responsável pela interface *Bluetooth* com o *PC* e na descodificação dos sinais de *PPM* do receptor de rádio com cinco canais.

¹⁰ <http://hybrid.eecs.berkeley.edu>



Figura 2.11 - OS4 [10]

É utilizado o sensor *3DM-GX IMU* para medir a atitude do veículo. São utilizados cinco sensores *SRF10*, um para medir a altitude e outros quatro a fim de evitar obstáculos.

Adicionalmente é utilizada uma câmara para determinar a posição e para seguir padrões na superfície que o veículo sobrevoa.

No controlo do veículo foram utilizadas várias teorias, a primeira baseou-se na teoria de controlo de *Lyapunov* e foi aplicada ao controlo de atitude. Mais tarde surgiram a segunda e terceira técnica de controlo, *PID* clássico e *LQ* existindo uma comparação entre ambas de modo a definir qual a técnica mais robusta no controlo da atitude.

Mais tarde foram implementadas as técnicas de controlo *Sliding-mode* e *Backstepping* com e sem acção integral.

Finalmente e após uma comparação entre as diversas técnicas de controlo é aplicada a técnica de *Backstepping* com acção integral a fim de controlar a atitude e posição do veículo, pois mostrou ser a técnica mais robusta para voo autónomo.

2.2.3 - Universidade de Oakland [16]

O *Microraptor* foi desenvolvido na Universidade de *Oakland* com o objectivo de participar na competição *AUVSI* por uma equipa de alunos de graduação, ocupando em 2008 a quinta posição nesta competição.



Figura 2.12 - Microraptor [16]

O *Microraptor* (Figura 2.12) consiste em dois subsistemas, o veículo aéreo e a base que é responsável pela telemetria e controlo manual do veículo. A telemetria e o controlo são transmitidos através de uma comunicação com uma frequência de 2.4GHz, a transmissão de vídeo a 1.3GHz e o controlo manual executado por rádio frequência a 75MHz.

A estrutura do veículo aéreo foi concebida em fibra de carbono com um peso aproximado de 1400g. Utiliza quatro motores *BLDC Hacker A20-20L* com propulsores *EPP1045* possuindo uma capacidade de impulso máxima de 2.2Kg no eixo vertical. O veículo possui um conjunto de baterias de polímero de lítio com uma capacidade de 10.7Ah e uma tensão de 11.1V permitindo uma autonomia de voo de 15min.

As informações relativas à atitude são medidas pelo módulo *MicroStrain's 3DM-GX1* que incorpora três acelerómetros, três giroscópios, três magnetómetros e um sensor de temperatura. Os dados são actualizados a uma frequência de 350Hz com uma velocidade de transmissão de máxima 115.2kb/s.

A medição de altura é realizada através de um sensor barométrico *SMD500* e no auxílio às aterragens e descolagens é utilizado um sensor de ultra-sons com maior precisão para altura reduzidas na ordem dos centímetros.

A posição do veículo é obtida através de um módulo de *GPS* que também fornece a velocidade em voo.

No controlo do veículo existiam dois microcontroladores, um dedicado à aquisição da telemetria, aquisição dos dados de *GPS*, cálculo da altitude e comunicação com a base. O outro microcontrolador está encarregue de receber os dados do *IMU* e efectuar o controlo de posição e estabilidade. A técnica de controlo utilizada para o controlo deste veículo é o clássico *PID*.

2.2.4 - Universidade da Pensilvânia [17]

Hanford publicou “*A small semi-autonomous rotary-wing unmanned air vehicle*” em 2005. Esta dissertação de mestrado baseou-se no desenvolvimento de um veículo aéreo de quatro rotores semi-autónomo usando materiais de baixo custo tais como, sensores, motores e controladores.

O veículo (*Figura 2.13*) possuía um transmissor e um receptor de rádio para efectuar a comunicação. O controlo de velocidade dos motores são do tipo *PI*, implementados num microcontrolador da *Microchip PIC18F8720*, com uma frequência de funcionamento de 25 MHz. Para a medição da atitude do veículo foram utilizados giroscópios (*ADXRS150EB*) e acelerómetros (*ADXL210EB*) de baixo custo.

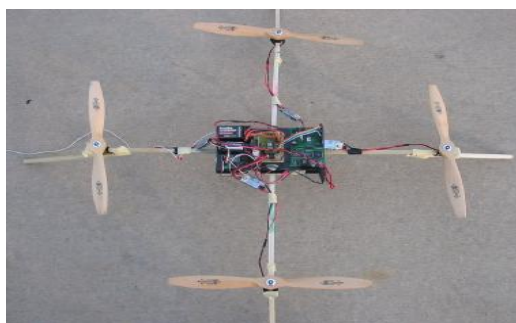


Figura 2.13 - Quadrotor da Universidade da Pensilvânia [17]

O veículo utiliza motores *DC* e possui como fonte de energia uma bateria de polímero de lítio de com uma capacidade de 2100mAh e uma tensão de 11.1V.

O controlo dos ângulos Φ , θ e ψ foram efectuados a partir de controladores *PI* que não mostraram grande robustez.

2.3 - Projectos Comerciais

2.3.1 - Dranganflyer Innovations Inc.¹¹

A *Dranganfly Innovations Inc.* é uma empresa fundada em 1998, por Zenon e Christine Dragan especializada em veículos remotamente controlados. Actualmente esta empresa possui o *Dranganflyer*, um *Quadrotor* fácil de manobrar e com baixas necessidades de manutenção. Este *Quadrotor* é extremamente sofisticado, tem elevado desempenho e possui uma câmara embutida na sua plataforma a fim de produzir imagens do seu voo.

O *Dranganflyer* é destinado a operações de salvamento, vigilância, inspecção, observação aérea, observação táctica, captação de imagens e vídeos aéreos.

- *Dranganflyer X4 Helicopter*¹²

Esta aeronave (*Figura 2.14*) possui uma estrutura fabricada a partir de fibra de carbono, nylon e alumínio. Possui quatro motores e respectivos controladores, fonte de energia, três acelerómetros, três giroscópios, um sensor de pressão barométrica, comunicações com uma frequência de 2.4Ghz para o controlo e telemetria com antenas omnidireccionais, comunicação de vídeo a uma frequência de 5.8Ghz com antenas unidireccionais e o equipamento de controlo.

O seu peso é de 680g e tem uma capacidade de transporte de 250g permitindo o transporte de uma câmara de vídeo para a transmissão de imagens. O modelo base tem um custo associado de 5953€.



Figura 2.14 - Dranganflyer X4¹³

- *Dranganflyer X8 Helicopter*¹⁴

Esta aeronave (*Figura 2.15*) possui uma estrutura fabricada a partir de fibra de carbono, nylon e alumínio. Possui quatro motores e respectivos controladores, fonte de energia, três acelerómetros, três giroscópios, três magnetómetros, um sensor de pressão barométrica, um GPS, comunicações com uma frequência de 2.4Ghz para o controlo e telemetria com antenas omnidireccionais, comunicação de vídeo a uma frequência de 5.8Ghz com antenas omnidireccionais e o equipamento de controlo.

¹¹ <http://www.draganfly.com/>

¹² <http://www.draganfly.com/uav-helicopter/drganflyer-x4/specifications/>

¹³ <http://www.draganfly.com/uav-helicopter/drganflyer-x4/>

¹⁴ <http://www.draganfly.com/uav-helicopter/drganflyer-x8/specifications/>

O seu peso é de 1700g e tem uma capacidade de transporte de 1000g permitindo o transporte de uma câmara de vídeo para a transmissão de imagens ou outro equipamento e tem uma autonomia de voo de 20min. O modelo base tem um custo associado de 22542€.



Figura 2.15 - Draganflyer X8¹⁵

2.3.2 - Microdrones¹⁶

Esta empresa produz dois veículos, o MD4-200 (Figura 2.16) e MD4-1000 (Figura 2.17), sendo a principal diferença entre os modelos a capacidade de carga que suportam em voo, 200g e 1000g respectivamente.

Estes veículos utilizam acelerómetros, giroscópios, magnetómetros, sensores de pressão barométrica, humidade e temperatura cuja combinação permite obter informações acerca da atitude. Podem vir equipados com GPS e transmitem toda a telemetria para uma base podendo esses dados também ficarem gravados a bordo num cartão de memória.

Estes veículos estão equipados com sistemas de segurança que previnem o voo com bateria fraca ou quando existe perda de sinal entre a base e o veículo.



Figura 2.16 - MD4-200¹⁷



Figura 2.17 - MD4-1000¹⁸

¹⁵ <http://www.mangrade.com/men/draganflyer-x8/>

¹⁶ http://www.microdrones.com/en_home.php

¹⁷ <http://rc.runryder.com/helicopter/rr/rrpw.htm?p=3843484&i=1>

2.4 - Métodos de controlo

Nos últimos anos têm surgido diversos trabalhos que apresentam algumas técnicas de controlo deste tipo de veículo. Nos diversos trabalhos realizados usaram-se técnicas de controlo clássicas tais como, *PI* [17], *PD* [7], *PID* [7, 8, 13, 16]. As estruturas clássicas apresentam-se como as mais utilizadas no controlo de sistemas do tipo SISO. As topologias, *PI*, *PD* e *PID* e as suas equações estão apresentadas em 2.1, 2.2 e 2.3 respectivamente.

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt \quad (2.1)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.3)$$

O cálculo dos parâmetros dos controladores é realizado através da colocação de pólos e zeros obtendo o valor de margem de fase e ganho desejada. Contudo o processo anterior pode ser complexo, logo existem métodos que permitem o ajuste dos parâmetros através de regras ou tentativa e erro. Um dos mais utilizados é o método de *Ziegler - Nichols*. [18]

As técnicas de controlo óptimo tais como, *LQ* [13], *LQR* [2, 3], apresentam grande robustez em sistemas de controlo do tipo MIMO. O controlo do sistema consiste na minimização da função custo J que pode assumir diversas formas, de acordo com as situações e objectivos, cuja optimização conduz a uma solução que minimiza o valor de J . A função J pode ser expressa pela equação

$$J = \frac{1}{2} \int_0^t (x^T(t) Q x(t) + u^T(t) R u(t)) dt \quad (2.4)$$

As matrizes Q e R são as matrizes de ponderação e têm um valor constante. A minimização da função J conduz a uma solução óptima linear da forma:

$$u(t) = -K(t)x(t) \quad (2.5)$$

Em que a matriz de realimentação $K(t)$ é dada pela equação;

$$K(t) = R^{-1} B^T P(t) \quad (2.6)$$

A matriz $P(t)$ satisfaz a equação diferencial de *Riccati*;

$$A^T P(t) + P(t) A - P(t) B R^{-1} B^T P(t) + Q = 0 \quad (2.7)$$

Outras publicações apresentaram técnicas de controlo não linear que apresentam maior robustez em sistemas não lineares com incertezas, tais como, *Sliding-mode* [14] e *Backstepping* [14], contudo estas técnicas necessitam utilizar um maior poder computacional.

Muitas destas técnicas de controlo são desenvolvidas focadas em ambientes sem perturbações, não tendo em conta as incertezas do sistema. De modo a aumentar a robustez dos controladores, em ambientes com condições imprevisíveis, e com perturbações, surgem

¹⁸ http://ubisurv.wordpress.com/2009/10/16/more-military-robots/md4-1000_hand____/

as técnicas de controlo inteligente e adaptativo tais como, Lógica Difusa [19], Redes neuronais [20] e *Reinforcement Learning* [12].

A *Tabela 2.1* resume as técnicas de controlo expostas anteriormente associando-as aos respectivos projectos.

Tabela 2.1 - Métodos de controlo utilizados em projectos de investigação universitários

Projecto/ Dissertação	Método de Controlo
STARMAC I (2004) <i>Universidade de Stanford</i>	<i>LQR (controlo de atitude)</i> [10] <i>Sliding-mode</i> ou <i>Sliding-mode</i> com acção Integral (<i>controlo de posição</i>) [10]
STARMAC II <i>Universidade de Stanford</i>	<i>Sliding-mode</i> com acção Integral (2005) [12] <i>Reinforcement Learning</i> (2005) [12] <i>PD</i> (2007) [11] <i>PID</i> (2007) [11]
OS4 <i>Escola Politécnica Federal de Lausanne</i>	<i>Teoria de Lyapunov</i> [3] <i>PID</i> (2004) [5] <i>LQ</i> (2004) [16] <i>Sliding-mode</i> (2005) [17] <i>Backstepping</i> (2005) [17] <i>Backstepping</i> com Integral (2007) [3]
Microraptor <i>Universidade de Oakland</i>	<i>PID</i> [19]
Dissertação Hanford <i>Universidade da Pensilvânia</i>	<i>PI</i> [24]
Dissertação de Sayed Ali Raza <i>Faculdade de Engenharia da Universidade de Ottawa</i>	Controlo baseado em Lógica Difusa [6]

2.5 - Conclusão

A primeira secção deste capítulo resume a história deste veículo desde a sua origem até à actualidade descrevendo os diversos contributos e projectos realizados.

A secção 2.2 mostra os estudos realizados nesta área por diversas universidades, apresentando os seus projectos e descrevendo-os.

A secção 2.3 aborda projectos de origem comercial e as suas principais características.

Por fim, a secção 2.4 identifica métodos de controlo utilizados e a sua associação aos diferentes projectos realizados

Capítulo 3

Modelo do Sistema

Ao longo deste capítulo será identificado o modelo do sistema *Quadrotor*. Este modelo apresenta as equações dinâmicas do veículo, permitindo identificar as capacidades, as limitações e ajudando na compreensão do funcionamento do mesmo.

O modelo obtido servirá como objecto de simulação permitindo estudar o comportamento do veículo com controlo em malha fechada utilizando diferentes algoritmos que controlarão a dinâmica de acordo com as referências desejadas de trajectória e atitude. Este capítulo está organizado do seguinte modo:

Na *secção 3.1* deste capítulo será apresentado o princípio de funcionamento do veículo identificando os principais movimentos e os tipos de comandos a utilizar de modo a que o voo seja estável e siga a trajectória desejada.

Na *secção 3.2* serão obtidas as equações dinâmicas que melhor caracterizam o sistema utilizando o formalismo de *Newton - Euler*.

A *secção 3.3* apresenta os modelos utilizados na modelação do controlador de velocidade, do motor e do propulsor. Na *secção 3.4* serão realizados testes ao conjunto modelado em 3.3 e serão apresentados os resultados obtidos.

A *secção 3.5* será destinada ao cálculo dos momentos de inércia do veículo sobre os três eixos.

3.1 - Princípio de funcionamento do *Quadrotor*[21]

O *Quadrotor* possui uma estrutura em forma de cruz, tendo os braços dispostos com ângulos de 90° entre si, possuindo nas extremidades motores eléctricos com propulsores acoplados responsáveis pelas forças horizontais e verticais.

Os motores e os propulsores são os responsáveis pela criação das forças que originam os movimentos do veículo durante o voo. Desta maneira afirma-se que o controlo do veículo está directamente ligado ao controlo de velocidade de cada um dos motores e do respectivo propulsor.

Na *Figura 3.1* observa-se o sentido de rotação dos propulsores e os vectores das forças criadas pela rotação de cada um dos propulsores. Os vectores das forças são todos iguais, pois

nesta situação os motores estão todos à mesma velocidade. Devido às forças criadas serem iguais, os binários produzidos sobre os eixos X_B , Y_B e Z_B são nulos, garantindo assim a estabilidade do veículo (Φ , θ , ψ). A condição anterior é válida se o veículo apresentar simetria sobre todos os eixos.

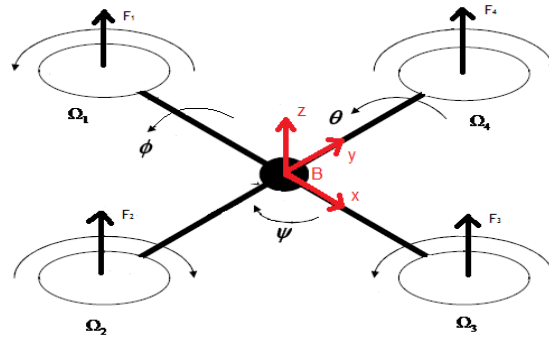


Figura 3.1 - Esquema das forças produzidas pela rotação dos propulsores a velocidade igual

▪ **Altitude (U_1 [N])**

Para garantir um movimento vertical ascendente do veículo em relação ao eixo Z do referencial terrestre, é necessário que exista um comando que possa garantir que o somatório das forças (3.1) produzidas pelos quatro propulsores seja superior ao peso P [N] total do veículo. No movimento vertical descendente basta garantir que o somatório das forças produzidas pelos quatro propulsores é inferior ao peso do veículo. A força resultante, U_1 :

$$U_1 = \sum_{i=1}^4 F_i \quad (3.1)$$

Onde i corresponde ao índice do motor e F_i [N] à força produzida pelo motor com esse mesmo índice.

- Condição para uma aceleração positiva (*Subida*): $P < U_1$
- Condição para uma aceleração negativa (*Descida*): $P > U_1$

Garantindo as condições anteriores é possível verificar se o veículo está em movimento ascendente ou descendente, contudo também é possível controlar a velocidade Ω [rad s⁻¹] de subida e descida através do valor dos incrementos $\Delta\Omega$ [rad s⁻¹] das velocidades dos propulsores, controlando assim as respectivas forças. (Figura 3.2)

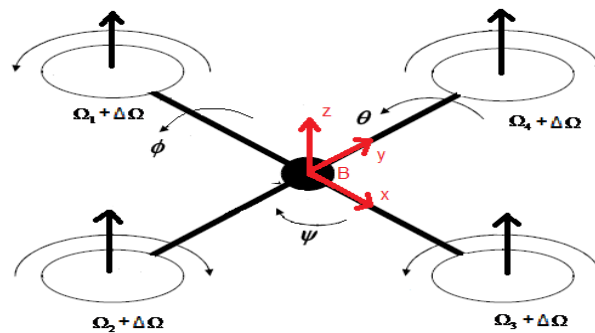


Figura 3.2 - Movimento no eixo Z, Altitude

▪ **Ângulo roll (Φ) (U_2 [N m])**

De modo a controlar este ângulo é necessário aplicar um comando responsável pela criação de um binário, permitindo que o *Quadrotor* rode em torno do eixo X. (3.2)

$$U_2 = F_4 - F_2 \quad (3.2)$$

Ao aumentar a velocidade no propulsor 4 e diminuir no propulsor 2 cria-se uma rotação positiva do ângulo Φ . Uma diminuição da velocidade no propulsor 4 e respectivo aumento no propulsor 2 cria uma rotação negativa do ângulo Φ . (Figura 3.3)

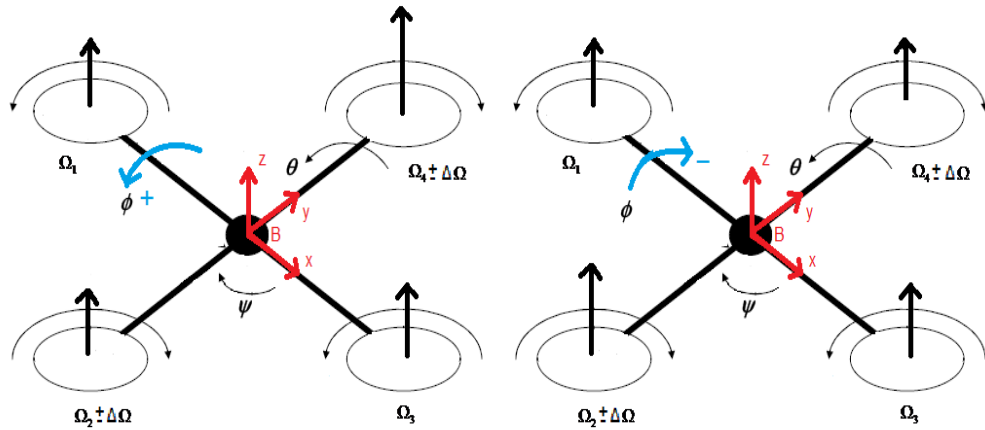


Figura 3.3 - Ângulo roll (Φ) (movimento a azul)

▪ Ângulo *pitch* (θ) (U_3 [N m])

De modo a controlar este ângulo é necessário aplicar um comando responsável pela criação de um binário, permitindo que o *Quadrotor* rode em torno do eixo Y. (3.3)

$$U_3 = F_3 - F_1 \quad (3.3)$$

Ao aumentar a velocidade no propulsor 3 e diminuir no propulsor 1 cria-se uma rotação positiva do ângulo θ . Uma diminuição da velocidade no propulsor 3 e respectivo aumento no propulsor 1 cria uma rotação negativa do ângulo θ . (Figura 3.4)

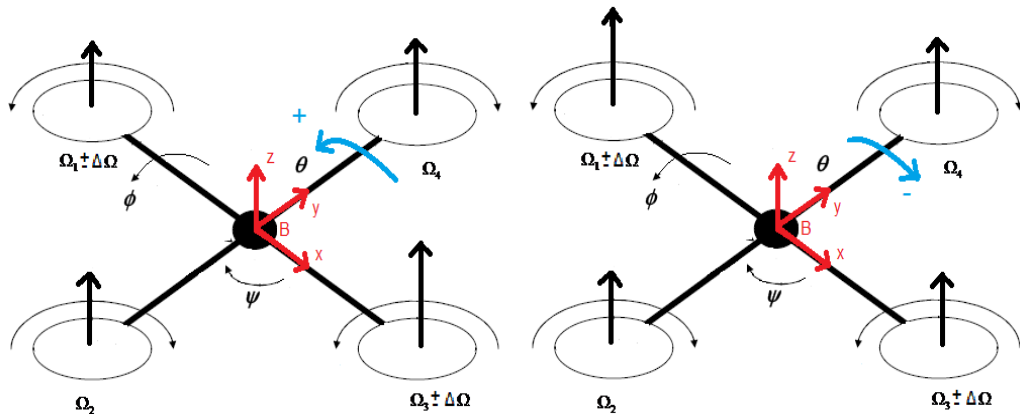


Figura 3.4 - Ângulo pitch (θ) (movimento a azul)

▪ Yaw (Ψ) (U_4 [N.m])

De modo a controlar este ângulo é necessário aplicar um comando responsável pela criação de um binário, permitindo que o *Quadrotor* rode em torno do eixo Z. (3.4)

$$U_4 = \sum_{i=1}^4 (-1)^i F_i \quad (3.4)$$

Um aumento da velocidade dos propulsores pares e uma diminuição da velocidade dos propulsores ímpares cria uma rotação positiva (*horário*) do ângulo Ψ . Uma diminuição da velocidade nos propulsores pares e um respectivo aumento nos propulsores ímpares resulta na criação de uma rotação negativa (*contra horário*) do ângulo Ψ . (Figura 3.5)

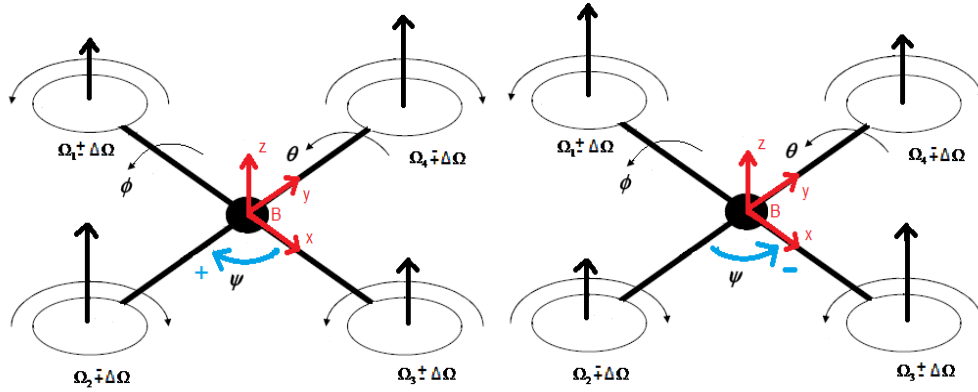


Figura 3.5 - Ângulo yaw (Ψ) (movimento a azul)

3.2 - Modelo dinâmico - Formalismo de *Newton - Euler* [21] [3]

O modelo desenvolvido assume que o veículo tem uma estrutura rígida, simétrica, o referencial fixado a essa estrutura tem a sua origem a coincidir com o centro de massa da mesma, os eixos do referencial fixado a essa estrutura coincidem com os eixos de inércia do veículo, os propulsores são rígidos e as forças criadas pelos propulsores são proporcionais ao quadrado da velocidade.

Antes da obtenção das respectivas equações que modelam o sistema é necessário identificar os sistemas de coordenadas. Dois sistemas de coordenadas são suficientes para obter a dinâmica do *Quadrotor*.

- O referencial fixo à Terra (E)
- O referencial fixo à estrutura do veículo (B)

O referencial Terra (X_E, Y_E, Z_E) é um referencial fixo e o referencial do *Quadrotor* (X_B, Y_B, Z_B) é um referencial móvel, cuja dinâmica pode ser escrita em relação ao referencial Terra.

O primeiro referencial (E) está ligado à superfície terrestre com o eixo X_E apontando para Norte, o eixo Y_E apontando para Este e o eixo Z_E apontando para cima em relação à Terra. Este referencial será usado para determinar a posição linear I^E [m] e angular Θ^E [rad] do veículo na superfície terrestre.

O segundo referencial (B) está ligado à estrutura do Quadrotor em que, X_B aponta para o propulsor 3, Y_B aponta para o propulsor 4, Z_B aponta para cima e a origem deste referencial

coincide com o centro de massa do *Quadrotor*. Este referencial será usado para definir a velocidade linear V^B [m s⁻¹], angular ω^B [rad s⁻¹], as forças F^B [N] e os binários M^B [N m].

A posição linear Γ^E do veículo é determinada pelas coordenadas do vector entre a origem do referencial E e a origem do referencial B , de acordo com a equação 3.5.

$$\Gamma^E = [X \ Y \ Z]^T \quad (3.5)$$

A Figura 3.5 relaciona os dois referenciais (E e B).

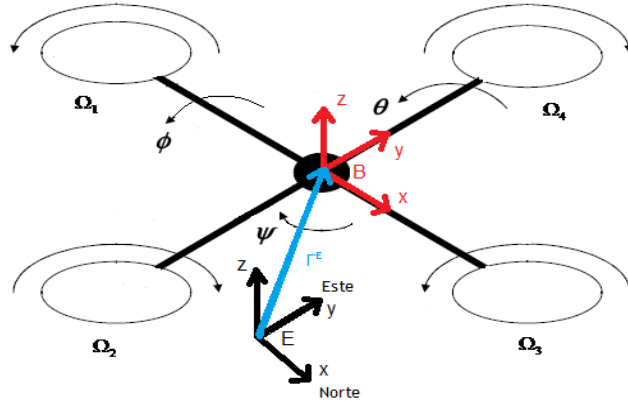


Figura 3.6 - Referencial B (vermelho), E (preto) e o vector posição linear Γ^E (azul)

A atitude Θ^E [rad] do *Quadrotor* é definida pelas três rotações do referencial B em relação ao referencial E . Existem três rotações do referencial B em relação ao E , ou seja, as rotações dos ângulos Φ , θ e Ψ . A equação 3.6 apresenta o vector da atitude.

$$\Theta^E = [\phi \ \theta \ \psi]^T \quad (3.6)$$

A matriz de rotação R_Θ do referencial B em relação ao E é obtida pela multiplicação das três matrizes de rotação dos três eixos.

- Rotação sobre o eixo Z_E do ângulo Ψ .

$$R(\psi, z) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

- Rotação sobre o eixo Y_E do ângulo θ .

$$R(\theta, y) = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

- Rotação sobre o eixo X_E do ângulo ϕ .

$$R(\phi, x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Multiplicando as três matrizes resulta R_Θ (3.10) (3.11).

$$R_{\Theta} = R(\psi, z)R(\theta, z)R(\phi, z) \quad (3.10)$$

$$R_{\Theta} = \begin{bmatrix} \cos \psi \cos \theta & -\sin \psi \cos \phi + \cos \psi \sin \theta \sin \phi & \sin \psi \sin \phi + \cos \psi \sin \theta \cos \phi \\ \sin \psi \cos \theta & \cos \psi \cos \phi + \sin \psi \sin \theta \sin \phi & -\cos \psi \sin \phi + \sin \psi \sin \theta \cos \phi \\ -\sin \theta & \cos \theta \sin \phi & \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A velocidade linear V^B e a velocidade angular ω^B são expressas pelas equações (3.12) (3.13) respectivamente.

$$V^B = [u \ v \ w]^T \quad (3.12)$$

$$\omega^B = [p \ q \ r]^T \quad (3.13)$$

Combinando as grandezas lineares e angulares, obtêm-se dois vectores que representam de forma generalizada o vector de posição ξ e de velocidade do veículo ν de acordo com as equações (3.14) (3.15).

$$\xi = [\Gamma^E \ \Theta^E]^T = [X \ Y \ Z \ \phi \ \theta \ \psi]^T \quad (3.14)$$

$$\nu = [V^B \ \omega^B]^T = [u \ v \ w \ p \ q \ r]^T \quad (3.15)$$

A relação entre a velocidade no referencial B e a velocidade no referencial E é expressa da seguinte forma (3.16).

$$\dot{\Gamma}^E = R_{\Theta} V^B \quad (3.16)$$

A mesma relação é possível para a velocidade angular através da matriz de transferência T_{Θ} . A equação 3.17 apresenta essa relação.

$$\dot{\Theta}^E = T_{\Theta} \omega^B \quad (3.17)$$

A matriz de transferência pode ser determinada a partir da resolução das equações 3.18, 3.19 e 3.20.

$$\omega^B = T_{\Theta}^{-1} \dot{\Theta}^E \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + R(\phi, x)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta} \\ 0 \end{bmatrix} + R(\phi, x)^{-1} R(\phi, y)^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = T_{\Theta}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$T_{\Theta} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \frac{\sin\phi}{\cos\theta} & \frac{\cos\phi}{\cos\theta} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Juntando numa única expressão (3.21), resulta a velocidade linear e angular do referencial E a partir da velocidade linear e angular do referencial B .

$$\dot{\xi} = J_{\Theta} v \quad (3.21)$$

Onde a matriz J_{Θ} é expressa pela equação (3.22).

$$J_{\Theta} = \begin{bmatrix} R_{\Theta} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & T_{\Theta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Em suma, o modelo do sistema contém doze estados, seis estados para a posição e atitude, outros seis para a velocidade linear e angular, representando assim os seis graus de liberdade do veículo.

O modelo dinâmico do sistema é obtido aplicando o formalismo de *Newton - Euler*, cujas equações representam o total das forças externas e momentos de inércia que actuam no centro de massa da estrutura do veículo (3.23).

$$\begin{bmatrix} F^B \\ M^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^B \times (mV^B) \\ \omega^B \times (I\omega^B) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} mI_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}^B \\ \dot{\omega}^B \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Generalizando, pode ser escrito da seguinte forma. (3.24)

$$M_B \dot{v} + C_B(v) = \Lambda \quad (3.24)$$

Onde M_B é a matriz que contém a diagonal constituída pela massa do veículo e pelos momentos de inércia dos eixos X , Y e Z (3.25).

$$M_B = \begin{bmatrix} mI_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Por sua vez a matriz $C_B(v)$ é a matriz que resulta da resolução dos produtos vectoriais entre os vectores (3.26).

$$C_B(v) = \begin{bmatrix} \omega^B \times (mV^B) \\ \omega^B \times (I\omega^B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mwq - mvr \\ -mwp + mur \\ mvp - muq \\ I_{zz}rq - I_{yy}qr \\ -I_{zz}rp + I_{xx}pr \\ I_{yy}qp - I_{xx}pq \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

O vector Λ contém as forças que actuam no veículo (3.27).

$$\Lambda = [F^B M^B]^T = [F_x F_y F_z M_x M_y M_z]^T \quad (3.27)$$

As forças que actuam no sistema podem ser divididas em três componentes, de acordo com a dinâmica deste.

A primeira componente resulta do efeito da aceleração da gravidade $g [m s^{-2}]$ no veículo. Este efeito está directamente ligado aos parâmetros lineares excluindo qualquer efeito sobre os parâmetros angulares. Desta maneira pode escrever-se a equação 3.28 a fim de obter $G_B(\xi)$.

$$G_B(\xi) = \begin{bmatrix} F_G^B \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\Theta^{-1} F_G^E \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_\Theta^T \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \end{bmatrix} \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} mg \sin \theta \\ -mg \cos \theta \sin \phi \\ -mg \cos \theta \sin \phi \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Onde F_G^B é a força gravítica em relação ao referencial B e F_G^E em relação ao referencial E . Outra propriedade que surge na equação 3.28, foi que a inversa da matriz R_Θ é igual à transposta da mesma, pois é uma matriz ortogonal normalizada.

A segunda componente deve-se ao efeito giroscópio produzido pela rotação dos propulsores. Este efeito surge quando a soma da velocidade dos quatro propulsores não é igual a zero e quando a velocidade angular dos ângulos Φ e θ é diferente de zero. Surge assim a equação 3.29.

$$G_{Bgyro}(v)\Omega = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ -\sum_{i=1}^{i=4} J_T \left(\omega^B \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right) (-1)^i \Omega_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ J_T \begin{bmatrix} -q \\ p \\ 0 \end{bmatrix} \Omega \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Onde $J_T [N m s^2]$ é o momento de inércia de rotação total dos propulsores e $\Omega [rad s^{-1}]$ é a matriz das velocidades dos diversos propulsores (3.30). Observa-se que o efeito giroscópio está directamente relacionado com os movimentos angulares, daí que os primeiros três elementos da coluna da matriz são nula, ou seja, não existe qualquer relação com os movimentos lineares.

$$\Omega = \begin{bmatrix} -\Omega_1 \\ \Omega_2 \\ -\Omega_3 \\ \Omega_4 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Onde Ω_1 [rad s⁻¹] corresponde à velocidade angular do propulsor 1, Ω_2 [rad s⁻¹] corresponde à velocidade angular do propulsor 2, Ω_3 [rad s⁻¹] corresponde à velocidade do propulsor 3 e Ω_4 [rad s⁻¹] corresponde à velocidade do propulsor 4.

A terceira componente está relacionada com as forças produzidos pela rotação dos propulsores. A próxima equação tem em conta a distância l [m] dos propulsores ao centro de massa da estrutura, o coeficiente de impulso vertical c [N s²/rad²] e o coeficiente de arrastamento d [N m s²/rad²] criado pela rotação dos propulsores. A equação 3.31 apresenta as forças criadas.

$$U_B(\Omega) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c(\Omega_1^2 + \Omega_2^2 + \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \\ cl(\Omega_4^2 - \Omega_2^2) \\ cl(\Omega_3^2 - \Omega_1^2) \\ d(-\Omega_1^2 + \Omega_2^2 - \Omega_3^2 + \Omega_4^2) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Encontradas as três componentes é possível reescrever a equação 3.23 descrevendo assim a dinâmica do sistema (3.32).

$$M_B \dot{\nu} + C_B(\nu) = G_B(\xi) + G_{Bgyro}(\nu)\Omega + U_B(\Omega) \quad (3.32)$$

Escrevendo em ordem à aceleração $\dot{\nu}$ do referencial B , resulta a equação 3.33.

$$\dot{\nu} = M_B^{-1}(G_B(\xi) + G_{Bgyro}(\nu)\Omega + U_B(\Omega) - C_B(\nu)) \quad (3.33)$$

A partir da resolução da equação anterior (3.33) resulta o sistema de equações referente ao referencial B (3.34).

$$\begin{cases} \dot{u} = (vr - wq) + g \sin \theta \\ \dot{v} = (wp - ur) - g \cos \theta \sin \phi \\ \dot{w} = (uq - vp) - g \cos \theta \sin \phi + \frac{U_1}{m} \\ \dot{p} = \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} qr - \frac{J_T}{I_{xx}} q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \dot{q} = \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} pr + \frac{J_T}{I_{yy}} p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \dot{r} = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} pq + \frac{U_4}{I_{zz}} \end{cases} \quad (3.34)$$

Em que Ω [rad s⁻¹] corresponde à equação 3.35.

$$\Omega = -\Omega_1 + \Omega_2 - \Omega_3 + \Omega_4 \quad (3.35)$$

A equação 3.34 apresenta a dinâmica do sistema em relação ao referencial B , contudo é necessário escrever as equações lineares em ordem ao referencial E e as equações angulares em ordem ao referencial B , isto porque é mais simples expressar a aceleração linear no referencial E em termos da identificação dos parâmetros de controle. Desta maneira foi criado um referencial H que combina os movimentos lineares no referencial E e os movimentos angulares no referencial B .

A equação 3.36 apresenta a velocidade ζ no referencial H .

$$\zeta^H = \left[\dot{\Gamma}^E \omega^B \right]^T = \left[\dot{X} \dot{Y} \dot{Z} p q r \right]^T \quad (3.36)$$

Escrevendo a equação da dinâmica do veículo no referencial H , resulta a equação 3.37.

$$\begin{bmatrix} F^E \\ M^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ \omega^B \times (I \omega^B) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m I_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\zeta}^H \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Escrevendo em ordem à aceleração (3.38).

$$\dot{\zeta}^H = M_H^{-1} (G_H + G_{Hgyro}(\zeta) \Omega + U_H(\Omega) - C_H(\zeta)) \quad (3.38)$$

As equações em 3.25, 3.26, 3.27, 3.28 e 3.29 foram escritas em relação ao referencial B , deste modo e como foi definido um novo referencial que combina o referencial E e B para descrever o modelo do sistema, será necessário escrever essas mesmas equações em ordem a este referencial H .

Escrevendo a matriz M_H em ordem ao referencial H resulta 3.39.

$$M_H = M_B = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

A matriz M_H não sofre qualquer alteração pois apresenta parâmetros físicos da estrutura do *Quadrotor* que não são alterados. Por sua vez a matriz C_H sofre alterações (3.40).

$$C_H(\zeta) = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ \omega^B \times (I \omega^B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{zz} r q - I_{yy} q r \\ -I_{zz} r p + I_{xx} p r \\ I_{yy} q p - I_{xx} p q \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

A matriz G_H apresenta o efeito da gravidade no referencial H , este efeito apenas se faz sentir no eixo Z . (3.41)

$$G_H(\zeta) = \begin{bmatrix} F_G^E \\ 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -mg \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Os efeitos giroscópios não sofrem qualquer alteração, logo a matriz será igual (3.42)

$$G_{Hgyro}(\zeta)\Omega = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 1} \\ J_T \begin{bmatrix} -q \\ p \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \Omega \quad (3.42)$$

As forças produzidas pelas rotações dos propulsores vão sofrer uma alteração ao nível da força total U_1 no referencial H . Esta alteração deve-se á relação do referencial B em relação ao referencial E . Esta rotação é expressa pela matriz de rotação R_θ multiplicada pela força U_1 . (3.43)

$$U_H(\Omega) = \begin{bmatrix} R_\theta & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & I_{3 \times 3} \end{bmatrix} U_B(\Omega) = \begin{bmatrix} (\sin \psi \sin \phi + \cos \psi \sin \theta \cos \phi) U_1 \\ (-\cos \psi \sin \phi + \sin \psi \sin \theta \cos \phi) U_1 \\ \cos \theta \cos \phi U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Resolvendo a equação 3.38 resulta o seguinte sistema de equações (3.44) que descreve a dinâmica do sistema em relação ao referencial H .

$$\begin{cases} \ddot{X} = (\sin \psi \sin \phi + \cos \psi \sin \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Y} = (-\cos \psi \sin \phi + \sin \psi \sin \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{Z} = -g + (\cos \theta \cos \phi) \frac{U_1}{m} \\ \ddot{\phi} = \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} qr - \frac{J_T}{I_{xx}} q\Omega + \frac{U_2}{I_{xx}} \\ \ddot{\theta} = \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} pr + \frac{J_T}{I_{yy}} p\Omega + \frac{U_3}{I_{yy}} \\ \ddot{\psi} = \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} pq + \frac{U_4}{I_{zz}} \end{cases} \quad (3.44)$$

3.3 - Modelo do conjunto controlador, motor e propulsor[2, 3]

A única força de propulsão existente no *Quadrotor* provém da rotação dos propulsores. Desta forma é necessário escolher cuidadosamente o conjunto motor e respectivo propulsor. A eficiência dos propulsores está associada aos motores a que estão acoplados, e a eficiência deste conjunto está associado ao veículo a controlar.

A fim de modelar este conjunto foram assumidos modelos de referência comuns para um veículo com estas características baseados em outros trabalhos. Basicamente pretende-se obter a força final gerada pelo propulsor a partir do sinal aplicado na entrada do controlador de velocidade. (Figura 3.7)

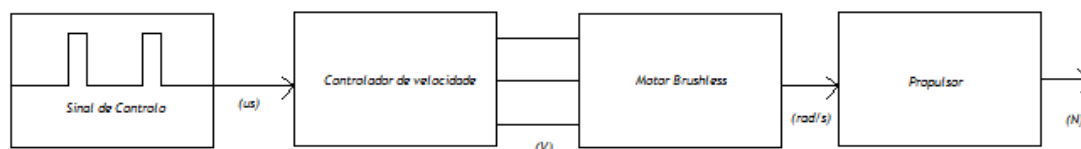


Figura 3.7 - Sistema do controlador, motor e propulsor

O modelo estático engloba uma zona morta, em que a velocidade e a respectiva força são nulas, uma zona linear e uma zona de saturação que impõe a rotação máxima e a respectiva força. (Figura 3.8)

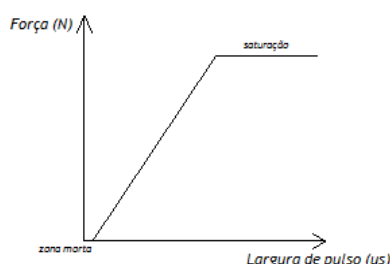


Figura 3.8 - Aproximação da resposta do conjunto Força vs PWM.

3.3.1 - Controlador de velocidade

O controlador tem um tempo de resposta muito pequeno quando comparado com o tempo de resposta dos motores e de todo o sistema, logo o modelo do controlador pode ser aproximado por um ganho K_c (V/us), pois para um determinado valor de largura de pulso, este gera um valor de tensão para o motor. (3.45)

$$G_c(s) = K_c \quad (3.45)$$

3.3.2 - Motor BLDC [22] [23] [24, 25]

O modelo completo do motor *BLDC* (Figura 3.9) é apresentado de seguida.

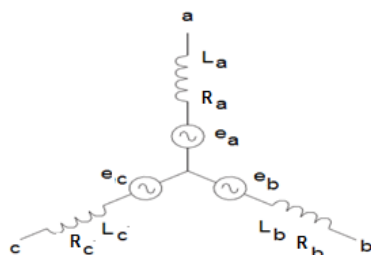


Figura 3.9 - Configuração do estator do motor *Brushless DC*

As equações do estator do motor são:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{cb} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_a \\ di_b \\ di_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Em que,

- a, b, c - Enrolamento do motor.
- e_a, e_b, e_c [V] - força contra electromotriz de cada enrolamento.
- L_a, L_b, L_c [H] - Indutância de cada enrolamento.
- L_{ij} [H] - Indutância entre cada enrolamento i e j .
- R_a, R_b, R_c [Ω] - Resistência de cada enrolamento.
- u_a, u_b, u_c [V] - Tensão aplicada a cada enrolamento.

Assumindo que não há variação da relutância magnética do rotor, então:

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (3.47)$$

$$L_{ab} = L_{ca} = L_{cb} = M_L \quad (3.48)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (3.49)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.50)$$

$$M_L i_b + M_L i_c = -M_L i_a \quad (3.51)$$

- R [Ω] - Resistência do enrolamento.
- L [H] - Indutância do enrolamento.

Resultando assim,

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M_L & 0 & 0 \\ 0 & L - M_L & 0 \\ 0 & 0 & L - M_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_a \\ di_b \\ di_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Considerando o funcionamento em regime permanente e desprezando as perdas relaciona-se o binário e a velocidade pela seguinte expressão. (3.53)

$$P_m = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = T_m \omega \quad (3.53)$$

Em que,

- ω_m [rad/s] - Velocidade angular mecânica
- P_m [W] - Potência mecânica
- T_m [N.m] - Binário mecânico

Como em cada instante apenas duas fases estão em condução pode-se exprimir o binário desenvolvido pela seguinte expressão (3.55).

$$P_m = 2V_c I_d \quad (3.54)$$

$$T_m = \frac{p I_d V_c}{\omega_r} \quad (3.55)$$

Em que,

- $\omega_m = \frac{2\omega_r}{p}$ - Onde p é o numero de pólos.
- I_d [A] - Corrente total fornecida ao motor.
- V_c [V] - Força contra electromotriz por fase.

De salientar ainda que o força contra electromotriz é proporcional à velocidade angular eléctrica do rotor (ω_r).

$$V_c = K_e \omega_r \quad (3.56)$$

Onde K_e é a constante eléctrica que depende do número de enrolamentos do estator e do fluxo magnético no motor.

Sabendo que $K_t = pK_e$, o binário desenvolvido pode ser expresso da seguinte forma:

$$T_m = K_t I_d \quad (3.57)$$

Como se pode verificar pelas equações 3.58 e 3.59 é possível aproximar o modelo do motor *BLDC* pelo modelo de um motor *DC*, pois cada enrolamento do motor Brushless é semelhante a um motor *DC*.

$$u_j(t) = L \cdot \frac{di_j(t)}{dt} + R \cdot i_j(t) + K_v \cdot \omega_{mj}(t) \quad (3.58)$$

$$T_{mj}(t) = K_t \cdot i_j(t) \quad (3.59)$$

Em que,

- K_v [V/(rad/s)] - Constante da força electromotriz dos motores.
- u_j [V] - Tensão aplicada aos motores.
- ω_{mj} [rad/s] - Velocidade angular dos motores.
- K_t [N.m/A] - Constante de binário.
- T_{mj} [N.m] - Binário.

Deste modo o modelo do motor *BLDC* pode ser aproximado pelo modelo de um motor *DC*, cuja, função de transferência é normalmente descrita por um ganho e dois pólos, respectivamente associados à constante de tempo mecânica e eléctrica.

Devido ao facto da constante de tempo mecânica ser muito superior à constante de tempo eléctrica podemos aproximar o sistema de segunda ordem para um sistema de primeira ordem com um ganho e um pólo devido à constante de tempo mecânica τ_m (s).
(3.60)

$$G_m(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \quad (3.60)$$

Nas simulações assumiu-se uma constante de tempo mecânica de, aproximadamente, 0.136s [3]. Não foram realizados testes de modo a obter esta constante, pois o tacómetro utilizado não possuía nenhuma saída digital, ou analógica, a fim de se adquirir a velocidade e medir o intervalo de tempo que o motor demorava na resposta ao degrau.

3.3.3 - Propulsor

A força de impulso (3.61) criada pelo propulsor (T [N]) pode ser aproximada pelo produto entre a constante de força K_T [$N.s^2/rad^2$] e a velocidade de rotação do motor ao quadrado [rad^2/s^2]. A constante de força resulta da multiplicação da constante de impulso C_t pelas características físicas do propulsor, raio (r [m]) e da densidade do ar (ρ [1.2928 kg/m^3]).

$$T = K_T w^2 = \frac{4\rho r^4 C_t}{\pi^2} w^2 \quad (3.61)$$

Para os propulsores APC 10x47, a constante $K_T = 11 \times 10^{-6} N.s^2.rad^{-2}$, de acordo com [26].

O momento (3.62) M [N.m] pode ser obtido através do produto entre a constante de momento K_M e a velocidade de rotação do motor ao quadrado.

$$M = K_M w^2 = \frac{4\rho r^5 C_p}{\pi^3} w^2 \quad (3.62)$$

Para os propulsores APC 10x47, a constante $K_M = 1.1 \times 10^{-6} N.s^2.m.rad^{-2}$ de acordo com a referência [26].

As constantes podem ser relacionadas da seguinte forma:

$$M = \frac{K_M}{K_T} T = K_{TM} T \quad (3.63)$$

Em que, $K_{TM} = 0.1 \text{ m}$.

3.4 - Testes realizados

De modo a achar as zonas em que o motor estava com rotação nula e com rotação máxima foram enviados diversos sinais para o controlador com diferentes larguras de pulso até que este saísse da zona de rotação nula (*zona morta*) e entrasse na zona de rotação máxima (*zona de saturação*). A Tabela 3.1 apresenta os valores obtidos:

Tabela 3.1 - Zona morta

Motor i	Largura de Pulso da zona morta (us)
1	Largura de pulso <1080

Tabela 3.2 - Zona de Saturação

Motor i	Largura de Pulso da zona de Saturação (us)
1	Largura de pulso > 1920

Realizaram-se testes aos diferentes conjuntos de modo a obter a resposta do conjunto para diferentes valores de largura de pulso. Utilizou-se uma balança Mettler P1210, um tacómetro digital Hibok 22, um osciloscópio DSO1012A e um multímetro M9803R a fim de medir a força, a velocidade de rotação e a corrente para diferentes valores da largura de pulso. A Figura 3.10 mostra os diferentes equipamentos utilizados nas medições efectuadas.

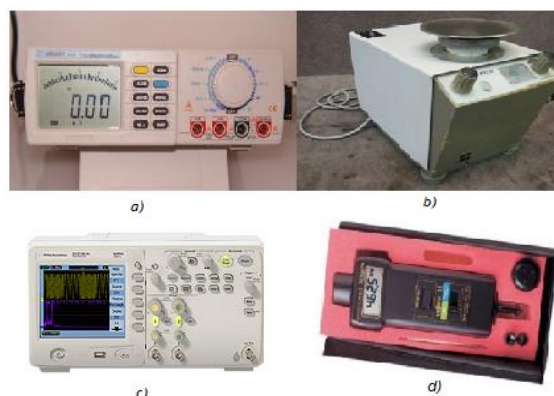


Figura 3.10 - a) Multímetro M9803R, b) Balança Mettler P1210, c) Osciloscópio DSO1012A, d) Tacómetro Hibok 22

A Tabela 3.3 apresenta os valores medidos nos testes realizados aos dois tipos de propulsores.

Tabela 3.3 - Resposta à largura de pulso dos diferentes propulsores¹⁹

Largura de Pulso [us]	1000	1100	1200	1400	1600	1800	1900	2000
Motor + APC 1047 [N]	0	0.157	0.568	1.586	2.510	3.651	4.591	4.591
Motor + GWS 8040 [N]	0	0.147	0.441	1.186	1.999	2.940	3.802	3.802
Motor + APC 1047 [A]	0.1	0.3	0.61	2	3.67	6.14	8.34	8.34
Motor + GWS 8040 [A]	0.1	0.22	0.58	1.50	2.57	4.24	5.56	5.56
Motor + APC 1047 [rad/s]	0	119	231	414	500	590	640	640
Motor + GWS 8040 [rad/s]	0	130	250	445	525	606	647	647

3.4.1 - Propulsor APC 1047 SF

A Figura 3.11 apresenta as curvas de força (N), corrente (A) e velocidade (rad/s) resultantes dos testes experimentais realizados com o propulsor APC 1047 SF acoplado ao motor BLDC diferentes valores de largura de pulso.

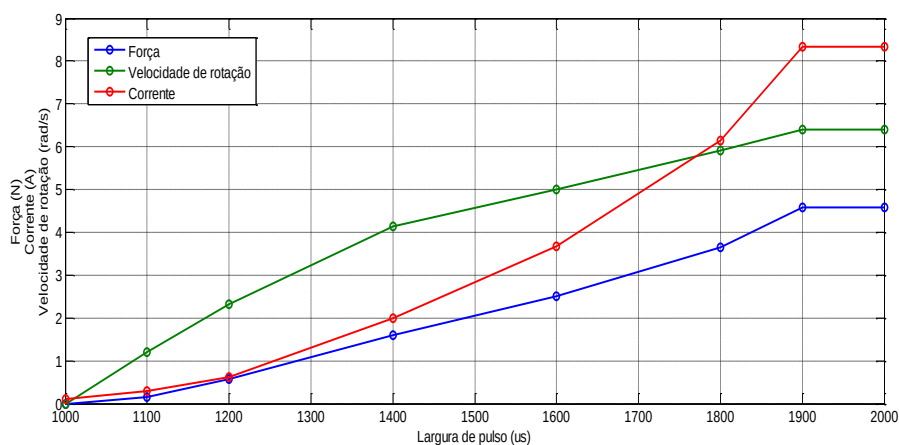


Figura 3.11 - Curva da relação largura de pulso [us] vs velocidade de rotação [rad/s]*100, vs corrente [A] e vs força [N] do propulsor APC 1047 SF

¹⁹ No anexo A seguem as tabelas dos testes a estes dois propulsores com um maior número de amostras.

A Figura 3.12 mostra a relação entre a velocidade ao quadrado e a força resultante, assim é possível determinar o valor de K_T para o propulsor APC 1047 SF, derivando a função linear obtida.

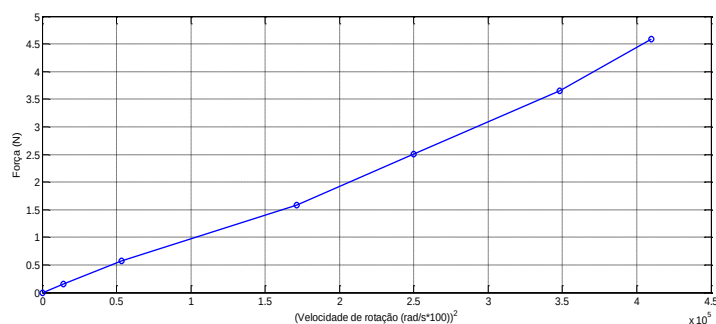


Figura 3.12 - Curva da relação largura de velocidade ao quadrado $[\text{rad}^2/\text{s}^2]$ vs força $[\text{N}]$ do propulsor APC 1047 SF

- Aproximação for uma função linear:

$$y = ax + b = 1.11 \times 10^{-5} x - 0.083 \quad (3.64)$$

Derivando esta equação obtêm-se a constante de força $K_T = 1.11 \times 10^{-5} \text{ N.s}^2.\text{rad}^{-2}$.

3.4.2 - Propulsor GWS 8040

A Figura 3.13 apresenta as curvas de força (N), corrente (A) e velocidade (rad/s) resultantes dos testes experimentais realizados com o propulsor GWS 8040 acoplado ao motor BLDC diferentes valores de largura de pulso.

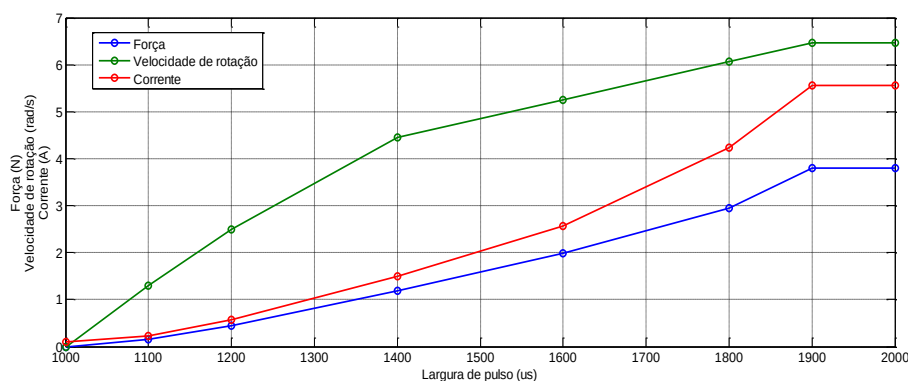


Figura 3.13 - Curva da relação largura de pulso (us) vs velocidade de rotação $(\text{rad/s}) \cdot 100$ vs corrente (A) vs força (N) do propulsor GWS 8040

A Figura 3.14 mostra a relação entre a velocidade ao quadrado e a força resultante, assim é possível determinar o valor de K_T para o propulsor GWS 8040, derivando a função linear obtida.

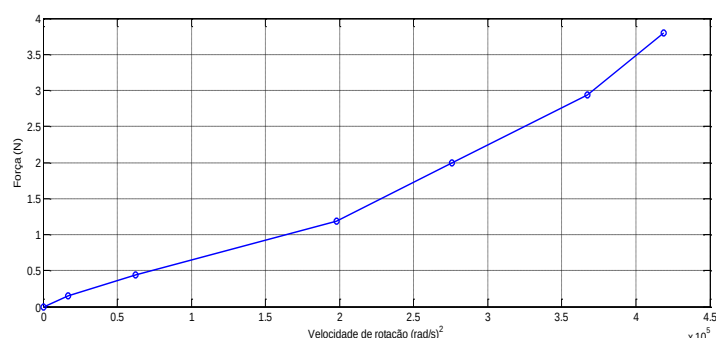


Figura 3.14 - Curva da relação largura de velocidade ao quadrado $(\text{rad}^2/\text{s}^2)$ vs força (N) do propulsor GWS 8040

- Aproximação for uma função linear:

$$y = ax + b = 0.884 \times 10^{-5} x - 0.154 \quad (3.65)$$

Derivando esta equação obtêm-se a constante de força $K_T = 0.884 \times 10^{-5} N.s^2.rad^{-2}$.

Após a realização dos testes verifica-se que o propulsor que melhor satisfaz as necessidades do sistema é o *APC 1047*, pois para os mesmos sinais de controlo possui uma força superior. Este propulsor garante uma maior escala de liberdade dos ângulos Φ e θ , logo torna o sistema mais robusto às perturbações. Como se viu na secção 3.3 o controlador de velocidade foi modelado por um ganho e o motor foi modelado por uma função de transferência com um ganho e um pólo. Multiplicando o ganho do controlador de velocidade pelo ganho do motor obtêm-se K , que de acordo com os testes realizados não é um ganho linear, logo optou-se por utilizar uma tabela que relaciona o sinal de controlo com a velocidade.

A Figura 3.15 apresenta o modelo utilizado na simulação do sistema com as aproximações e com os valores de obtidos nos testes.

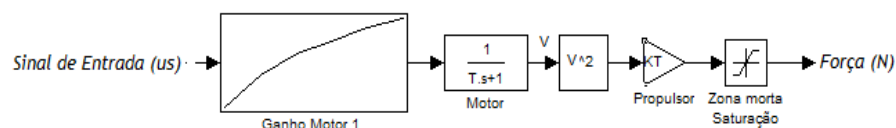


Figura 3.15 - Modelo do conjunto controlador de velocidade, motor e propulsor obtido a partir dos testes realizados

3.5 - Momentos de inércia da estrutura [2, 3]

A distribuição da massa e a forma geométrica da estrutura é um aspecto importante na dinâmica do sistema como se observou na secção 3.2. No cálculo dos momentos de inércia desprezam-se os efeitos dos equipamentos e considera-se a estrutura simétrica. Assim a matriz de inércia é constituída apenas pela diagonal principal simplificando o cálculo e o modelo do sistema.

No cálculo dos momentos de inércia apenas se inclui a geometria, a massa dos motores e a sua posição na estrutura.

Os parâmetros do veículo são apresentados na Tabela 3.4 e os cálculos dos momentos de inércia I_{xx} , I_{yy} , I_{zz} são apresentados nas secções seguintes.

Tabela 3.4 - Parâmetros do veículo

Parâmetro	Valor
Massa do motor (m_m)	0.046kg
Comprimento do motor no eixo X (x_m)	0.028m
Comprimento do motor no eixo Y (y_m)	0.028m
Comprimento do motor no eixo Z (z_m)	0.028m
Distância ao centro de massa (d_{CM})	0.21m

3.5.1 - Momento de inércia I_{xx}

$$\begin{cases} I_{x1} = I_{x3} = \frac{1}{12} m_m (y_m^2 + z_m^2) = \frac{1}{12} \times 0.046 \times (0.028^2 + 0.028^2) = 6.27 \times 10^{-6} N.m.s^2 \\ I_{x2} = I_{x4} = \frac{1}{12} m_m (y_m^2 + z_m^2) + m_m d_{CM}^2 = 6.27 \times 10^{-6} + (0.046 \times 0.21^2) = 2 \times 10^{-3} N.m.s^2 \\ I_{xx} = 2I_{x1} + 2I_{x2} = 0.004 N.m.s^2 \end{cases}$$

3.5.2 - Momento de inércia I_{yy}

$$\begin{cases} I_{y1} = I_{y3} = \frac{1}{12} m_m (x_m^2 + z_m^2) = \frac{1}{12} \times 0.046 \times (0.028^2 + 0.028^2) = 6.27 \times 10^{-6} N.m.s^2 \\ I_{y2} = I_{y4} = \frac{1}{12} m_m (x_m^2 + z_m^2) + m_m d_{CM}^2 = 6.27 \times 10^{-6} + (0.046 \times 0.21^2) = 2 \times 10^{-3} N.m.s^2 \\ I_{yy} = 2I_{y1} + 2I_{y2} = 0.004 N.m.s^2 \end{cases}$$

3.5.3 - Momento de inércia I_{zz}

$$\begin{cases} I_{z1} = I_{z2} = I_{z3} = I_{z4} = \frac{1}{12} m_m (x_m^2 + y_m^2) + m_m d_{CM}^2 = 6.27 \times 10^{-6} + (0.046 \times 0.21^2) \\ I_{z1} = I_{z2} = I_{z3} = I_{z4} = 2 \times 10^{-3} N.m.s^2 \\ I_{zz} = 4I_{z1} = 0.008 N.m.s^2 \end{cases}$$

3.6 - Conclusão

O modelo dinâmico do sistema obtido na secção 3.2 - *Modelo do Newton - Euler* não tem em conta as perturbações existentes no veículo quando este se aproxima do solo e considera que existe simetria sobre todos os eixos, o que na realidade não acontece. Desta forma, os parâmetros dos controladores ajustados na simulação podem não ser os ideais no sistema real.

Na secção 3.3 - *Modelo do conjunto controlador, motor e propulsor* realizaram-se aproximações no modelo dos motores, dos controladores e propulsores de modo a tornar as simulações mais rápidas. Obviamente que estes modelos são mais complexos e possuem outros parâmetros, contudo alguns dos parâmetros eram desconhecidos e seria necessário a realização de uma série de testes o que tornaria o processo complexo e demorado a fim de obter modelos mais precisos. Os testes realizados na secção 3.4 - *Testes realizados* serviram para retirar resultados experimentais acerca da força de impulso, corrente e velocidade do conjunto de modo a serem utilizados na simulação aproximando-a do sistema real.

Na secção 3.5 - *Momentos de inércia da estrutura* efectuaram-se os cálculos dos momentos de inércia da estrutura utilizando apenas os motores e desprezando os equipamentos de medição, controlo, comunicação e energia.

Concluiu-se deste modo que o modelo obtido representa a dinâmica do sistema e pode assim ser utilizado na implementação do simulador.

Capítulo 4

Arquitectura do Sistema

A determinação da arquitectura do sistema permite a identificação dos principais subsistemas e dos tipos de ligação existentes. Identificados os subsistemas é possível determinar quais as soluções tecnológicas e protocolos de troca de informação que melhor se adaptam às necessidades. Assim, tendo como objectivo a descrição da arquitectura do sistema este capítulo está organizado do seguinte modo:

Na *secção 4.1* são apresentados os subsistemas desenvolvidos e utilizados no protótipo bem como as soluções tecnológicas que satisfazem alguns dos requisitos.

Na *secção 4.2* surgem os tipos de protocolos de comunicação utilizados na implementação do protótipo. São resumidamente descritos os formatos das tramas de informação que circulam entre a estação base e o veículo e entre os microcontroladores.

Na *secção 4.3* surge a arquitectura do sistema final desenvolvido e os algoritmos implementados em cada subsistema.

4.1 - Subsistemas do veículo desenvolvido

O desenvolvimento do protótipo do veículo deverá ser flexível tornando a substituição de componentes e o aumento de funcionalidades simples de implementar e não prejudicando a aerodinâmica ou o centro de massa.

Um dos requisitos deste veículo é o peso devendo este ser minimizado tendo como limite máximo *1Kg*. O peso do veículo deverá ser inferior à força máxima produzida pelo conjunto dos motores e propulsores, logo a escolha dos mesmos deverá satisfazer esta condição. Em consequência uma margem muito pequena entre a força necessária para compensar o peso do veículo e a força máxima produzida pelos propulsores conduzirá a uma menor escala de variação dos ângulos a que o veículo poderá estar sujeito em voo limitando assim a sua velocidade de deslocação.

O tempo de voo é outro requisito a ter em conta no desenvolvimento do veículo, sobretudo na escolha da bateria e dos motores. Os motores deverão apresentar uma

eficiência elevada e a bateria deverá garantir energia suficiente para voos superiores a 10min.

O tamanho de veículo é importante devendo o espaço ocupado em voo ser minimizado, podendo assim ser utilizado em espaços interiores e exteriores a edifícios.

Os subsistemas que constituem este veículo são:

- Estrutura mecânica.
- Motores e respectivos controladores de velocidade.
- Propulsores.
- Unidades de processamento e controlo (UPC).
- Unidades de Comunicação. (*Estação Base <---> Veículo*)
- Sensores.
- Fonte de Energia.

4.1.1 - Estrutura mecânica

A estrutura mecânica é um subsistema importante, pois suporta os restantes subsistemas e desempenha um papel significativo na performance e estabilidade do veículo. Este veículo em comparação com outras aeronaves possui uma estrutura mecânica de simples desenvolvimento, pois baseia-se numa estrutura cruzada onde no centro estão situados os equipamentos de medição, processamento e controlo, comunicação, energia e nas extremidades situam-se os motores e propulsores. Os requisitos fundamentais na construção da estrutura mecânica são:

- Estrutura rígida e simétrica.
- Centro de massa localizado no centro da estrutura cruzada.
- Os materiais que constituem esta estrutura devem ser leves e resistentes.
- As vibrações produzidas pela rotação dos motores e que se propagam até ao centro de massa devem ser atenuadas, de modo a que os equipamentos de medição não sejam influenciados, pois estes são sensíveis a este tipo de vibrações.

Os materiais utilizados na construção da estrutura mecânica foram alumínio e o acrílico. Contudo os materiais geralmente utilizados na construção deste tipo de veículo são, alumínio, compósitos de fibra de carbono reforçado, compósitos de fibras de vidro reforçado e fibras de nylon. A estrutura desenvolvida é composta por três componentes:

Base central: Componente em acrílico com as dimensões 100mmx100mmx12mm situado no centro da estrutura, onde vão acoplar os quatro braços e todo o equipamento de medição, processamento e controlo, comunicação e energia. (*Figura 4.2 e 4.3*)

Braço: Componente em alumínio com as dimensões 8mmx8mmx210mm. Estes componentes vão possuir nas suas extremidades as bases dos motores.

Base do motor: Componente em acrílico com as dimensões de 40mmx70mmx12mm. Este componente serve de base de ligação entre os braços e os motores garantindo robustez nessa ligação. (*Figura 4.1*)



Figura 4.1 - Vista lateral da base do motor, com o motor e propulsor montado

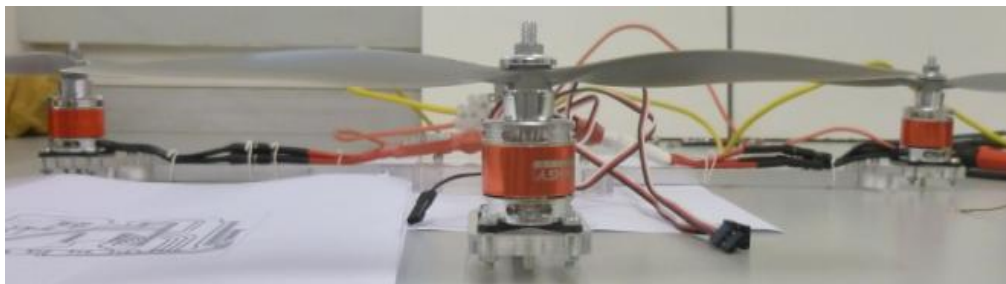


Figura 4.2 - Vista lateral da estrutura mecânica final com os motores, propulsores e controladores de velocidade montados

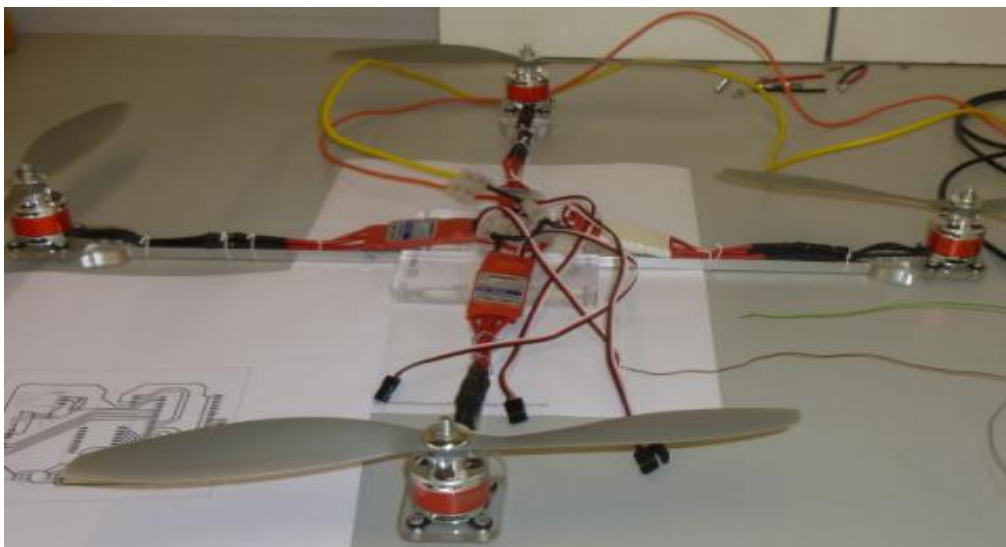


Figura 4.3 - Vista de topo da estrutura mecânica com os motores, propulsores e controladores de velocidade montados

4.1.2 - Motores *Brushless DC* [23]

Os motores *BLDC* ganharam uma elevada popularidade em diversas áreas nos últimos tempos, pois oferecem um ciclo de vida longo com baixa necessidade de manutenção em comparação com os convencionais motores *DC*. Estes motores em comparação com os motores *DC* apresentam uma melhor resposta de velocidade versus binário, menor ruído em funcionamento, maiores escalas de velocidade e menores perdas. Outra característica relevante deve-se à relação entre o tamanho do motor e o binário produzido, pois permitem binários mais elevados com tamanhos mais reduzidos, o que é crítico em projectos que possuem como requisitos o espaço.

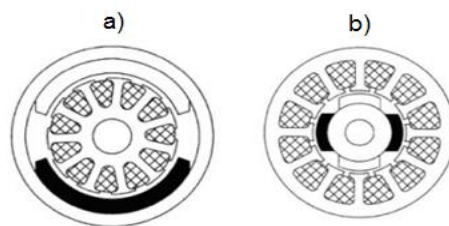


Figura 4.4 - a) Motor BLDC com rotor exterior (usado nesta dissertação). b) Motor BLDC com rotor interior²⁰

Estes motores possuem um estator trifásico bobinado, um rotor constituído por ímãs permanentes (Figura 4.4) e não utilizam contactos mecânicos na comutação, pois são comutados electronicamente por um inversor.

De acordo com os requisitos de minimização do peso final e do espaço ocupado os motores BLDC são uma excelente opção devido ao elevado binário produzido sem a utilização de caixas de redução e devido à relação entre o binário produzido e o tamanho do motor. Outro requisito importante é a maior eficiência em funcionamento, pois apresentam menores perdas diminuindo assim os consumos de energia.

O motor BLDC (Figura 4.5) utilizado nesta dissertação tem uma concepção com rotor exterior e os parâmetros da Tabela 4.1.



Figura 4.5 - Turnigy 2209 28turn (28 pólos) 1050kv 15A Outrunner (rotor externo)²¹

Tabela 4.1 - Parâmetros do motor Turnigy 2209 1050kv 15A Outrunner

Parâmetros do motor Brushless DC	
K_v (rpm/V)	1050
Corrente de funcionamento (A)	0 a 12
Tensão máxima (V)	12
Corrente máxima de pico (A)	15
Dimensões (mm)	27.6 x 28
Peso (g)	46

4.1.3 - Controlador de velocidade (ESC) do motor Brushless DC[23]

O controlador de velocidade do motor consiste num inversor trifásico e num microcontrolador que faz a leitura da posição do rotor e executa a comutação electrónica dos interruptores. A partir da posição do rotor e do sinal de controlo de velocidade o

²⁰ http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/engineering/brushless_dc_motors_engineering.html

²¹ http://www.hobbyking.com/hobbyking/store/uh_viewItem.asp?idProduct=5687

microcontrolador processa um determinado algoritmo a fim de determinar quais os pares de interruptores do inversor a comutar.

A posição do rotor neste tipo de motores é geralmente determinada a partir de sensores de efeito *Hall* ou sensores fotoeléctricos, contudo este tipo de sensores contribui para o aumento do custo, do tamanho e diminuição do tempo de vida útil do motor. Devido às limitações de orçamento e de espaço as técnicas sem sensores são as mais utilizadas comercialmente neste tipo de controladores.

Neste tipo de motores apenas duas fases estão em condução em cada instante deixando a outra fase fora de condução, logo uma das técnicas sem sensores mais utilizadas na indústria consiste na medição da força contra electromotriz (e_a, e_b, e_c) através de divisores resistivos a fim de determinar qual a posição do rotor e o tipo de comutações a realizar possibilitando o funcionamento eficiente do motor. (Figura 4.6)

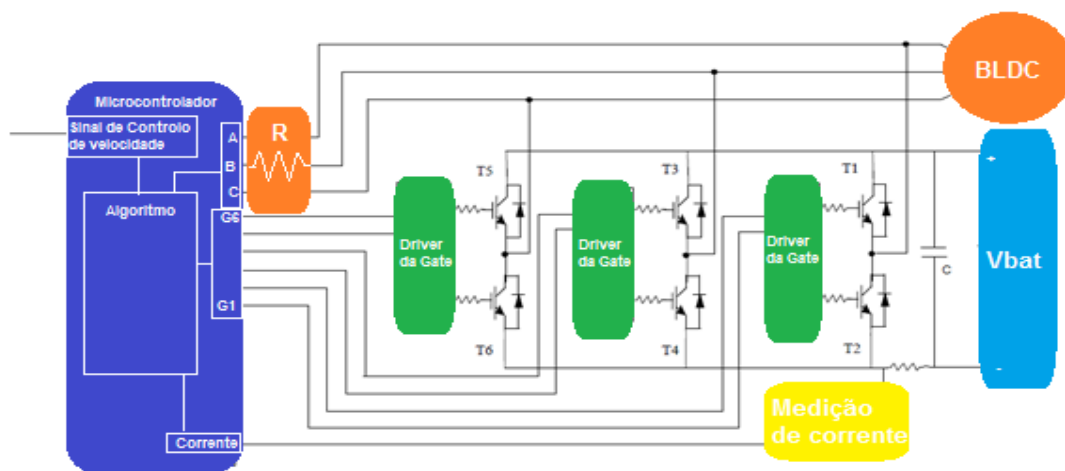


Figura 4.6 - Controlador de velocidade usando uma técnica sem sensores

O controlador de velocidade (Figura 4.7) utilizado nesta dissertação utiliza uma técnica sem sensores, possuindo uma entrada que permite controlar a velocidade. Este sinal de controlo tem uma variação na largura do pulso, podendo esta largura variar numa gama entre $1ms$ e $2ms$, sendo $1ms$ a largura de pulso correspondente à velocidade mínima e $2ms$ a largura de pulso correspondente à velocidade máxima. A frequência deste sinal pode variar entre $20ms$ ($50Hz$) e $2.5ms$ ($400Hz$) e a taxa de actualização do controlador neste caso por defeito é de $50Hz$.²²



Figura 4.7 - Controlador de velocidade Turnigy 25A²³

²² <http://wiki.openpilot.org/display/Doc/OS%27+Quad>

²³ http://www.hobbyking.com/hobbyking/store/uh_viewItem.asp?idProduct=2163

A Tabela 4.2 apresenta os parâmetros do controlador de velocidade.

Tabela 4.2 - Parâmetros do controlador de velocidade Turnigy 25A

Parâmetros do controlador de velocidade (ESC)	
Corrente de funcionamento em modo contínuo	25A
Corrente máxima de pico (A)	35
Tensão de alimentação (V)	7.4 a 14.8
Dimensões (mm)	24x45x11
Peso (g)	22

O sinal enviado para o controlador é do tipo PWM, logo a frequência máxima do sinal é 500Hz. Este tipo de sinal é mais susceptível aos ruídos electromagnéticos influenciando o valor da largura de pulso. Outro tipo de controladores de velocidade utilizando uma comunicação I2C, revelam maior imunidade aos ruídos e taxas de actualização na ordem dos kHz melhorando assim a estabilidade do controlo do veículo em malha fechada.

4.1.4 - Fontes de energia

A selecção da fonte de energia baseia-se na escolha de uma tecnologia que reúna as características adequadas às necessidades, tais como:

- Elevada densidade energética que garanta maior autonomia e redução do volume.
- Elevada densidade de potência para responder às acelerações dos motores.
- Massas reduzidas.
- Capacidade de suportar regimes dinâmicos agressivos.
- Necessidade de manutenção reduzida.
- Custo reduzido.

Existem diversas tecnologias de baterias no mercado desde baterias de Chumbo (Pb), Níquel - Cádmio (NiCd), Níquel Metal Hidreto (NiMH), Iões de Lítio (Li-ion) e Polímero de Lítio (LiPo).

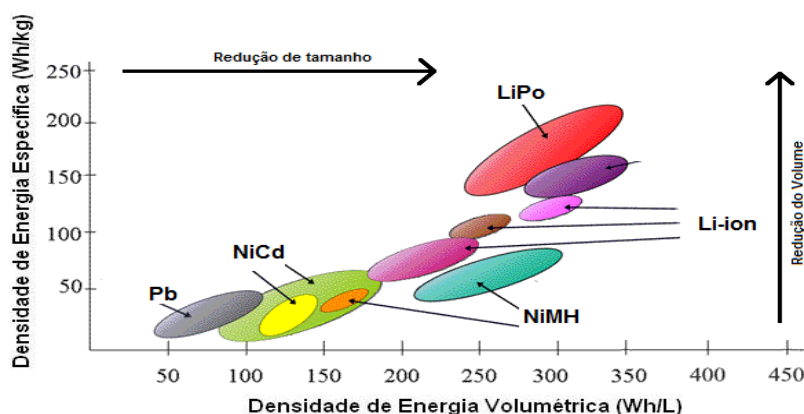


Figura 4.8 - Relação do peso e tamanho com a densidade de energia das baterias²⁴ [34]

²⁴ <http://www.mpoweruk.com/chemistries.htm>

De acordo com a *Figura 4.8* a tecnologia existente que melhor satisfaz os requisitos é a tecnologia de Polímero de Lítio (LiPo).

A bateria utilizada nesta dissertação (*Figura 4.9*) possui tecnologia de Polímero de Lítio, pois enquadra-se melhor nas necessidades do sistema. Esta bateria é constituída por três células (*baterias*) ligadas em série, possuindo uma tensão nominal de 3.7V e uma capacidade de 5Ah por célula. A tensão máxima que cada célula deve atingir em carga é de 4.2V e o valor mínimo de tensão deve ser na ordem dos 3V ou 2.7V, pois uma descarga abaixo destes níveis aumenta o risco de destruição da bateria.

A configuração em série destas três células permite à bateria uma tensão nominal combinada de 11.1V e uma capacidade de 5Ah. A tensão máxima que a bateria pode atingir em modo de carga é de 12.6V e o valor mínimo em descarga é de 9V ou 8.1V. As dimensões da bateria são 145x49x26 possuindo uma massa total de 412g.

Esta bateria tem uma capacidade normal de descarga de 20C o que corresponde a vinte vezes a sua capacidade nominal, ou seja, esta bateria fornece 100A em funcionamento normal podendo ter picos de 150A (30C) durante um período de tempo inferior a 10s.

Os motores utilizados possuem um valor máximo de 12A, logo a combinação dos quatro motores resulta num valor máximo de corrente de 48A. Desta forma a bateria utilizada consegue fornecer a corrente necessária para o funcionamento dos motores em regime normal.



Figura 4.9 - Bateria de Polímero de Lítio 5Ah, 11.1V, 20C²⁵

Considerando um peso de 1Kg e de acordo com as *Tabela 3.3* a força necessária por motor deveria ser de aproximadamente 2.5N correspondendo a uma corrente consumida de 3.67A no caso do propulsor escolhido APC 1047. Considerando os quatro motores a corrente total consumida seria de 14.68A, logo a bateria escolhida teria uma autonomia de aproximadamente 20min.

4.1.5 - Propulsores

Os propulsores são componentes importantes no desenvolvimento de veículos aéreos de asa rotativa, pois a rotação aplicada aos propulsores é responsável pela criação das forças de sustentação.

A força de impulso e o momento aumentam com o aumento do diâmetro do propulsor. Um aumento do tamanho do propulsor conduz a um aumento da força de impulso a baixas rotações. Em consequência este aumento do diâmetro do propulsor conduz a um aumento do

²⁵ http://www.hobbyking.com/hobbyking/store/uh_viewItem.asp?idProduct=9184

binário produzido, logo um aumento do consumo da potência sobretudo nas transições. Desta forma a escolha do propulsor deve ser feita de acordo com as características do motor, de modo a tornar o sistema o mais eficiente possível.

Nesta dissertação realizaram-se testes a propulsores de dois tipos, *APC 10X4.7SF* e *GWS 8040* (Figura 4.10).

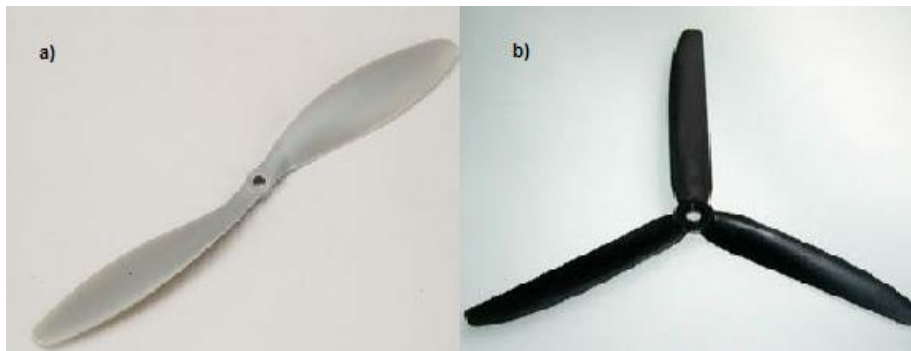


Figura 4.10 - a) Propulsor *APC 10X4.7SF* b) Propulsor *GWS 8040*

4.1.6 - Unidades de processamento e controlo (*UPC*)

As unidades de processamento e controlo são responsáveis pela aquisição e processamento dos sinais provenientes dos sensores e unidades de comunicação, execução de algoritmos de controlo e actuação nos actuadores garantindo o controlo do sistema.

Utilizaram-se duas unidades de processamento e controlo, um Mestre e um Escravo. O Mestre está totalmente dedicado aos algoritmos de controlo de posição e estabilidade adquirindo os sinais dos sensores de estabilidade (*acelerómetros, giroscópios e compasso*) e comunicando com o escravo. O Escravo é responsável pela aquisição e processamento dos sinais dos sensores de posição, comunicações e todos os outros sensores que mais tarde sejam introduzidos no sistema de modo a serem disponibilizados para o Mestre assim que este efectue o pedido. A troca de informação entre ambas as unidades é realizada utilizando um protocolo de comunicação *SPI*.

Utilizaram-se duas unidades de processamento e controlo, pois as comunicações e alguns sensores de posição podem ter tempos de aquisição superiores ao tempo necessário para efectuar os ciclos de controlo. Neste caso uma frequência de controlo de *100Hz* disponibiliza apenas *10ms* entre cada ciclo para o processamento dos sinais, comunicações, algoritmos de controlo e actuação no sistema. Com um aumento dos sensores e outras funcionalidades os *10ms* seriam um tempo reduzido para efectuar toda a aquisição e processamento. Deste modo a utilização de uma unidade dedicada ao controlo garante os *10ms* em cada ciclo de controlo podendo a frequência de controlo ser superior em trabalhos futuros.

4.1.6.1 - Microcontrolador MBED²⁶

²⁶ <http://mbed.org>

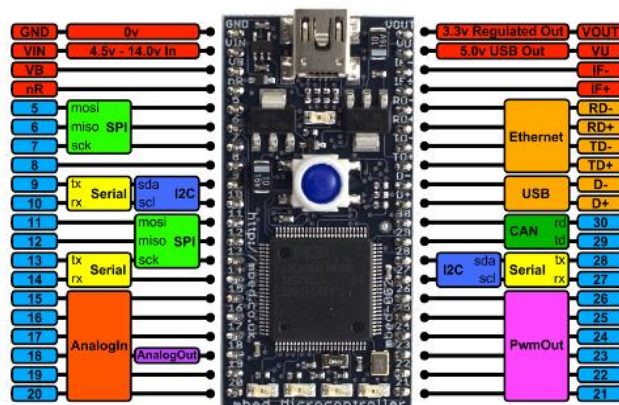


Figura 4.11 - Microcontrolador MBED com NXPLPC1768

Esta plataforma é baseada microcontrolador *NXP LPC1768* com um processador *ARM Cortex-M3 de 32 Bit*. O *NXP LPC1768* funciona com uma frequência de 96MHz, tem 512Kb de memória *Flash*, 64 Kb de *RAM* e diversas interfaces tais como, *Ethernet*, *USB*, *CAN*, *SPI*, *I2C* e *RS232*. Este microcontrolador possui seis saídas de *PWM* e seis entradas analógicas podendo uma delas ser uma saída analógica. Possui uma interface de programação *USB* e uma linguagem de programação *C*. (Figura 4.11)

4.1.6.2 - Arduino Mega 1280²⁷

Esta plataforma é baseada no microcontrolador *ATMEGA 1280*. Possui 54 pinos digitais podendo 14 serem saídas *PWM*, 16 entradas analógicas, 4 interfaces *RS232*, interface *SPI*, interface *I2C* e uma frequência de processamento de 16MHz. Este microcontrolador possui 128Kb de memória *Flash* e uma memória *RAM* de 8Kb. Possui uma interface de programação *USB* e uma linguagem de programação *C*. (Figura 4.12)



Figura 4.12 - Arduino Mega 1280

4.1.7 - Unidade de comunicação sem fios

A comunicação entre o veículo e a base é realizada através de uma comunicação sem fios assegurada por dois módulos *Xbee Pro* (Figura 4.13). Estes módulos utilizam o protocolo de comunicação *ZigBee* para comunicarem entre si.

Estes módulos são compactos e estão otimizados para aplicações de baixo custo e baixa taxa de transferência. Apresentam alta fiabilidade na transmissão de dados sendo facilmente integrados em sistemas embebidos deste tipo.

²⁷ <http://arduino.cc>

A transmissão de dados entre o microcontrolador e estes módulos é realizada através de uma comunicação série podendo a velocidade de transmissão variar entre *9.6Kbps* e *115.2Kbps*. Podem atingir distâncias de comunicação em ambientes exteriores até *1.6Km* e em ambientes interiores até *100m* possuindo uma taxa de transmissão RF de *250Kbps*.



Figura 4.13 - Módulo XBee Pro

Estes módulos possuem um software de configuração *X-CTU*²⁸, onde é possível realizar todas as configurações necessárias.

4.1.8 - Sensores

Os sensores assumem um papel fundamental neste veículo pois toda a eficiência do controlo depende da precisão das medidas efectuadas. Do estudo realizado surgiram diversos tipos de sensores, contudo como o tempo era limitado optou-se por não utilizar todos os sensores necessários a uma navegação autónoma.

Nesta dissertação utilizou-se um acelerómetro de três eixos com saídas analógicas, um giroscópio de dois eixos e um giroscópio de um eixo com saídas analógicas, um compasso digital de dois eixos com uma comunicação I2C e um sensor de distância para a medição da altitude a pequenas distâncias (<6m) com uma saída série e analógica. Estes sensores estão detalhadamente descritos no *Capítulo 5*.

Apenas utilizando os sensores referidos no parágrafo anterior não é possível tornar o voo totalmente autónomo pois torna-se difícil determinar a posição do veículo no plano *X* e *Y* apenas com acelerómetros e para altitudes superiores a 6m o sensor de distância não efectua qualquer tipo de medição. Outros sensores deverão ser utilizados de modo a tornar o voo totalmente autónomo tais como o *GPS*, sensor de pressão barométrica e um de temperatura para determinação de altitudes superiores a 6m no caso de ambientes exteriores.

4.2 - Protocolos de Comunicação

4.2.1 - Comunicação série assíncrona

Este tipo de transferência de dados é utilizado na troca de dados entre o módulo de comunicação sem fios *XBee Pro* e o microcontrolador ou o *PC*. Esta comunicação utiliza dois pinos *Tx* (*pino de transmissão*) e *Rx* (*pino de recepção*) devendo os dois periféricos estar ligados à mesma referência *GND*. A troca de dados existe nos dois sentidos podendo ser feita a velocidades desde *100bps* até *115.2Kbps* sendo enviada uma frame (*Figura 4.15*) de cada vez.

²⁸ <http://www.digi.com/support/kbase/kbasesresultdetl.jsp?kb=125>

Em cada frame existe um byte de informação, 1 bit de início (*start bit*), 1 bit de paridade opcional e 1 ou 2 bits de paragem (*stop bit*).

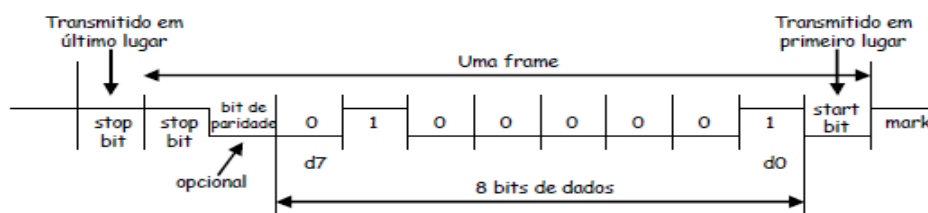


Figura 4.14 - Frame da comunicação série assíncrona

4.2.2 - Comunicação SPI

A comunicação *SPI* caracteriza-se por ser síncrona e *full-duplex*. Os dispositivos que comunicam por *SPI* utilizam um protocolo Mestre/Escravo, em que o mestre dá início à comunicação activando a linha de transmissão através do pino *CS* (*Chip Select*) do escravo desejado e determina a frequência de transmissão/recepção através do pino *SCLK*.

A informação flui nos dois sentidos, utilizando o pino *MOSI* para enviar dados do mestre para o escravo e o pino *MISO* para receber os dados do escravo. Os sinais utilizados nesta comunicação são:

- **SCLK** - Sinal que estabelece o sincronismo entre o mestre e o escravo na troca de informação.
- **MOSI** - Sinal de transmissão de dados do mestre para o escravo. Transmissão efectuada bit a bit em sincronismo com os flancos do sinal de relógio.
- **MISO** - Sinal de transmissão de dados do escravo para o mestre. Transmissão efectuada bit a bit em sincronismo com os flancos do sinal de relógio.
- **CS ou SS** - Sinal de selecção do escravo. Tipicamente cada sinal de CS está conectado a um escravo.

A troca de informação entre *UPCs* realiza-se através de uma comunicação *SPI*. Visto não existir mais nenhum escravo na linha podemos classificar como sendo uma comunicação *SPI* simples Mestre/Escravo (Figura 4.16), contudo no futuro é possível introduzir outros escravos na linha realizando assim uma comunicação *SPI* múltipla ponto a ponto ou múltipla cooperativa.

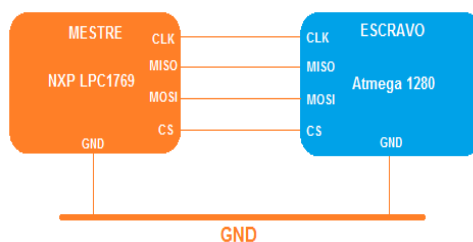


Figura 4.15 - Comunicação *SPI* simples entre *NXP LPC1768* e *Atmega 1280*

4.2.3 - Comunicação I2C [35]

O protocolo de comunicação *I2C* permite a interligação de vários dispositivos através de apenas duas linhas tendo os dispositivos a mesma referência *GND*. Uma linha possui o sinal que define a frequência de transmissão/recepção dos dados (*SCL*) sincronizando os dispositivos e na outra linha flui os dados entre dispositivos (*SDA*). Existem quatro velocidades

de comunicação, 100KHz, 400KHz, 1MHz e 3.4MHz sendo as velocidades utilizadas mais comuns 100KHz e 400KHz.

O barramento I2C permite a ligação de múltiplos dispositivos podendo existir múltiplos mestres e múltiplos escravos. Cada dispositivo ligado ao barramento possui um endereço, podendo existir no barramento um limite imposto por um endereçamento de sete ou dez bits ou pela capacidade das linhas.

A troca de dados no barramento inicia-se com a transição do nível alto para o nível baixo da linha *SDA* enquanto *SCL* encontra-se em nível alto. Por sua vez a condição de término da troca de dados é realizada através da transição do nível baixo para o nível alto da linha *SDA* enquanto *SCL* encontra-se em nível alto. Apenas o mestre pode gerar o início e o término da troca de dados no barramento.

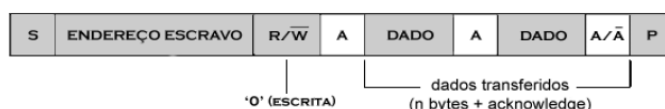


Figura 4.16 - Sequência da troca de informação entre o mestre e o escravo na comunicação I2C, escrita

A troca de informação inicia-se com a condição de início, iniciada pelo mestre (S), seguida pelo endereço do dispositivo de destino, seguida pela função de escrita ou leitura. No caso de escrita o escravo responde gerando um sinal de *ACK* informando o mestre que está pronto a receber. De seguida o mestre envia os dados sendo cada byte enviado seguido de uma resposta do escravo (*ACK*). A troca de informação é terminada pelo mestre com a condição de término (P). (Figura 4.17)

No caso de leitura a sequência da troca de informação é a mesma mas agora quem envia os dados é o escravo e o mestre responde com um sinal de *ACK* a cada byte recebido. (Figura 4.18)



Figura 4.17 - Sequência da troca de informação entre o mestre e o escravo na comunicação I2C, leitura

Nos dispositivos que implementam este tipo de comunicação é necessário colocar uma resistência de *pull-up* entre a alimentação do dispositivo e o barramento I2C. Esta resistência geralmente possui um valor de 10KΩ.

A comunicação I2C foi utilizada para adquirir a informação do compasso digital de dois eixos acerca do ângulo do veículo em relação ao Norte terrestre. (Figura 4.19)

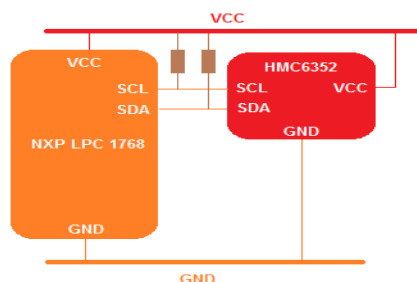


Figura 4.18 - Comunicação entre o NXP LPC1768 e o Compasso digital HMC6352

4.2.4 - ZigBee

O *ZigBee* é um conjunto de protocolos de comunicação concebidos para rádios digitais de tamanho reduzido e baixa potência. Utiliza um padrão de comunicações para rádio frequência *IEEE 802.15.4* operando em bandas de frequência de 2.4 a 2.484GHz, 902 a 928MHz e 868 a 868.6 MHz.

O *ZigBee* suporta múltiplas topologias de rede podendo existir até 65000 unidades na mesma rede, oferece uma modulação *DSSS*, utiliza uma criptografia *AES* de 128bit e utiliza o protocolo de acesso *CSMA/CA* que permite reduzir o número de colisões entre pacotes.

Este tipo de tecnologia apresenta diversas vantagens tais como:

- Baixo custo.
- Simples implementação da comunicação sem fios.
- Consumos reduzidos.
- Fiabilidade e segurança na troca de informações.

A comunicação utilizada é do tipo ponto a ponto onde apenas existem dois módulos, onde estão configurados para enviar e receber informações entre a estação base e o veículo. (Figura 4.23 e 4.24)

4.2.5 - Protocolo de comunicação entre as UPC

Estas unidades partilham dados entre si a partir de uma comunicação *SPI* simples (*Mestre* -> *Escravo*), contudo é necessário saber o tipo de dados dos pacotes que são trocados. Os comandos enviados do Mestre para o Escravo são:

- Envio do valor 0 (*Byte 0x00h*) -> Este comando tem como objectivo pedir a posição linear do veículo. A trama recebida pelo Mestre possui seis bytes relativo às posições do veículo e um byte (*LRC*) destinado ao controlo dos erros.

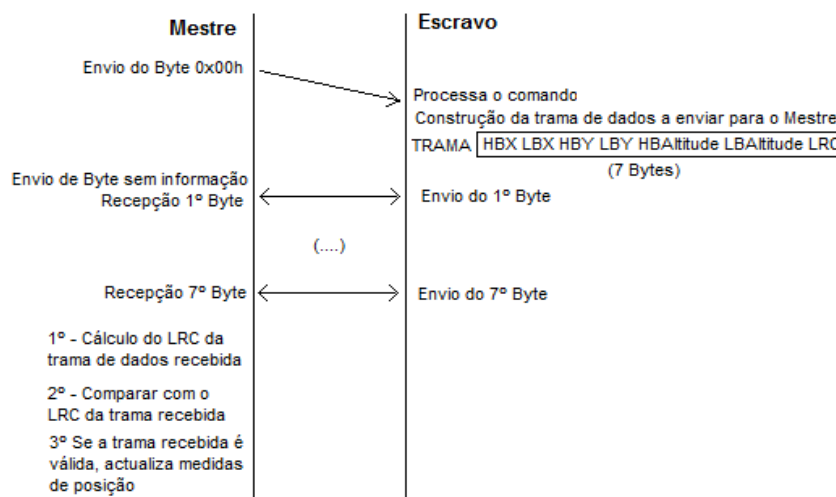


Figura 4.19 - Sequência da troca de informação desencadeada pelo comando *0x00h* e formato da trama de dados

- Envio do valor 255 (*Byte 0xFFh*) -> Este comando tem como objectivo receber e enviar dados de funcionamento da e para estação base. Este envio não é directo, pois os dados são enviados para o escravo que por sua vez está responsável por executar a comunicação sem fios. O Mestre ao enviar os dados para o escravo recebe também dados provenientes deste. (*SPI* -> *full duplex*)

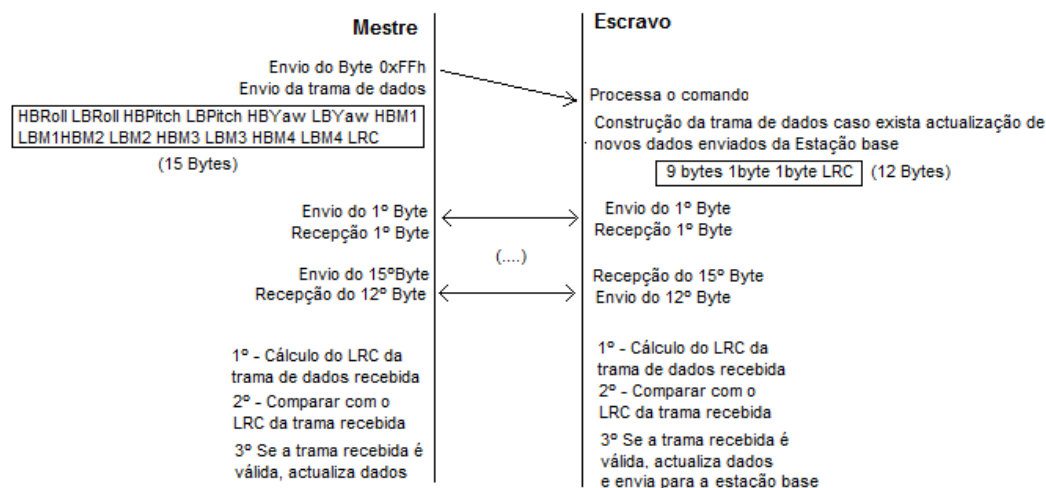


Figura 4.20 - Sequência da troca de informação desencadeada pelo comando 0xFFh e formato da trama de dados

As tramas de dados enviados do mestre para o escravo têm sempre o mesmo formato e o mesmo tipo de dados (Φ , θ , ψ , *Motor 1*, *Motor 2*, *Motor 3*, *Motor 4* e *LRC*) totalizando no total 15 bytes.

As tramas de dados enviadas do escravo para o mestre possuem sempre o mesmo formato (12 bytes), mas o conteúdo das tramas poderá ser diferentes. Estas tramas possuem os nove primeiros bytes destinados às referências desejadas dos ângulos e das posições ou aos novos parâmetros de ajuste dos controladores. O 10º byte define o tipo de dados que existe na trama:

- 0 (0x00h) - Não existe conteúdo na trama.
- 1 (0x01h) - Novas referências para ângulos e posições.
- 2 (0x02h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador da posição *X*.
- 3 (0x03h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador da posição *Y*.
- 4 (0x04h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador da posição *Altitude*.
- 5 (0x05h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador do ângulo Φ .
- 6 (0x06h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador do ângulo θ .
- 7 (0x07h) - Novos parâmetros para o ajuste do controlador do ângulo ψ .
- 8 (0x08h) - Ligar ou desligar motores e os controladores

O 11º byte só é válido se o 10º byte conter um valor igual a 0x08h. Este byte define se os motores e os controladores estão ligados ou desligados.

O 12º byte possui o valor do *LRC* da trama servindo para o controlo de erros na troca de informação entre as unidades de processamento.

4.2.5.1 - Mecanismo de detecção de erros *LRC* [27]

Este mecanismo permite a detecção de erros que possam surgir durante a troca de informação entre as *UPCs* aumentando assim a eficácia das comunicações e do respectivo sistema. O mecanismo realiza uma operação de soma de todos os bytes da trama, sendo depois aplicado ao resultado desta soma a operação de complemento para 2. O resultado final do *LRC* está contido num byte e deve seguir no fim de cada trama de dados.

Exemplo de cálculo do *LRC* de uma trama de dados enviada do mestre para o escravo

Trama: 00 0A 00 00 00 00 05 14 00 00 05 14 00 00 C4

$$\text{SOMA} = 0A + 05 + 14 + 05 + 14 = 3C$$

$$\text{LRC} = (\text{FF} - 3C) + 1 = C3 + 1 = C4$$

4.2.6 - Formato das tramas de dados entre o veículo e a estação base

O primeiro “\$” e último byte “:” representam o início e o fim de uma trama de dados.

4.2.6.1 - Telemetria do veículo

\$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	1	1	1	1	1	1	1	1	2	2	2	2	2	:
										0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4

Esta trama é constituída por 26 bytes e tem toda a informação acerca do funcionamento do veículo. Esta trama é enviada do veículo para a estação base a uma frequência de 10Hz, sendo processada na aplicação desenvolvida.

Bytes [1 a 6]: Estes 6 bytes contêm a informação acerca da estabilidade do veículo. A informação está ordenada de dois em dois bytes sendo o primeiro byte o mais significativo e o segundo o menos significativo.

[1 e 2]-> Φ , [3 e 4]-> θ , [5 e 6]-> ψ

Bytes [7 a 14]: Estes 8 bytes contêm a informação acerca do sinal aplicado aos motores do veículo. A informação está ordenada de dois em dois bytes sendo o primeiro byte o mais significativo e o segundo o menos significativo.

[7 e 8]->Motor 1, [9 e 10]-> Motor 2, [11 e 12]-> Motor 3, [13 e 14]-> Motor 4

Bytes [15 a 20]: Estes 6 bytes contêm a informação acerca da posição do veículo. A informação está ordenada de dois em dois bytes sendo o primeiro byte o mais significativo e o segundo o menos significativo.

[15 e 16]->X, [17 e 18]->Y, [19 e 20]->Altitude

Byte 21: Corresponde à temperatura do veículo.

Bytes [22 a 24]: Estes 3 bytes contêm a informação acerca das tensões nas três células da bateria.

[22]->Célula 1, [23]->Célula 2, [24]->Célula 3

4.2.6.2 - Referências desejadas

\$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	:
										0	

Esta trama é constituída por 12 bytes e contem as referências de posição e estabilidade do veículo. Esta trama é enviada da estação base para o veículo sendo processada por este.

Byte 1: Define qual a função desta trama. O valor 0x31h ou carácter “1”: corresponde a uma trama com as referências de atitude e posição desejadas.

Bytes [2 a 4]: Estes 3 bytes contêm a informação acerca da estabilidade desejada.

[2]-> Φ , [3]-> θ , [4]-> ψ

Bytes [5 a 10]: Estes 6 bytes contêm a informação acerca da posição desejada do veículo. A informação está ordenada de dois em dois bytes sendo o primeiro byte o mais significativo e o segundo o menos significativo.

[5 e 6]-> X , [7 e 8]-> Y , [9 e 10]->*Altitude*

4.2.6.3 - Ajuste dos parâmetros dos controladores

\$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:
----	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Esta trama é constituída por 11 bytes e contem os novos parâmetros do controlador a ajustar definido na trama. Esta trama é enviada da estação base para o veículo sendo depois processada por este.

Byte 1: Define qual a função desta trama. Os caracteres “2” até ao “7”: correspondem a tramas com os parâmetros dos controladores. O carácter “2” aos parâmetros do controlador da posição X , “3” do controlador da posição Y , “4” do controlador da *Altitude*, “5” do controlador do ângulo Φ , “6” controlador do ângulo θ , “7” controlador do ângulo ψ .

Bytes [2 a 9]: Estes 8 bytes contêm a informação acerca dos novos parâmetros do controlador especificado pelo byte 1. A informação está ordenada de dois em dois bytes sendo o primeiro byte o mais significativo e o segundo o menos significativo.

[2 e 3]-> KP , [4 e 5]-> KD , [6 e 7]-> KI , [8 e 9]-> KU

4.2.6.4 - Ligar/desligar motores e controladores

\$	1	2	:
----	---	---	---

Esta trama é constituída por 4 bytes e tem como objectivo ligar/desligar os motores e controladores do veículo. Esta trama é enviada da estação base para o veículo, sendo depois processada por este.

Byte 1: Define qual o tipo de função desta trama. O carácter “8” corresponde a uma trama com a indicação para ligar ou desligar os motores e controladores.

Byte 2: Carácter “0”= Desligar. Carácter “1”= Ligar.

4.3 - Sistema Desenvolvido

O sistema desenvolvido é composto por dois subsistemas distintos, que comunicam entre si utilizando um protocolo de comunicação sem fios. Os subsistemas desenvolvidos são:

- Veículo (*Quadrotor*).
- Estação Base.

4.3.1 - Veículo (*Quadrotor*)

O veículo desenvolvido é constituído por quatro motores *BLDC*, quatro propulsores *APC 10X4.7* acoplados aos motores, quatro controladores de velocidade, nove sensores, duas unidades de processamento e controlo, um módulo de comunicação sem fios e uma bateria. (Figura 4.22)

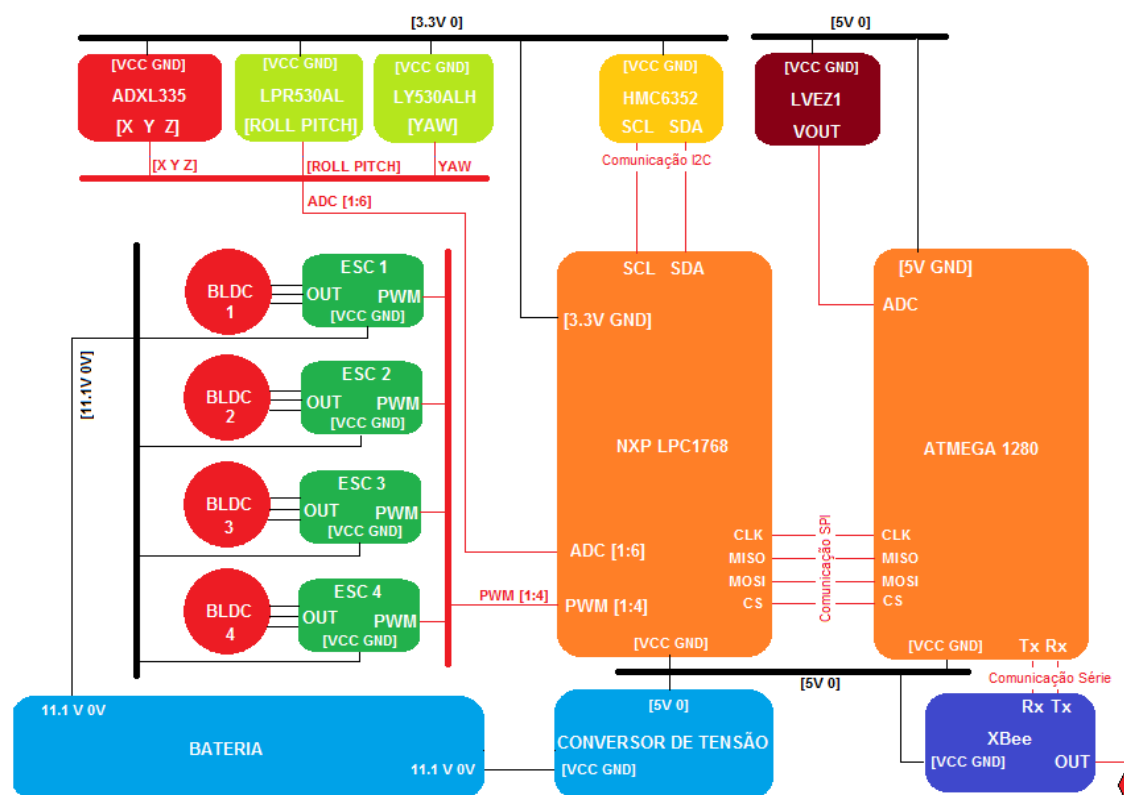


Figura 4.21 - Arquitectura do Veículo desenvolvido

Cada unidade de processamento possui um algoritmo diferente (Tabela 4.3 e 4.4), pois as funcionalidades e tarefas são distintas. As Tabelas 4.3 e 4.4 apresentam os algoritmos implementados.

Tabela 4.3 - Algoritmo do Microcontrolador *NXP LPC1768*

Início:

- Configuração da comunicação *SPI*
- Configuração da comunicação *I2C*
- Configuração da frequência *PWM [1:4]*
- Rotina de iniciação dos motores
- Rotina de calibração dos sensores (*acelerómetros e giroscópios e compasso digital*)
- Iniciar *Timer 0*

Enquanto (1) {

Se (Timer 0 >= 10ms) Então {

- Iniciar *Timer 0*
- Ler posições *X, Y* e *Altitude*. (*Faz pedido ao Atmega 1280*)
- Ler acelerómetros, giroscópios e converter para *g* e *m/s* respectivamente.
- Ler magnetómetros (*interrupção a cada 100ms, o valor dos magnetómetros não são actualizados em todos os ciclos de controlo pois estes sensores comportam-se melhor a longo termo*).

- Filtros complementares de 1ª ordem para fundir os sensores de modo a calcular os ângulos *Roll*, *Pitch* e *Yaw*.

Se (Sinal de Comando ON/OFF = Verdadeiro) Então {

- Chamar controladores de posição *X Y* e *Z*
- Chamar controladores de estabilidade *Roll*, *Pitch* e *Yaw*.
- Actualizar os valores de PWM.}

Senão {

- Actualizar os valores de PWM (*Desligar motores*)}

- Envio de uma trama com os dados *Roll*, *Pitch*, *Yaw* e *PWM [1:4]* para o escravo e processamento da trama recebida do escravo (*Atmega1280*)*}

}

* Durante o envio dos dados para o *Atmega 1280*, sendo a comunicação *SPI full duplex* existe também uma recepção de dados por parte do *NXP LPC1768*. Esta trama de dados recebidos poderá ser válida ou não de acordo com a informação contida nesta. Esta mesma informação informa que tipo de informação possui a trama de dados recebidos a fim do *NXP LPC 1768* actualizar os respectivos parâmetros.

Tabela 4.4 - Algoritmo do Microcontrolador *Atmega 1280*

Início:

- Configuração da comunicação *RS232*
- Configuração da comunicação *SPI*
- Iniciar *Timer 0*

Enquanto (1) {

- Ler sensor de distância e converter para *cm* (*Altitude*)
- Interrupção: Pedido de dados por parte do Mestre (*NXP LPC 1768*)
- Interrupção: Recepção de dados do Mestre
- Interrupção: Recepção de dados da Estação Base

Se (Timer 0 >= 100ms) Então {

- Iniciar *Timer 0*
- Envio dos dados *Roll*, *Pitch*, *Yaw*, *PWM [1:4]*, *X*, *Y*, *Altitude*, temperatura e tensões nas células das baterias para a Estação Base (*ocorre a cada 10Hz*).}

}

A Figura 4.22 mostra imagens do protótipo desenvolvido e dos testes realizados. O protótipo apenas tinha o controlo de estabilidade a funcionar estando o controlo de posição não implementado.





Figura 4.22 - Imagens do protótipo desenvolvido

4.3.2 - Estação Base

A Estação Base tem como objectivo estabelecer a interface entre o utilizador e o veículo. A estação recebe os dados de telemetria durante o voo e converte-os para informações gráficas de simples interpretação pelo utilizador. Além da recepção de dados é possível transmitir dados para o veículo permitindo controlar o seu funcionamento.

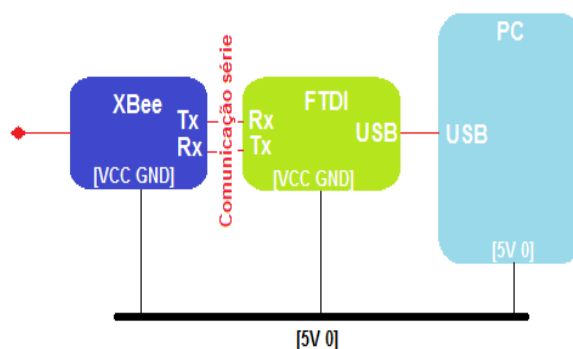


Figura 4.23 - Esquema da Estação Base

A aplicação gráfica ilustrada na Figura 4.24 possui informações que permitem monitorizar o funcionamento do veículo desde a posição (m), a estabilidade ($^{\circ}$), os sinais de controlo dos motores (μs), a tensão em cada célula da bateria (V), a temperatura ambiente ($^{\circ}C$) e foi desenvolvida em linguagem de programação VB.Net.

Esta aplicação além de permitir monitorizar, possui comandos capazes de controlar o veículo permitindo enviar as referências de posição e estabilidade, ajustar as constantes dos diversos controladores e desligar os motores e controladores.

As informações recolhidas são registadas num documento de texto podendo ser utilizada como um histórico de dados para o estudo, interpretação e diagnóstico.

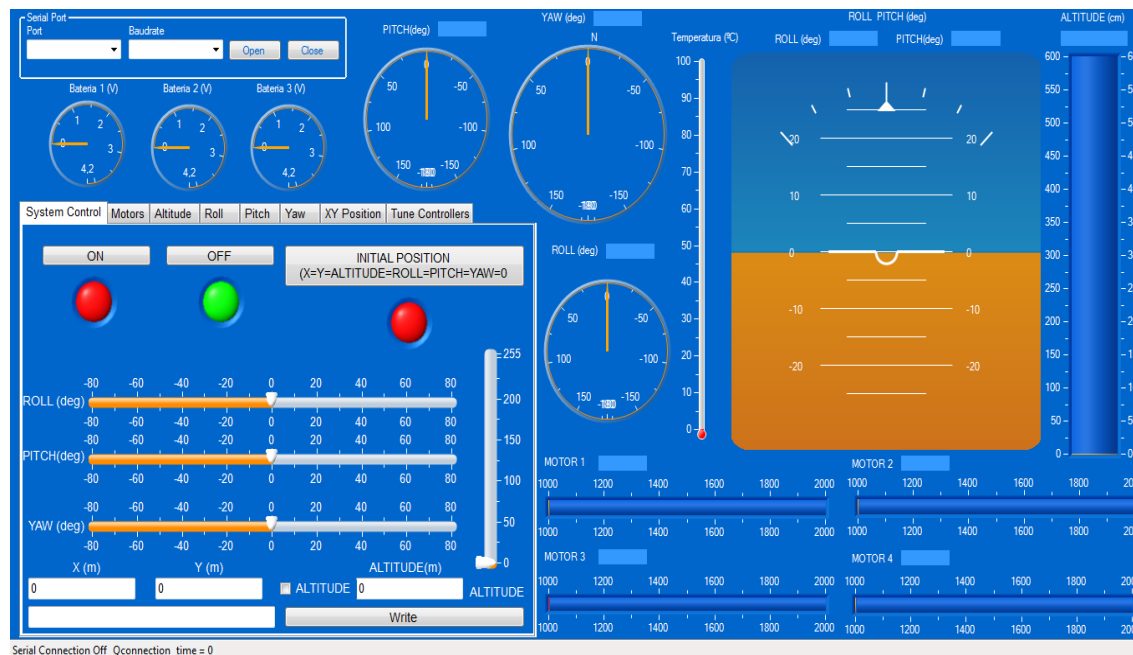


Figura 4.24 - Aplicação gráfica desenvolvida em ambiente *Visual Studio* utilizando a linguagem de programação *VB.Net*²⁹

A Tabela 4.5 apresenta o algoritmo de funcionamento da aplicação gráfica desenvolvida. Este algoritmo ilustra uma sequência de eventos e actualizações que acontecem ao longo do tempo de acordo com a interacção entre o utilizador e a aplicação.

Tabela 4.5 - Principais estados e eventos da aplicação gráfica desenvolvida

Início

- Porta série = *Fechada*
- Configuração da Porta Série = *On*
- Comunicação com o veículo = *Off*
- Actualização dos dados da interface e escrita no ficheiro = *Off*
- Controlo das referências e ajuste de parâmetros dos controladores do veículo = *Off*

Configuração da Porta Série

- Definir porta série. (*Com1.....ComN*)
- Definir velocidade de transmissão. (*9.6kb/s até 115.2kb/s*)

Evento → Abrir porta série

Se (*Porta Série = válida*) e (*Velocidade de transmissão = válida*) e (*Porta Série = Fechada*) Então

- *Porta Série = Aberta*
- *Configuração da Porta Série = Off*
- *Comunicação com o veículo = On*
- *Controlo das referências e ajuste dos parâmetros dos controladores do veículo = On*

Evento → Recepção de dados do veículo

Se (*byte_recebido = '\$'*) e (*a_receber_trama = falso*) Então

- Inicia a recepção de uma nova trama de dados (*a_receber_trama = verdadeiro; i=0*)

Senão

Se (*byte_recebido <> ':'*) e (*a_receber_trama = verdadeiro*) Então

- *trama_recebida [i]=byte_recebido*
- Incrementa o número de bytes recebidos (*i=i+1*)

²⁹ No anexo D encontra-se a descrição da interface em detalhe

Se (*byte_recebido* = ':') Então

- *a_receber_trama* = *falso*
- Actualização dos dados da interface e escrita no ficheiro = *On*

Actualização dos dados da interface e escrita no ficheiro de texto

- Processamento da trama recebida de acordo com o formato definido
- Actualizar interface [*x y z roll pitch yaw*] [*motor_1 motor_2 motor_3 motor_4*] [*temperatura*] [*tensão_1 tensão_2 tensão_3*]
- Abrir, escrever [*x y z roll pitch yaw*] [*motor_1 motor_2 motor_3 motor_4*] [*temperatura*] [*tensão_1 tensão_2 tensão_3*] e fechar ficheiro de texto.

Controlo e ajuste dos parâmetros dos controladores do veículo

- Definir novos valores de referência [*x y z roll pitch yaw*] para o veículo.
- Ligar/desligar motores e controladores.
- Definir os parâmetros para os controladores [*kp, kd, ki ku*]

Evento→ Envio de dados para o veículo

- Construção da trama de dados a enviar de acordo com o formato definido e com o tipo de evento.
- Envio da trama pela porta série.

Evento→ Fechar porta série

Se (*Porta Série* = *Aberta*) Então

- *Porta série* = *Fechada*
- Configuração da *Porta Série* = *On*
- Comunicação com o veículo = *Off*
- Actualização dos dados da interface e escrita no ficheiro = *Off*
- Controlo e ajuste de parâmetros dos controladores do veículo = *Off*

A Figura 4.25 apresenta imagens da estação base, permitindo visualizar o módulo de comunicações ZigBee e a aplicação gráfica que corre no PC permitindo fazer a interface com o utilizador.



Figura 4.25 - Estação Base desenvolvida

4.4 - Conclusão

O protótipo desenvolvido neste capítulo ainda não apresenta todos os equipamentos necessários para o voo autónomo, contudo está equipado com todos os equipamentos necessários a realizar um voo com controlo de estabilidade e de altitude.

Os equipamentos utilizados no desenvolvimento são de baixo custo o que poderá trazer limitações físicas no controlo e eficiência do mesmo. Os controladores de velocidade desenvolvidos limitam a frequência de controlo, pois actualizam a velocidade nos motores a uma frequência de 50Hz o que limita a performance do sistema.

A estrutura mecânica desenvolvida poderá ser otimizada reduzindo o peso através da utilização de materiais compósitos como a fibra de carbono. O veículo final está mais pesado do que pensado, devendo-se à utilização de equipamentos com mais funcionalidades do que as necessárias, logo numa próxima revisão do projecto uma das actualizações a realizar será o desenvolvimento de uma PCB apenas com o equipamento necessário, reduzindo assim o peso, o espaço ocupado e tornando o veículo mais equilibrado. Os algoritmos implementados estão a funcionar correctamente.

A interface desenvolvida é apelativa, devido aos gráficos utilizados, e simples de usar contendo toda a informação relativa à telemetria e controlo do veículo. Esta interface pode ser facilmente modificada contendo novas funcionalidades com extrema facilidade.

A troca de informação entre as *UPCs* revelou maior eficiência após a implementação do mecanismo de detecção de erros *LRC*, pois antes disso a informação transmitida sofria perturbações, devido ao ruído electromagnético, diminuindo a eficiência da troca de dados entre subsistemas.

As comunicações sem fios implementadas revelaram uma boa performance controlando o veículo remotamente e recolhendo informações acerca do seu funcionamento. O formato das tramas de informação foi otimizado, de modo a que as comunicações sejam as mais rápidas possíveis. A optimização deveu-se à utilização de valores hexadecimais e não de caracteres, ou seja, para enviar o valor 10 decimal apenas era enviado um byte contendo 0AH e não os caracteres "1" e "0" que corresponderia a dois bytes, 01 e 00H.

Capítulo 5

Sensores

De modo a tornar o veículo autónomo é necessário obter informações acerca da atitude e da posição no referencial de coordenadas terrestres. A atitude do veículo pode ser obtida utilizando um *IMU* que geralmente é constituído por acelerómetros, giroscópios e magnetómetros e a posição do veículo pode ser determinada utilizando um *GPS* ou outras tecnologias para ambientes em que o *GPS* não é eficiente. No caso de voo a baixas altitudes ($<6m$) a utilização de um sensor de ultra-sons é uma melhor alternativa devido à sua precisão. Estes sensores são muito úteis na aterragem e descolagem do veículo e poderão também ser utilizados na detecção de obstáculos.

Assim, tendo como objectivo a apresentação dos sensores e a estimação de atitude este capítulo está organizado do seguinte modo:

Na secção 5.1 serão apresentados os sensores utilizados na medição da atitude e as suas características. Ainda nesta secção serão realizados testes aos sensores.

Na secção 5.2 será apresentada a técnica de estimação da atitude utilizada, a realização de testes e a comparação com as medidas retiradas directamente dos acelerómetros e dos giroscópios nas mesmas condições.

Na secção 5.3 será apresentado o sensor utilizado para a medição da altura ao solo para alturas inferiores a $6m$.

5.1 - Medição da atitude

A obtenção da atitude requer a medição dos ângulos de rotação Φ , θ e ψ sobre os eixos X , Y e Z . Os sensores utilizados foram, um magnetómetro de dois eixos, um acelerómetro e um giroscópio de três eixos. Os acelerómetros e giroscópios estão combinados numa *PCB* (Figura 5.1) que disponibiliza as seis medidas de forma analógica.

5.1.1 - Acelerómetros

O *ADXL335* é utilizado na recolha de dados relativamente à atitude do veículo a partir das acelerações da gravidade. Este sensor possui três acelerómetros segundo os eixos XYZ dentro

de um único encapsulamento com as dimensões $4 \times 4 \times 1.45 \text{ mm}$, consome uma corrente de $350 \mu\text{A}$ e a sua tensão de alimentação encontra-se entre 1.8 V e 3.6 V .

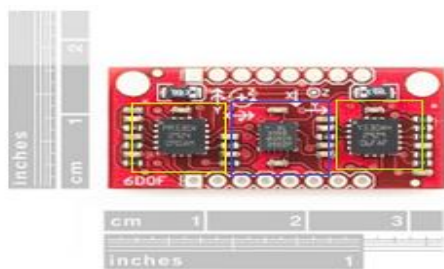


Figura 5.1 - PCB com os acelerómetros (azul) e giroscópios (amarelo)

A escala de medição encontra-se entre $\pm 3g$ e possui uma sensibilidade de 300 mV/g , os valores de tensão aos $0g$ são 1.5 V estimados para os eixos XYZ , tem uma variação com a temperatura de $\pm 1 \text{ mg/}^\circ\text{C}$ e a sua não linearidade é de cerca $\pm 0.3\%$ da escala total de medição.

Este sensor possui três pinos para as medidas XYZ apresentando uma largura de banda superior a 500 Hz , contudo esta largura de banda deverá ser reduzida com a implementação de um filtro passa baixo na saída de cada um dos três pinos a fim de suavizar e reduzir o ruído. Este sensor possui na saída uma resistência de $32 \text{ K}\Omega$, desta forma a frequência de corte pode ser calculada pela equação (5.1).

$$F_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 32 \times 10^3 \times C} \quad (5.1)$$

A PCB já possuía um condensador com um valor $0.1 \mu\text{F}$ na saída de cada um dos pinos, ou seja, uma largura de banda de 50 Hz .

As Figuras 5.2, 5.3 e 5.4 mostram os valores dos ADCs quando os acelerómetros estão com uma aceleração de $0g$. É importante saber o valor dos acelerómetros com $0g$, pois assim é possível determinar acelerações positivas e negativas segundo o eixo a que corresponde cada acelerómetro. Nas figuras é possível verificar o nível de ruído existente nos acelerómetros e as variações existentes nesse valor quando existe uma aceleração nula.

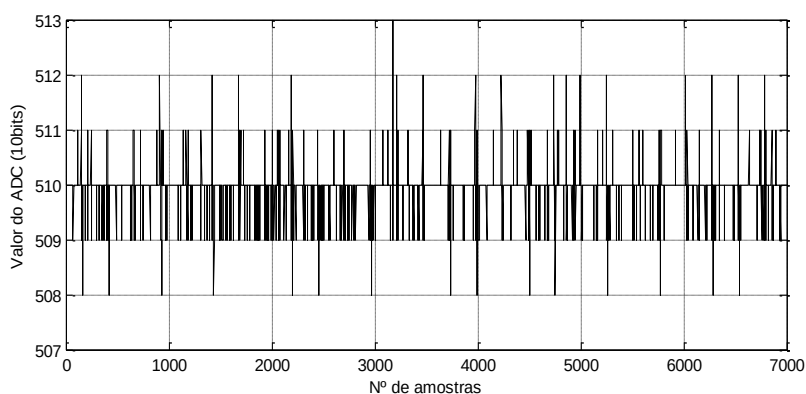


Figura 5.2 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo X com $0g$ com os motores desligados

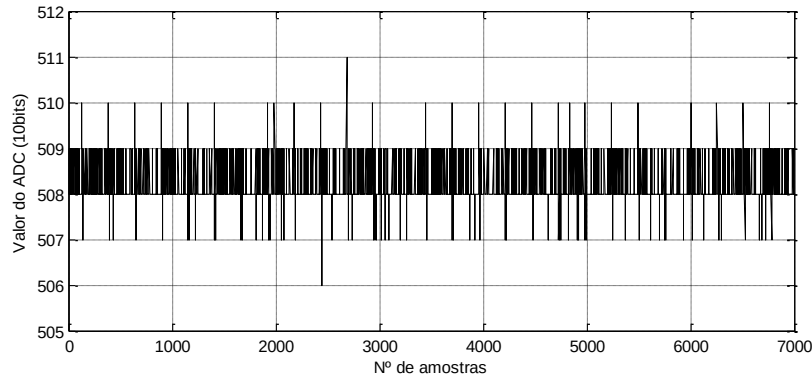


Figura 5.3 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo Y com 0g com os motores desligados

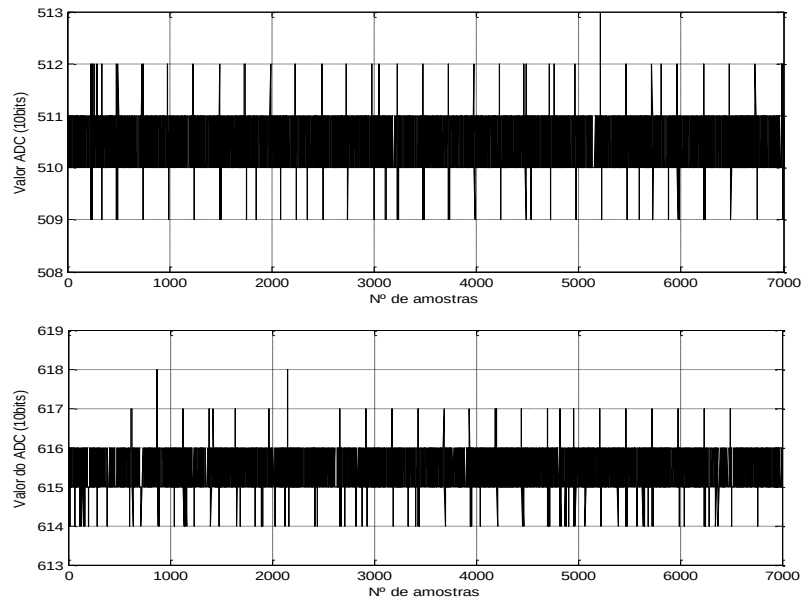


Figura 5.4 - Valor do ADC (10bits) da aceleração do eixo Z com 0g (superior) 1g (inferior) com os motores desligados

Pela observação das figuras nota-se uma pequena variação dos valores dos ADCs, mesmo estando os sensores sujeitos a um valor constante da aceleração da gravidade. Desta forma, conclui-se que, antes do uso destes sensores, será necessária uma rotina de calibração, de modo a obter-se um valor estável aos 0g.

Nesta dissertação utilizou-se uma rotina inicial que faz a calibração destes sensores aos 0g para os eixos X e Y e 1g para o eixo Z através da média de várias amostras recolhidas obtendo assim um valor estável (ADC_{x0g} , ADC_{y0g} e ADC_{z1g}). Na Figura 5.4 retiraram-se várias amostras do valor do ADC no eixo dos Z aos 0g, pois é importante saber qual é o valor deste eixo nesta aceleração, de modo a calcular os ângulos Φ e θ a partir da variação da aceleração da gravidade segundo este eixo. Deste modo é calculada a diferença entre os 0g e 1g que tem um valor de 105.

O valor da aceleração (g) sobre cada eixo pode ser calculado de acordo com as equações 5.2, 5.3 e 5.4.

$$A_x = \frac{(ADC_x - ADC_{x0g}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ} de bits do ADC} - 1) \times S} (g) \quad (5.2)$$

$$A_y = \frac{(ADC_y - ADC_{y0g}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ}dbits do ADC} - 1) \times S} (g) \quad (5.3)$$

$$A_z = \frac{(ADC_z - ADC_{z0g}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ}dbits do ADC} - 1) \times S} (g) \quad (5.4)$$

Onde $V_{alimentação}$ (V) corresponde à alimentação e S (mV/g) à sensibilidade do sensor.

O ângulo do veículo em relação ao eixo Y, ou seja, o ângulo Φ pode ser calculado de acordo com a equação 5.5, e o ângulo do veículo em relação ao eixo X, ou seja, ângulo θ pode ser calculado de acordo com a equação 5.6.

$$\phi = \arctan\left(\frac{A_y}{\sqrt{A_x^2 + A_z^2}}\right) (\text{deg}) \quad (5.5)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{A_x}{\sqrt{A_y^2 + A_z^2}}\right) (\text{deg}) \quad (5.6)$$

A fim de identificar o quadrante dos ângulos é necessário calcular o ângulo (ρ) que o eixo Z faz com a aceleração da gravidade a partir da equação 5.7.

$$\rho = \arctan\left(\frac{\sqrt{A_y^2 + A_x^2}}{A_z}\right) (\text{deg}) \quad (5.7)$$

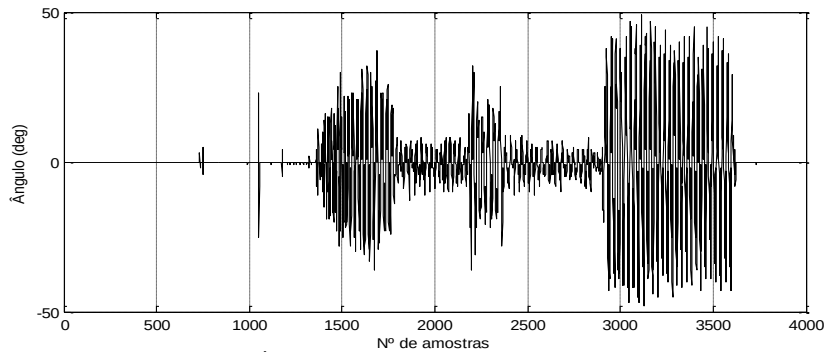


Figura 5.5 - Ângulo Φ na posição 0° sujeito a vibrações

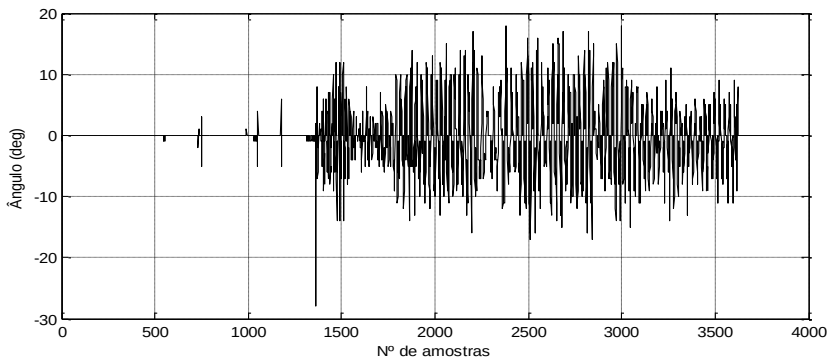


Figura 5.6 - Ângulo θ na posição 0° sujeito a vibrações

As Figuras 5.5 e 5.6 ilustram o comportamento dos acelerómetros quando são usados para calcular o ângulo na presença de vibrações. Como se pode observar nas mesmas, apesar dos sensores se encontrarem posicionados em $\Phi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$, estes são muito sensíveis às vibrações induzindo em erro o cálculo dos ângulos Φ e θ . Devido à elevada sensibilidade às acelerações o uso destes sensores no cálculo directo dos ângulos não seria o mais apropriado, pois as vibrações induzidas pelos motores na estrutura são elevadas e os movimentos lineares sobre os eixos iriam afectar as medidas.

5.1.2 - Giroscópios

A utilização de um giroscópio para a medição do ângulo ψ seria suficiente, contudo devido às características dos acelerómetros apresentadas anteriormente, optou-se pela utilização de três giroscópios para a medição dos ângulos de rotação sobre os eixos X, Y e Z em conjunto com os acelerómetros.

Os giroscópios utilizados foram o *LPR530AL* e *LY530ALH*, possuindo ambos uma tensão de alimentação entre 2.7 e 3.6V, uma sensibilidade de $3.33\text{mV}/^\circ/\text{s}$ no caso das saídas amplificadas 4x, tendo esta sensibilidade uma variação de $0.03\%/^\circ\text{C}$ a partir dos 25°C . A velocidades angulares nulas estes sensores apresentam nas saídas um valor de tensão de 1.23V que varia $0.05^\circ/\text{s}/^\circ\text{C}$ com a temperatura a partir dos 25°C .

Na saída dos sensores utiliza-se um filtro passa baixo e um filtro passa alto. Os filtros utilizados tinham, no caso do filtro passa baixo uma frequência de corte de 48Hz e 5Hz e no filtro passa alto de 0.5Hz.

$$F_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 33 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 48\text{Hz} \quad (5.8)$$

$$F_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 33 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 5\text{Hz} \quad (5.9)$$

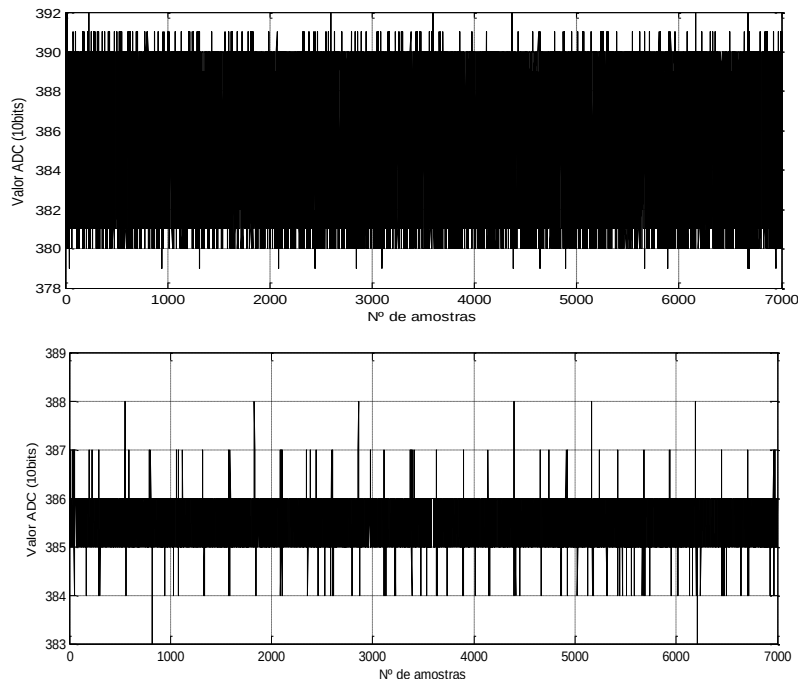


Figura 5.7 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo X com velocidade nula com um filtro de 48Hz (superior) e 5Hz (inferior)

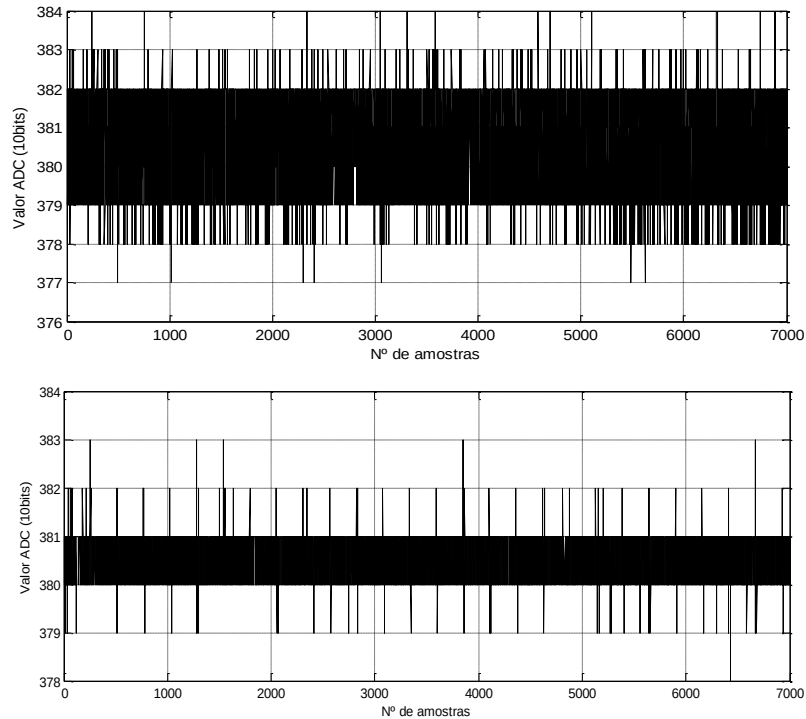


Figura 5.8 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo Y com velocidade nula com um filtro de 48Hz (superior) e 5Hz (inferior)

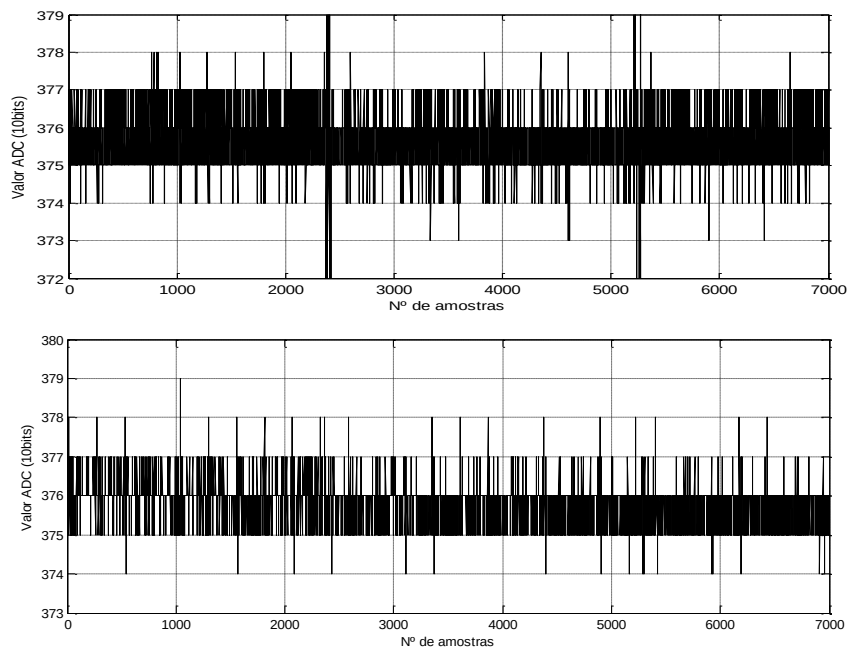


Figura 5.9 - Valor do ADC (10bits) da velocidade de rotação sobre o eixo Z com velocidade nula com um filtro de 48Hz (superior) e 5Hz (inferior)

As Figuras 5.7, 5.8 e 5.9 apresentam a variação dos valores dos ADCs nos giroscópios para velocidades angulares nulas. Pode constatar-se que mesmo estando os sensores sujeitos a um valor nulo de velocidade ($0^\circ/s$), as medidas possuem algum ruído. Desta forma conclui-se que, antes de qualquer uso destes sensores, será necessária uma rotina de calibração, de modo a obter-se um valor estável dos sensores aos $0^\circ/s$. Outro facto observado nos testes, com filtros diferentes, é que o filtro com uma frequência de corte de 5Hz tem um melhor comportamento na presença de ruídos quando comparado com o filtro com uma frequência

de corte de 48Hz, levando a concluir que a utilização de um filtro com uma frequência de corte de 5Hz diminui o erro.

Utilizou-se uma rotina inicial que faz a calibração destes sensores aos 0°/s, a partir da média de várias amostras recolhidas, obtendo assim um valor estável ($ADC_{x0°/s}$, $ADC_{y0°/s}$ e $ADC_{z0°/s}$). O valor da velocidade de rotação (°/s) sobre cada eixo pode ser calculado de acordo com as equações 5.10, 5.11, 5.12.

$$\dot{\phi} = \frac{(ADC_{x°/s} - ADC_{x0°/s}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ}d\acute{b}its\ do\ ADC} - 1) \times S} (°/s) \quad (5.10)$$

$$\dot{\theta} = \frac{(ADC_{y°/s} - ADC_{y0°/s}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ}d\acute{b}its\ do\ ADC} - 1) \times S} (°/s) \quad (5.11)$$

$$\dot{\psi} = \frac{(ADC_{z°/s} - ADC_{z0°/s}) \times V_{alimentação}}{(2^{N^{\circ}d\acute{b}its\ do\ ADC} - 1) \times S} (°/s) \quad (5.12)$$

Onde $V_{alimentação}$ (V) corresponde à alimentação do sensor e S (mV/°/s) à sensibilidade do sensor. Os ângulos podem ser obtidos através da integração da velocidade angular. (Equações 5.13, 5.14 e 5.15).

$$\phi = \int V_{x°/s} dt + \phi(0) \quad (5.13)$$

$$\theta = \int V_{y°/s} dt + \theta(0) \quad (5.14)$$

$$\psi = \int V_{z°/s} dt + \psi(0) \quad (5.15)$$

As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam o valor dos ângulos calculados a partir dos giroscópios estando os mesmos sujeitos a uma velocidade angular nula.

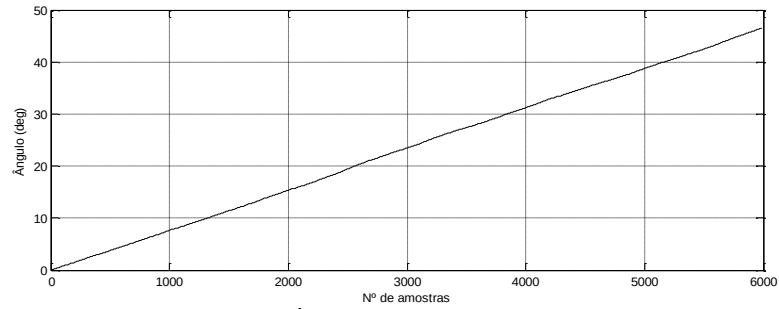


Figura 5.10 - Ângulo Φ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula

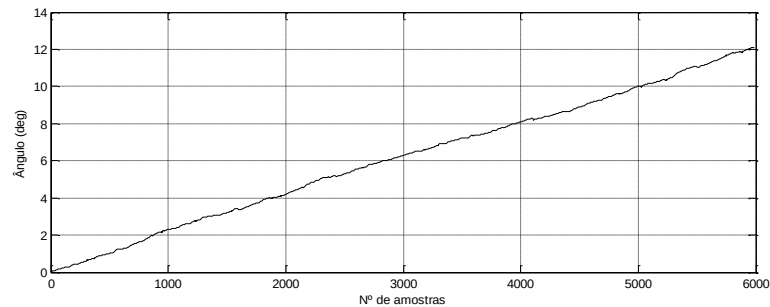


Figura 5.11 - Ângulo θ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula

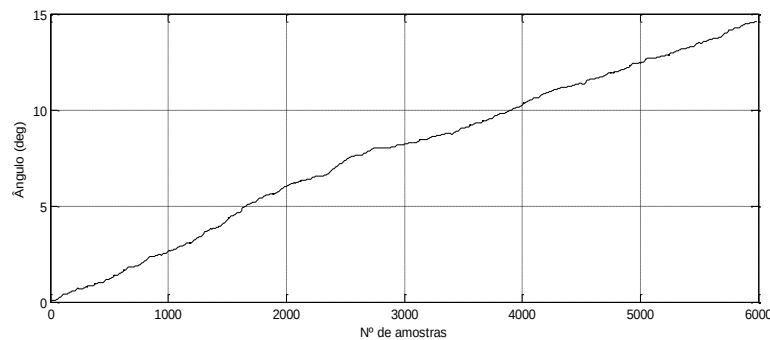


Figura 5.12 - Ângulo Ψ medido pelo giroscópio estando este na posição 0° e com velocidade de rotação nula

Das figuras, conclui-se que o ruído existente nas medições introduz um desvio cumulativo, ao longo das sucessivas integrações, levando o erro a convergir para o infinito. Deste modo a utilização de giroscópios na medição directa dos ângulos Φ , θ e Ψ iria prejudicar a eficiência dos controladores devido ao crescimento do desvio entre a posição real e a posição medida.

5.1.3 - Compasso Digital

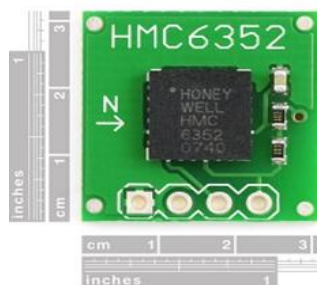


Figura 5.13 - Compasso digital HMC6352

O compasso digital utilizado na determinação do ângulo em relação ao Norte terrestre foi o *HMC6352*. Este sensor realiza leituras magnéticas sobre os eixos X e Y convertendo essas leituras em graus.

Este sensor tem uma resolução de 0.5° , permitindo valores entre 0 e 3600 (0° e 360°), tendo uma precisão de $\pm 2.5^\circ$. A comunicação com o microcontrolador é realizada através do protocolo de comunicação *I2C* a uma velocidade máxima de transmissão de 100kHz .

Este sensor possui uma rotina de calibração que tem por objectivo reduzir os efeitos de outros campos magnéticos existentes na zona e pode ser programado para fazer leituras contínuas a 20Hz . Também pode ser programado para fazer leituras após receber um pedido o que requer cerca de 6ms para obter o valor da posição.

O compasso foi adicionado ao projecto de modo a sincronizar os eixos X e Y do veículo com os eixos terrestres Norte e Este e para compensar o desvio do ângulo Ψ , devido às sucessivas integrações da velocidade medida pelo giroscópio. Devido ao mau comportamento a longo termo do giroscópio, o compasso foi adicionado, pois tem um bom comportamento a longo termo mas não a curto termo. Este sensor apenas apresenta medidas sobre dois eixos, logo a posição do ângulo Ψ medida por este sensor só pode ser levada em conta para valores dos ângulos Φ e θ próximos de zero.

Um dos grandes problemas deste sensor deve-se à elevada sensibilidade aos campos magnéticos o que pode resultar em desvios ou ruídos na presença de campos magnéticos provenientes de outros aparelhos existentes nas proximidades. Neste projecto este sensor vai

ser afectado pelos campos magnéticos provenientes dos motores, o que levará à existência de ruído nas medições.

5.2 - Estimação da atitude com filtros complementares

A partir dos resultados obtidos na secção anterior conclui-se que a utilização dos acelerómetros e giroscópios individualmente para a estimação da atitude não seria a opção mais eficiente, pois os algoritmos de controlo do veículo dependem de medições correctas para serem eficientes em voo autónomo.

Existem diversas técnicas para a estimação da atitude, tais como a utilização de filtros complementares[19, 28, 29], filtros complementares não lineares[30] e filtros de *Kalman* [3].

Nesta dissertação optou-se pela utilização de filtros complementares na estimação da atitude. Estes filtros são uma boa opção para combinar duas medições independentes do mesmo sinal, combinando os ângulos calculados a partir do compasso e acelerómetros com os ângulos calculados a partir dos giroscópios. O compasso digital e os acelerómetros comportam-se bem a longo termo, por sua vez os giroscópios comportam-se bem a curto termo, durante rápidas movimentações, mas, a longo termo, sofrem de um acumular do erro devido às sucessivas integrações na presença de ruído. Estes filtros utilizam algoritmos de complexidade simples ao nível do processamento e da memória utilizada tornando-os facilmente implementáveis em sistemas embebidos[19].

O filtro complementar apresenta uma estrutura constituída por um filtro passa-baixo para os acelerómetros e um filtro passa-alto no caso dos giroscópios.

Considerando duas medições $Y_1=X+u_1$ e $Y_2=X+u_2$ independentes e com diferentes perturbações u_1 e u_2 obtemos as equações (5.16, 5.17, 5.18, 5.19)

$$\hat{X}(s) = F_1(s)Y_1 + F_2(s)Y_2 = F_1(s)[X(s) + u_1(s)] + F_2(s)[X(s) + u_2(s)] \quad (5.16)$$

$$\hat{X}(s) = X'(s) + F_1(s)u_1(s) + F_2(s)u_2(s) \quad (5.17)$$

Em que, $X'(s) = F_1(s)X(s) + F_2(s)X(s)$ corresponde à medida já filtrada e os restantes elementos da equação 5.17 correspondem à filtragem passa alto e passa baixo das variações existentes. Os filtros usados são apresentados pelas equações 5.18 e 5.19.

$$F_1(s) = \frac{C(s)}{s + C(s)} \quad (5.18)$$

$$F_2(s) = 1 - F_1(s) = \frac{s}{s + C(s)} \quad (5.19)$$

Onde se observa que $F_1(s)$ é um filtro passa-baixo e $F_2(s)$ é um filtro passa-alto. O sinal $\hat{X}(s)$ é o valor estimado do ângulo, $Y_1(s)$ e $Y_2(s)$ as medidas dos ângulos dos diferentes sensores e u_1 e u_2 as perturbações existentes nas medidas respectivamente que serão filtradas.

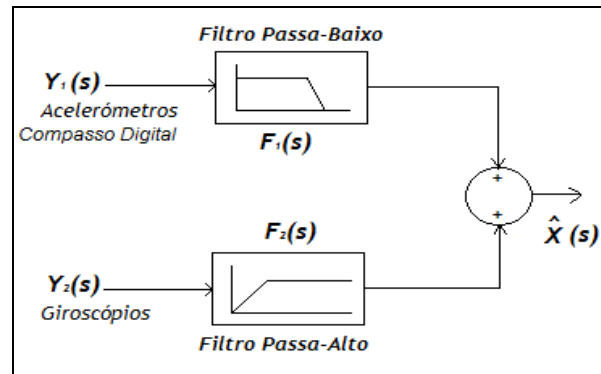


Figura 5.14 - Estrutura do Filtro Complementar

Importante realçar que a obtenção dos ângulos não é directa nos diferentes sensores, pois é necessário existir um pré-processamento dos sinais medidos a fim de se calcular os ângulos que depois serão as entradas do filtro. (5.5, 5.6, 5.13, 5.14, 5.15)

Os filtros passa-baixo $F_1(s)$ e passa-alto $F_2(s)$ podem ser de ordem n , contudo nesta dissertação os filtros implementados são de ordem 1.

Considerando que o filtro passa baixo tem um tempo de resposta (τ) de 0.5s (*frequência de corte de 0.318 Hz ou seja 2 rad/s*), temos:

$$F_1(s) = \frac{1}{\tau s + 1} = \frac{1}{0.5s + 1} = \frac{2}{s + 2} \quad (5.20)$$

$$F_2(s) = 1 - F_1(s) = 1 - \frac{2}{s + 2} = \frac{s}{s + 2} \quad (5.21)$$

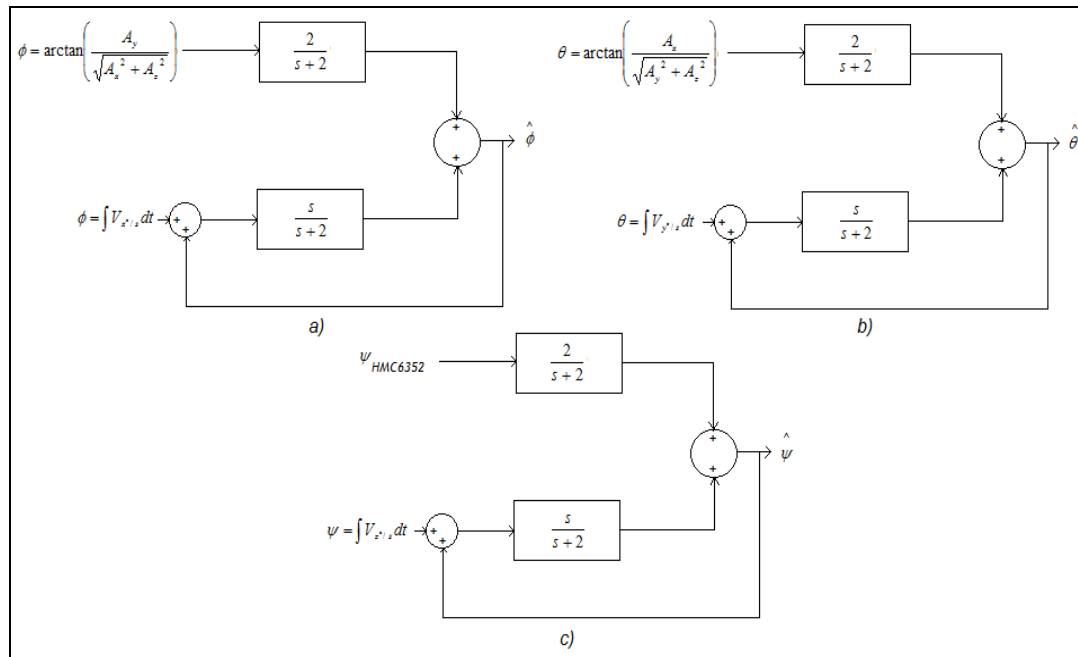


Figura 5.15 - Filtros complementares dos ângulos a) Φ ; b) θ ; c) ψ

A Figura 5.15 ilustra a estrutura dos filtros complementares utilizados na estimação de cada um dos ângulos. Na estimação dos ângulos Φ e θ os filtros dependem das medidas dos acelerómetros e giroscópios e na estimação do ângulo Ψ das medidas do giroscópio e magnetómetro.

5.3 - Resultados experimentais

De modo a testar o comportamento do filtro complementar realizaram-se uma série de testes a fim de comparar a performance do filtro com as medidas obtidas directamente a partir dos sensores. A frequência de amostragem foi de 100Hz e no teste $N^{\circ}1$ colocaram-se os sensores numa posição estável introduzindo alguma vibração na estrutura de modo a verificarem-se os efeitos nas medições. No teste $N^{\circ}2$ rodaram-se os sensores, quer no sentido positivo, quer no sentido negativo, sobre os seus eixos de rotação, a fim de testar o comportamento do filtro em comparação com as medidas obtidas directamente dos sensores.

As Figuras 5.16, 5.17 e 5.18 apresentam a os valores medidos directamente pelos acelerómetros, giroscópios, magnetómetros e os valores estimados pelo filtro complementar para ângulos de 0° .

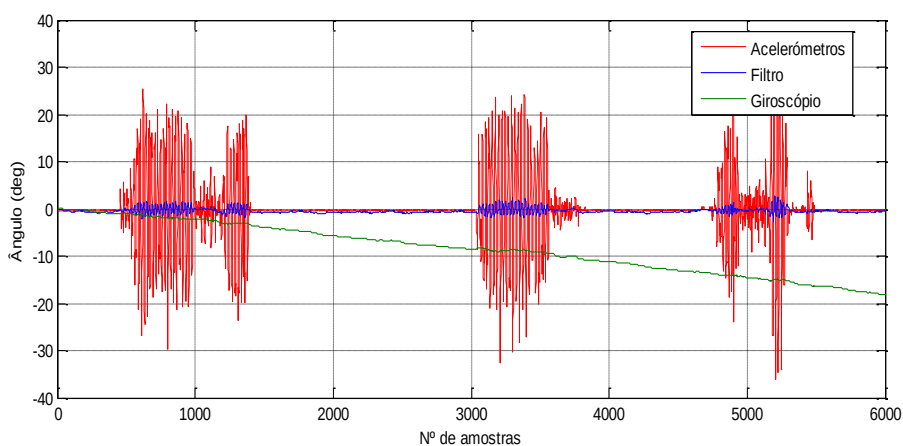


Figura 5.16 - Ângulo Φ estável na posição 0° , com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste $N^{\circ}1$

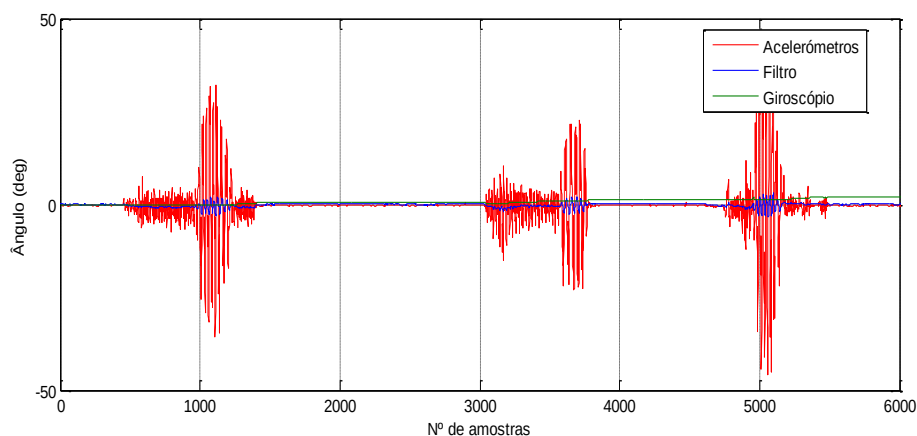


Figura 5.17 - Ângulo θ estável na posição 0° , com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste $N^{\circ}1$

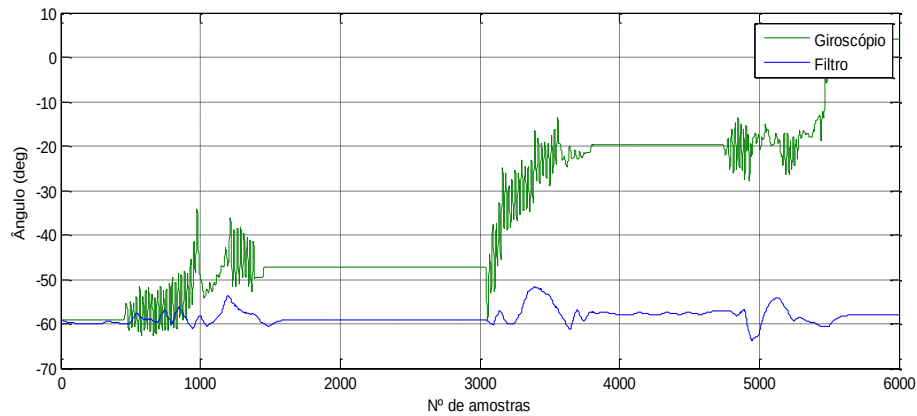


Figura 5.18 - Ângulo ψ estável na posição 60° , com a introdução de vibrações na estrutura em determinados intervalos de tempo, teste N°1

Assim, verifica-se que o filtro complementar revela um bom comportamento na presença de ruído quando comparado com as medições dos acelerómetros e apresenta um erro em regime permanente menor quando comparado com as medições dos giroscópios em que o erro converge para infinito.

As Figuras 5.19, 5.20 e 5.21 apresentam a os valores medidos directamente pelos acelerómetros, giroscópios, magnetómetros e os valores estimados pelo filtro complementar para variações nos ângulos.

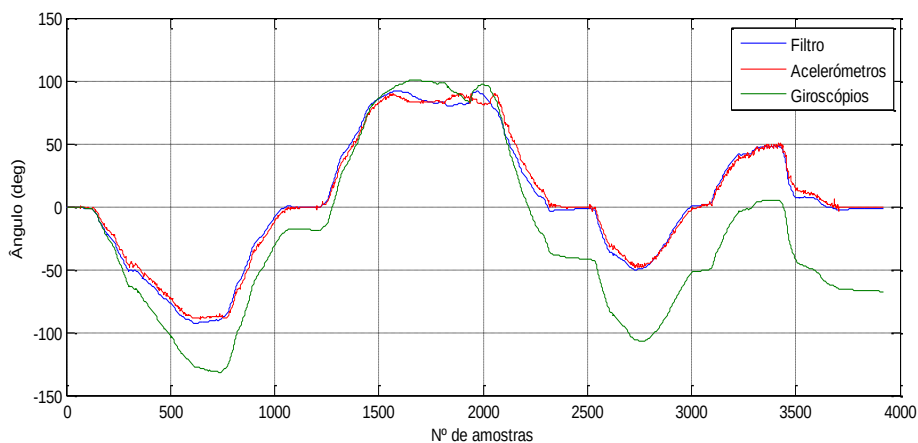


Figura 5.19 - Ângulo ϕ , rotação no sentido negativo e positivo, teste N°2

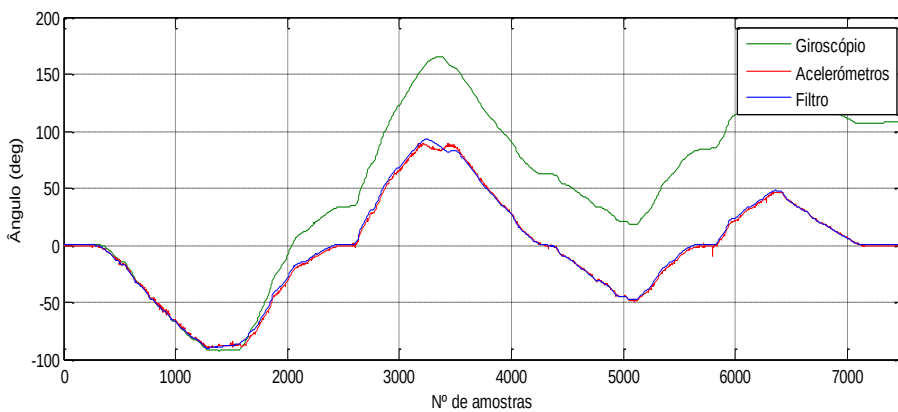


Figura 5.20 - Ângulo θ , rotação no sentido negativo e positivo, teste N°2

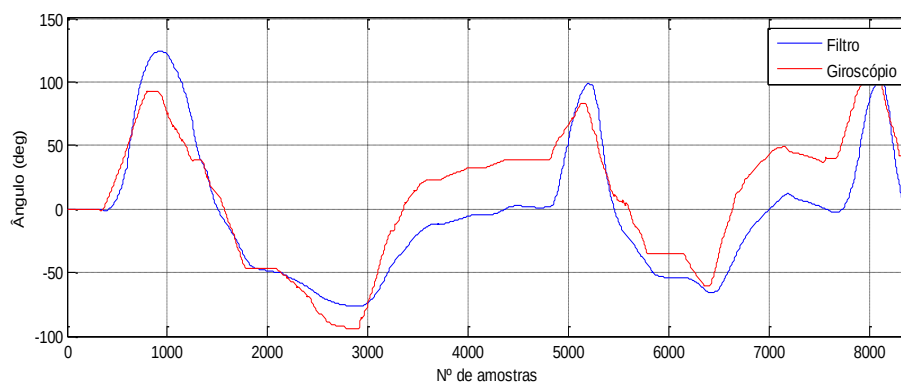


Figura 5.21 - Ângulo Ψ , rotação no sentido positivo e negativo, teste N^o2

Nas mesmas pode-se observar que, durante as rotações dos sensores, os ângulos estimados pelo filtro complementar, em relação às medidas obtidas directamente pelos acelerómetros, apresentavam menor ruído e, em relação às medidas obtidas directamente pelos giroscópios, não apresentavam erro em regime permanente a tender para infinito.

5.4 - Medição da altitude



Figura 5.22 - Sensor de baixas altitudes, LV-MaxSonar-EZ1

Nesta dissertação utilizou-se um sensor de ultra-sons para a medição de altitudes não superiores a 6.45m. Este sensor não satisfaz o requisito do voo autónomo a altas altitudes, contudo, a altitudes inferiores a 6.45m, tem menor erro que o GPS. Este tipo este sensor é utilizado no auxílio à descolagem e à aterragem, na medição de altitudes dentro de edifícios onde o GPS não é eficaz e também pode ser usado na detecção de obstáculos.

O sensor LV-MaxSonar-EZ1 (Figura 5.22) é produzido pela MaxBotix e foi instalado no veículo a fim de medir a distância ao chão. A medida obtida não pode ser objecto de medição directa, pois depende dos ângulos Φ e θ do veículo em relação ao referencial terrestre. [31]

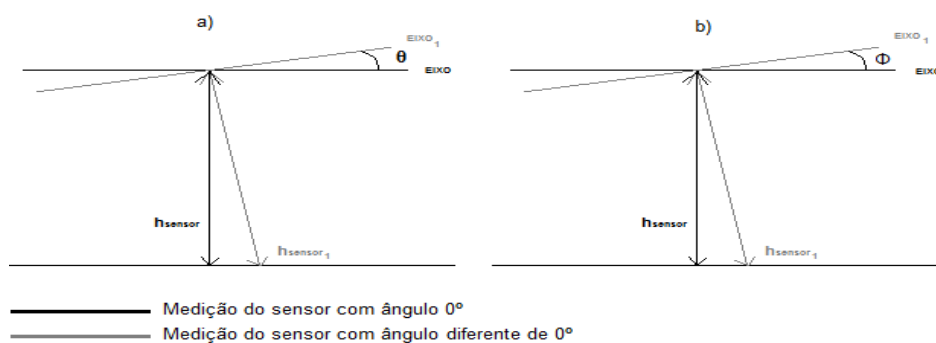


Figura 5.23 - a) Medição do sensor com ângulo $\theta=0^\circ$ e $\theta \neq 0^\circ$. b) Medição com ângulo $\Phi=0^\circ$ e $\Phi \neq 0^\circ$.

A partir dos valores da atitude do veículo é possível calcular o valor da altitude com menor erro, pois o valor obtido directamente a partir do sensor apresenta um maior erro para valores dos ângulos diferentes de zero. A *Figura 5.23* exemplifica qual o efeito dos ângulos na medição da altitude para duas medições distintas em que a distância do centro de massa do veículo ao chão é igual. De salientar que o sensor deverá estar situado no centro de massa do veículo para a equação 5.22 ser válida.

$$h = h_{\text{sensor}} \cos \phi \cos \theta, -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2} \quad (5.22)$$

Em que h (m) corresponde ao valor real da altitude e h_{sensor} (m) corresponde ao valor medido pelo sensor.

As medidas do sensor *LV-MaxSonar-EZ1* estão acessíveis em três formatos: sinal analógico, comunicação série assíncrona com uma velocidade fixa de 9.6kbps e modulação PWM. A escala de medidas deste sensor encontra-se entre 0.1524m e 6.4500m, tendo uma resolução de 2.54cm (9.8mV para uma alimentação de 5V). Qualquer objecto que se encontre a uma distância inferior a 15.24cm é considerado como se estivesse a esta distância.

A *Tabela 5.1* apresenta a resposta em centímetros do sensor de ultra-sons e a media correcta medida pela fita métrica.

Tabela 5.1- Resposta do sensor em comparação com a fita métrica

Fita Métrica (cm)	Sensor (cm)
0	15
10	15
20	22
30	31
40	40
50	52
60	63
70	70
80	81
90	88
100	96
110	103
120	114
130	121
140	131
150	139
160	149

5.5 - Conclusão

Conclui-se a partir dos resultados experimentais obtidos que o filtro utilizado, ao combinar as medidas dos acelerómetros e dos giroscópios, apresenta uma melhor performance que as medidas apresentadas pelos giroscópios, acelerómetros e magnetómetros de forma independente. Assim, o filtro complementar utilizado revela ser uma opção válida e eficiente para a obtenção da atitude eliminando ruídos e os desvios ao longo do tempo.

Capítulo 6

Controlo

Actualmente alguns sistemas reais apresentam modelos complexos que dificultam a modelação e simulação dos mesmos. Mesmo sendo possível encontrar um modelo preciso do sistema torna-se complexo o desenvolvimento do controlador, sendo por esta razão necessário simplificar os modelos. Nos controladores clássicos, parte do sucesso depende muitas vezes do modelo matemático utilizado e outra parte do conhecimento heurístico do projectista no ajuste dos parâmetros do controlador. Desta forma muitas das vezes recorreremos a controladores que representam o conhecimento heurístico de um ser humano no controlo do sistema, tendo assim o modelo do mesmo menor influência no projecto do controlador.

Assim, tendo como objectivo o projecto dos controladores, este capítulo está organizado do seguinte modo:

As secções 6.1 e 6.2 apresentam introdução, algumas das aplicações e o projecto dos diversos controladores baseados em lógica difusa utilizados no controlo do sistema.

A secção 6.3 apresenta o projecto dos controladores PID e PD de posição e atitude.

Por fim, a secção 6.4, apresenta o algoritmo de gestão de energia utilizado.

6.1 - Introdução ao controlo baseado em Lógica Difusa

O controlo baseado em lógica Difusa apresenta uma metodologia para representar o conhecimento heurístico de um ser humano no controlo de um determinado sistema. Este tipo de controlo oferece vantagens sobre os métodos clássicos, que dependem do modelo exacto do sistema, sobretudo quando se trata de sistemas não lineares, cujas incertezas acerca do modelo do processo existem devido às condições ambientais e à própria complexidade dos mesmos.

O controlador difuso é constituído por quatro blocos, *fuzzificação*, *mecanismo de inferência*, *base de regras* e *defuzzificação*. (Figura 6.1) A base de regras possui o conhecimento de como controlar o sistema, o mecanismo de inferência decide quais as regras e saídas que são relevantes de acordo com as entradas, a *fuzzificação* permite a interface com as entradas externas normalizando os valores para conjuntos que poderão ser

interpretados pelo mecanismo de inferência e por último a *defuzzificação* converte a decisão do mecanismo de inferência num valor à saída do controlador.

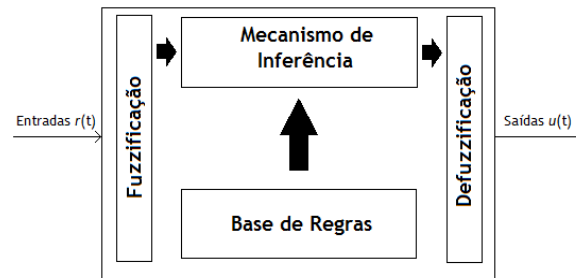


Figura 6.1 - Arquitectura do controlador Difuso

6.1.1 - Áreas de aplicação

Os sistemas difusos podem ser utilizados em diversas áreas de engenharia, ciência, mercado, medicina, psicologia ou outras áreas. Em engenharia pode ser aplicado nas seguintes áreas:

- Aeronáutica/Aeroespacial: controlo de voo, controlo de motores, detecção de falhas e navegação.
- Automóvel: controlo dos travões, suspensões, motores entre outras funções.
- Veículos autónomos: utilizado no controlo de veículos, aéreos, aquáticos ou terrestres.
- Indústria de manufactura: controlo de processos de fabrico e de qualidade.
- Indústria de potência: controlo da produção e distribuição de energia.

6.2 - Desenvolvimento do controlador Difuso

Antes do desenvolvimento do controlador é necessário reunir um conjunto de informações acerca da dinâmica do sistema a fim de conhecer quais as entradas e saídas do controlador e de como as regras criadas poderão influenciar o controlo do sistema em malha fechada.

O *Quadrotor* é um sistema constituído por quatro actuadores, capazes de controlar os seis graus de liberdade ($X, Y, Z, \Phi, \theta, \Psi$). Deste modo, o controlador a desenvolver deve ser capaz de controlar a posição (X, Y, Z) e em simultâneo a estabilidade (Φ, θ, Ψ) do veículo.

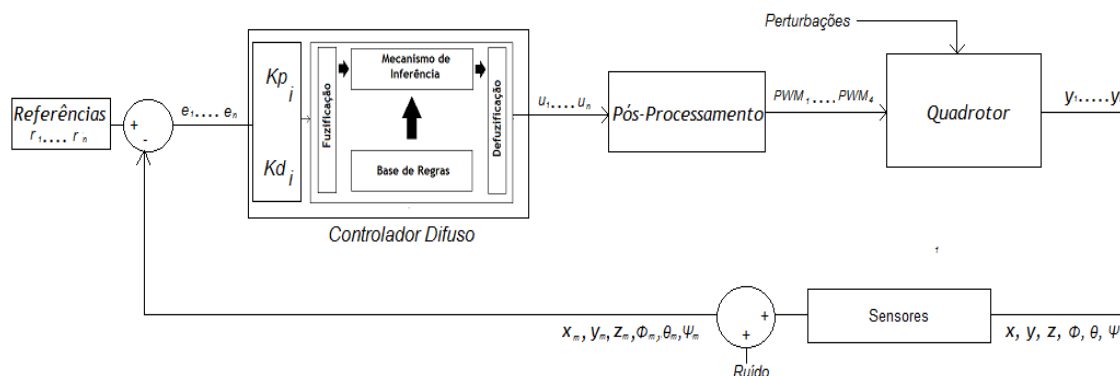


Figura 6.2 - Esquema de controlo do veículo utilizando lógica difusa

De acordo com a dinâmica obtida na *equação 4.44*, o controlador difuso do sistema é dividido em seis controladores difusos, tendo cada um deles a função de controlar

individualmente cada grau de liberdade. Os parâmetros passados como referência são as posições X_d , Y_d , Z_d e o ângulo Ψ_d . Os controladores de altitude (Z) e do ângulo Ψ actuam directamente no sistema levando-o a convergir para as referências, enquanto os controladores das posições X e Y calculam as referências θ_d e Φ_d para os controladores dos ângulos θ e Φ respectivamente, que actuam no sistema levando-o a convergir para as posições X_d e Y_d .

O controlador do sistema deverá possuir três controladores responsáveis pelo controlo da estabilidade FLC_{roll} , FLC_{pitch} , FLC_{yaw} e três controladores responsáveis pelo controlo da posição FLC_x , FLC_y , FLC_z . (Figura 6.4)

6.2.1 - Entradas e saídas dos controladores difusos

As Tabelas 6.1 e 6.2 apresentam as características de cada controlador difuso individualmente. Nas tabelas são apresentadas o número de entradas, saídas e o tipo de grandeza.

Tabela 6.1 - Entradas e saídas dos controladores de posição

	Posição		
	FLC_x	FLC_y	FLC_z
Nº entradas	2	2	2
Nº saídas	1	1	1
Tipos de entrada	Erro (m)	Erro (m)	Erro (m)
	Derivada do Erro (m)	Derivada do Erro (m)	Derivada do Erro (m)
Tipos de saída	θ_d (rad)	Φ_d (rad)	Força (N)

Tabela 6.2 - Entradas e saídas dos controladores de estabilidade

	Atitude		
	FLC_{roll}	FLC_{pitch}	FLC_{yaw}
Nº entradas	2	2	2
Nº saídas	1	1	1
Tipos de entrada	Erro (rad)	Erro (rad)	Erro (rad)
	Derivada do Erro (rad)	Derivada do Erro (rad)	Derivada do Erro (rad)
Tipos de saída	Largura do pulso PWM (us)	Largura do pulso PWM (us)	Largura do pulso PWM (us)

As entradas dos controladores difusos são o erro e a derivada do erro. Assim, é possível determinar o erro e a tendência deste relativamente à referência. Cada controlador possuiu apenas uma saída, no caso dos controladores FLC_x , FLC_{roll} , FLC_{pitch} e FLC_{yaw} a saída actua directamente no sistema (U_1 , U_2 , U_3 , U_4), e no caso dos FLC_x e FLC_y esta saída (θ_d , Φ_d) é a referência dos controladores FLC_{pitch} e FLC_{roll} respectivamente.

A Figura 6.3 ilustra a topologia de controlo de cada controlador difuso individual. A topologia tem um ganho proporcional, derivativo e um ganho na saída controlador. As entradas do controlador possuem um bloco de limitação que limita o valor máximo e mínimo.

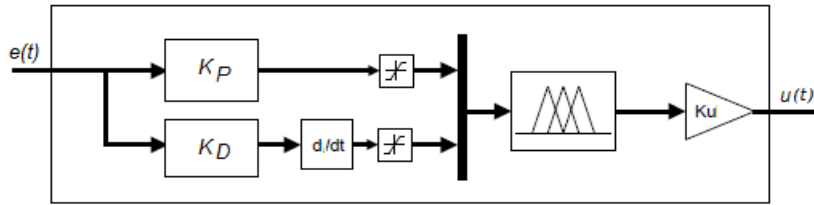


Figura 6.3 - Estrutura de cada controlador difuso, Simulink

A Figura 6.4 apresenta a estrutura total do controlador difuso do sistema composta por 6 controladores individuais responsáveis pelo controle de cada grau de liberdade.

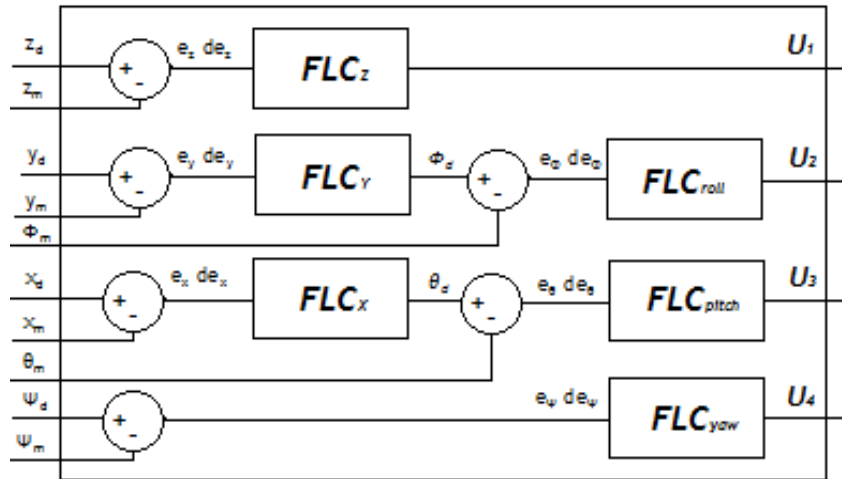


Figura 6.4 - Estrutura do controlador difuso do sistema

6.2.2 - Variáveis Linguísticas e Funções de Pertença

No desenvolvimento dos controladores foram definidas apenas cinco variáveis linguísticas: Negativo grande (NG), Negativo pequeno (NP), Zero (Z), Positivo pequeno (PP) Positivo grande (PG). As variáveis linguísticas para as entradas e saídas são iguais para todos os controladores mudando apenas os intervalos em que se situam.

- Negativo grande: Situação em que o erro ou derivada do erro tem valor muito negativo.
- Negativo pequeno: Situação em que o erro ou derivada do erro tem valor negativo, contudo não é muito grande mas também não pode ser considerado zero.
- Zero: Situação em que o erro ou derivada do erro se encontra num intervalo em que pode ser considerado zero.
- Positivo pequeno: Situação em que o erro ou derivada do erro tem valor positivo, contudo não é muito grande mas também não pode ser considerado zero.
- Positivo grande: Situação em que o erro ou derivada do erro tem valor positivo grande.

As funções de pertença utilizadas para definir os conjuntos difusos associados às variáveis linguísticas foram do tipo triangular e trapezoidal e são apresentadas na Figura 6.5.

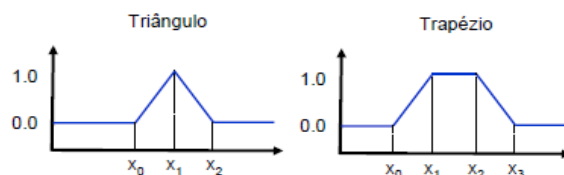


Figura 6.5 - Funções de pertença

6.2.3 - Regras

Sabendo o número de entradas de cada controlador e o número de variáveis linguísticas é possível afirmar que existem 5^2 regras possíveis para cada controlador. A Tabela 6.3 apresenta essas regras.

Tabela 6.3 - Tabela de regras

		Erro (e)				
		NG	NP	Z	PP	PG
Derivada do erro (de)	NG	NG	NG	NG	NP	Z
	NP	NG	NG	NP	Z	PP
	Z	NG	NP	Z	PP	PG
	PP	NP	Z	PP	PG	PG
	PG	Z	PP	PG	PG	PG

A implicação das regras foi do tipo mínimo (*min*), a agregação dos conjuntos de saída do tipo máximo (*max*) e o mecanismo de inferência utilizado foi do tipo *Mamdani*. Este mecanismo transforma uma informação qualitativa em outra informação qualitativa por meio de uma conversão. Esta informação final pode ser convertida num valor escalar (*defuzzificação*) por diversos métodos, sendo utilizado no desenvolvimento, o método do centro de gravidade. Este método apresenta maiores necessidades computacionais de cálculo mas também é o método mais preciso.

6.2.4 - Controlador FLC_Z

A Figura 6.6 ilustra a estrutura interna do controlador difuso de altitude. Na figura é possível observar o tipo de funções de pertença e os respectivos intervalos onde se situam. A figura mostra quais são as entradas e saídas do controlador e as mesmas representadas numa superfície tridimensional.

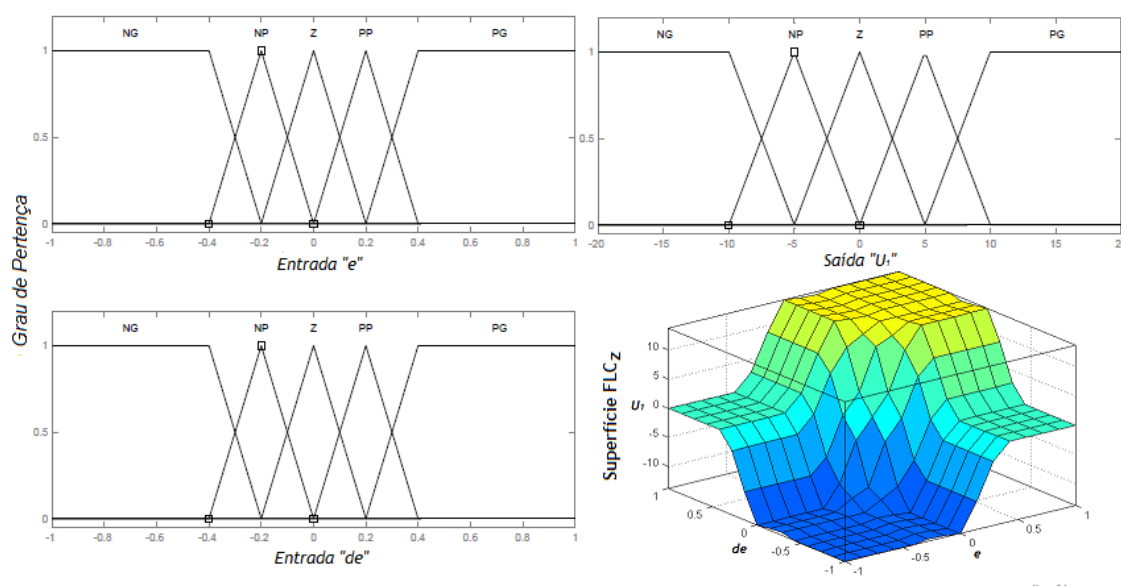


Figura 6.6 - Controlador difuso para o controlo da posição Z

$$\mu_{NG}(e) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(e) = \text{Triangular}(-0.4, -0.2, 0)$$

$$\mu_Z(e) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(e) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(e) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(de) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(de) = \text{Triangular}(-0.4, -0.2, 0)$$

$$\mu_Z(de) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(de) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(de) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(U_1) = \text{Trapezoidal}(-20, -20, -10, -5)$$

$$\mu_{NP}(U_1) = \text{Triangular}(-10, -5, 0)$$

$$\mu_Z(U_1) = \text{Triangular}(-5, 0, 5)$$

$$\mu_{PP}(U_1) = \text{Triangular}(0, 5, 10)$$

$$\mu_{PG}(U_1) = \text{Trapezoidal}(5, 10, 20, 20)$$

O controlador FLC_Z não gera directamente a largura do sinal de PWM , mas sim um incremento de força, desta forma este controlador deverá ter um bloco de pós processamento na sua saída. Ao incremento de força é somado um valor constante de força, de modo a compensar a força gravítica, ou seja, o peso do veículo, $P=mg$ (N) ou $P=mg/(\cos \Phi \cos \theta)$ (N). As duas expressões poderão ser utilizadas tendo apenas influencia na escala de variação do controlador.

$$U_1' = U_1 + P \quad (6.1)$$

Esta força U_1' é a soma total das forças produzidas pelos quatro motores, logo a saída do controlador deverá ter um ganho de 0.25, a fim de gerar o valor da largura de pulso PWM para cada motor. Utiliza-se uma tabela, que foi obtida experimentalmente, que relaciona a força com um valor da largura de pulso PWM . (Anexo B)

$$U_1'' = \text{tabela} [0.25(U_1 + P)] \quad (6.2)$$

6.2.5 - Controlador FLC_x e FLC_y

Os controladores FLC_x e FLC_y apresentam a mesma topologia, pois considerou-se no Capítulo 3 que a estrutura era simétrica e que os motores são exactamente iguais. Estes controladores calculam os ângulos de referência Φ_d e θ_d , sendo os ganhos à saída dos controladores da posição X e Y unitários mas com sinais opostos. O sinal oposto resulta do modelo dinâmico obtido no Capítulo 3, pois para um deslocamento positivo segundo o eixo Y é necessário gerar um ângulo Φ_d negativo, o mesmo não acontece no caso do deslocamento positivo segundo o eixo X sendo necessário gerar um ângulo θ_d positivo.

A Figura 6.7 apresenta a estrutura interna dos controladores difusos das posições X e Y . Na figura é possível observar o tipo de funções de pertença e os respectivos intervalos onde se situam. Neste controlador observa-se que as funções de pertença usadas na saída são apenas do tipo triangular. A figura mostra quais são as entradas e saídas do controlador e as mesmas representadas numa superfície tridimensional.

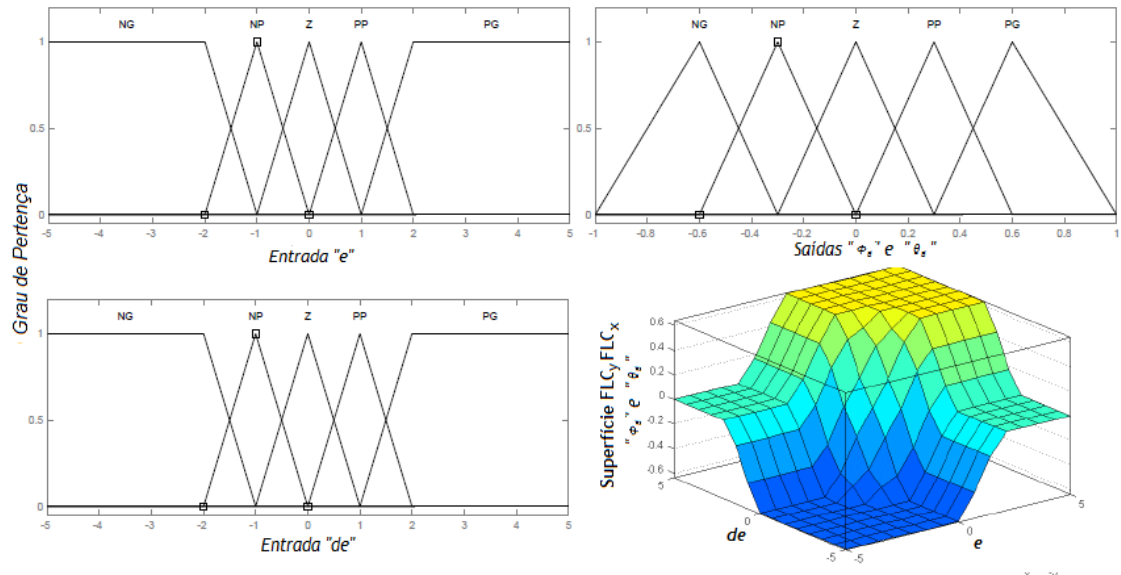


Figura 6.7 - Controlador difuso para o controlo da posição X e Y

$$\mu_{NG}(e) = \text{Trapezoidal}(-5, -5, -2, -1)$$

$$\mu_{NP}(e) = \text{Triangular}(-2, -1, 0)$$

$$\mu_Z(e) = \text{Triangular}(-1, 0, 1)$$

$$\mu_{PP}(e) = \text{Triangular}(0, 1, 2)$$

$$\mu_{PG}(e) = \text{Trapezoidal}(1, 2, 5, 5)$$

$$\mu_{NG}(de) = \text{Trapezoidal}(-5, -5, -2, -1)$$

$$\mu_{NP}(de) = \text{Triangular}(-2, -1, 0)$$

$$\mu_Z(de) = \text{Triangular}(-1, 0, 1)$$

$$\mu_{PP}(de) = \text{Triangular}(0, 1, 2)$$

$$\mu_{PG}(de) = \text{Trapezoidal}(1, 2, 5, 5)$$

$$\mu_{NG}(\Phi_d, \theta_d) = \text{Triangular}(-1, -0.6, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(\Phi_d, \theta_d) = \text{Triangular}(-0.6, -0.2, 0)$$

$$\mu_Z(\Phi_d, \theta_d) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(\Phi_d, \theta_d) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.6)$$

$$\mu_{PG}(\Phi_d, \theta_d) = \text{Triangular}(0.2, 0.6, 1)$$

6.2.6 - Controlador FLC_{roll} e FLC_{pitch}

Estes controladores calculam os valores das larguras de pulso (us) que deverão ser aplicadas aos pares de controladores de velocidade dos motores. Nessa mesma saída existe um ganho que pode ser ajustado, a fim de ajustar a resposta do controlador às características do veículo e às características de voo pretendido.

A Figura 6.8 mostra estrutura interna dos controladores difusos dos ângulos Φ e θ . Na figura é possível observar o tipo de funções de pertinência e os respectivos intervalos onde se situam. A figura mostra quais são as entradas e saídas do controlador e as mesmas representadas numa superfície tridimensional.

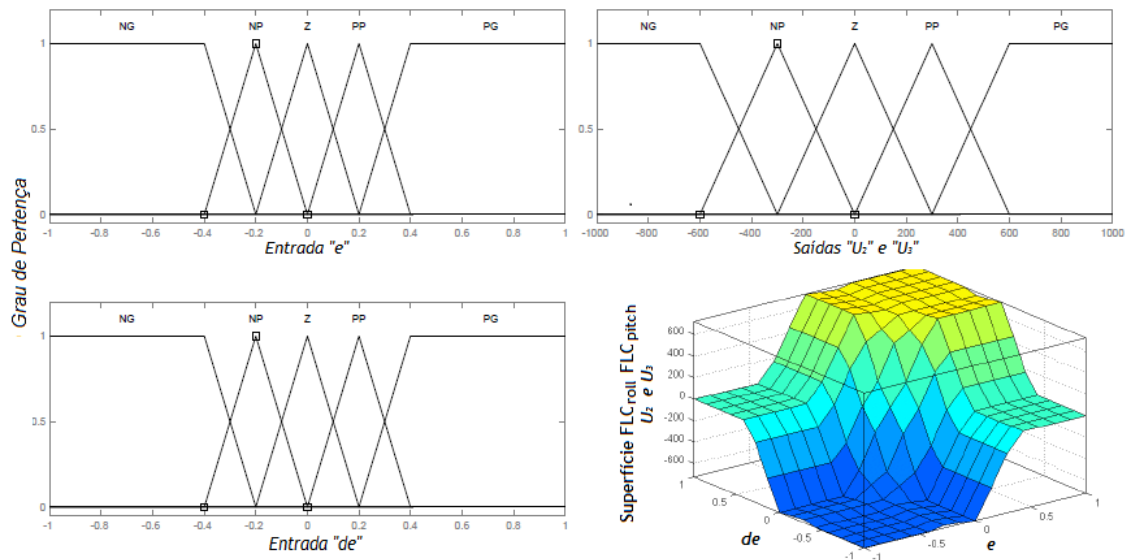


Figura 6.8 - Controlador difuso para o controlo dos ângulos Φ e θ

$$\mu_{NG}(e) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(e) = \text{Triangular}(-0.4, -0.2, 0)$$

$$\mu_Z(e) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(e) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(e) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(de) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(de) = \text{Triangular}(-0.4, 0.2, 0)$$

$$\mu_Z(de) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(de) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(de) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(U_2, U_3) = \text{Trapezoidal}(-1000, -1000, -600, -300)$$

$$\mu_{NP}(U_2, U_3) = \text{Triangular}(-600, -300, 0)$$

$$\mu_Z(U_2, U_3) = \text{Triangular}(-300, 0, 300)$$

$$\mu_{PP}(U_2, U_3) = \text{Triangular}(0, 300, 600)$$

$$\mu_{PG}(U_2, U_3) = \text{Trapezoidal}(300, 600, 1000, 1000)$$

6.2.7 - Controlador FLC_{yaw}

Este controlador calcula o valor da largura de pulso (us) que deve ser aplicada aos quatro controladores de velocidade dos motores. Nessa mesma saída existe um ganho que pode ser ajustado, a fim de ajustar a resposta do controlador às características do veículo e às características de voo pretendido.

A Figura 6.9 apresenta a estrutura interna do controlador difuso do ângulo Ψ . Na figura observa-se o tipo de funções de pertinência e os respectivos intervalos onde se situam. A figura mostra quais são as entradas e saídas do controlador e as mesmas representadas numa superfície tridimensional.

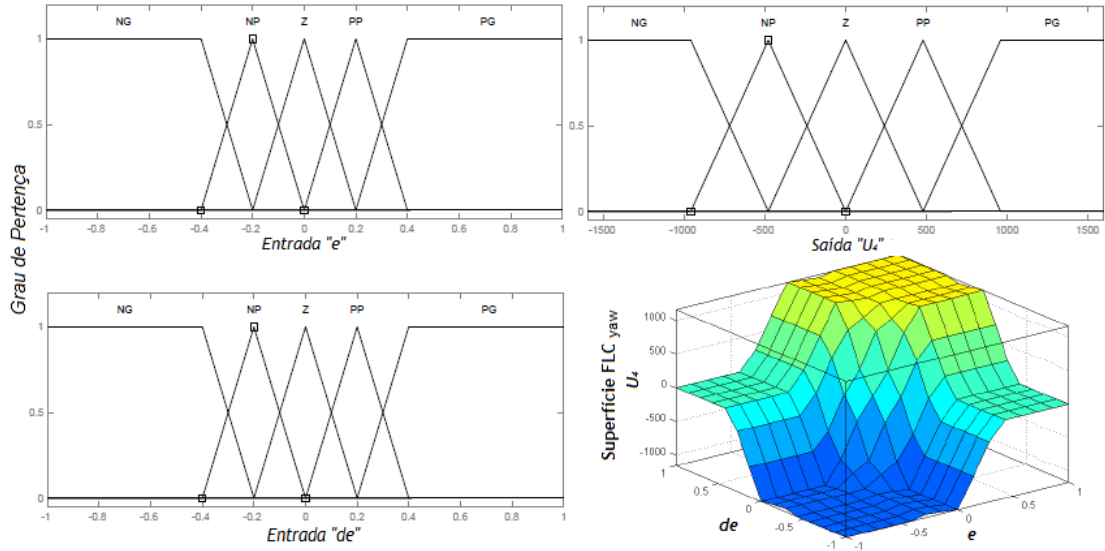


Figura 6.9 - Controlador difuso para o controle do ângulo yaw (ψ)

$$\mu_{NG}(e) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(e) = \text{Triangular}(-0.4, -0.2, 0)$$

$$\mu_Z(e) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(e) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(e) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(de) = \text{Trapezoidal}(-1, -1, -0.4, -0.2)$$

$$\mu_{NP}(de) = \text{Triangular}(-0.4, 0.2, 0)$$

$$\mu_Z(de) = \text{Triangular}(-0.2, 0, 0.2)$$

$$\mu_{PP}(de) = \text{Triangular}(0, 0.2, 0.4)$$

$$\mu_{PG}(de) = \text{Trapezoidal}(0.2, 0.4, 1, 1)$$

$$\mu_{NG}(U_4) = \text{Trapezoidal}(-1500, -1500, -1000, -500)$$

$$\mu_{NP}(U_4) = \text{Triangular}(-1000, -500, 0)$$

$$\mu_Z(U_4) = \text{Triangular}(-500, 0, 500)$$

$$\mu_{PP}(U_4) = \text{Triangular}(0, 500, 1000)$$

$$\mu_{PG}(U_4) = \text{Trapezoidal}(500, 1000, 1500, 1500)$$

6.2.8 - Cálculo da largura de Pulso (PWM_1 , PWM_2 , PWM_3 , PWM_4)

Após os controladores difusos existe um bloco de pós-processamento (Figura 6.2) responsável por calcular a largura de pulso PWM a aplicar a cada motor. A equação 6.3 mostra esse processamento.

$$\begin{cases} PWM_{M1} = (U_1'' - U_3 - U_4) \\ PWM_{M2} = (U_1'' - U_2 + U_4) \\ PWM_{M3} = (U_1'' + U_3 - U_4) \\ PWM_{M4} = (U_1'' + U_2 + U_4) \end{cases} \quad (6.3)$$

6.2.9 - Ganhos dos controladores

Os ganhos dos controladores foram estimados utilizando a ferramenta *Simulink Design Optimization*. Partindo de determinados critérios de otimização como a sobre elevação, tempo de subida, sub elevação e tempo de estabelecimento a ferramenta estima os ganhos dos controladores que melhor satisfazem os critérios definidos.

A Tabela 6.5 mostra os ganhos dos controladores Difusos obtidos através da ferramenta:

Tabela 6.4 - Ganhos do controlador Difuso do Sistema

<i>Ganhos</i>	<i>Valor</i>
Ganho proporcional FLC_z	1
Ganho derivativo FLC_z	0.75
Ganho da saída do FLC_z	0.25
Ganho proporcional FLC_y	0.2
Ganho derivativo FLC_y	0.3
Ganho da saída do FLC_y	-1
Ganho proporcional FLC_x	0.2
Ganho derivativo FLC_x	0.3
Ganho da saída do FLC_x	1
Ganho proporcional FLC_{roll}	0.2
Ganho derivativo FLC_{roll}	0.25
Ganho da saída do FLC_{roll}	0.25
Ganho proporcional FLC_{pitch}	0.2
Ganho derivativo FLC_{pitch}	0.25
Ganho da saída do FLC_{pitch}	0.25
Ganho proporcional FLC_{yaw}	0.5
Ganho proporcional FLC_{yaw}	0.5
Ganho da saída do FLC_{yaw}	0.125

6.3 - Controladores lineares PD e PID

As técnicas de controlo clássico são regularmente utilizadas no controlo de diversos processos e sistemas devido às suas características:

- Estrutura de controlo simples.
- Boa performance em grande parte dos processos e sistemas.
- Mesmo não existindo um modelo específico do sistema o controlador pode ser ajustado.

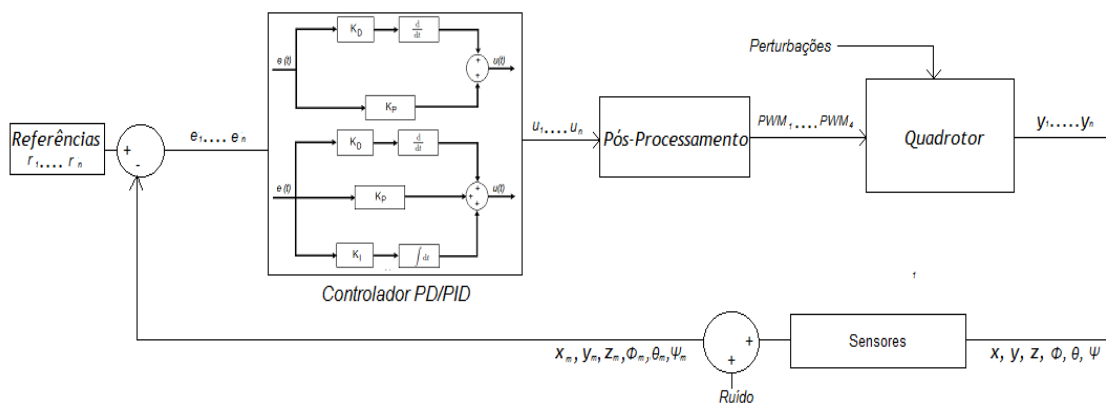


Figura 6.10 - Esquema de controlo do veículo utilizando técnicas lineares PD/PID

Devido às razões anteriores decidiu-se implementar dois tipos de estrutura de controlo *PD* e *PID* de modo a comparar com a estrutura de controlo difuso apresentada na secção 6.2. A estrutura dos controladores *PD* e *PID* estão representadas na Figura 6.10.

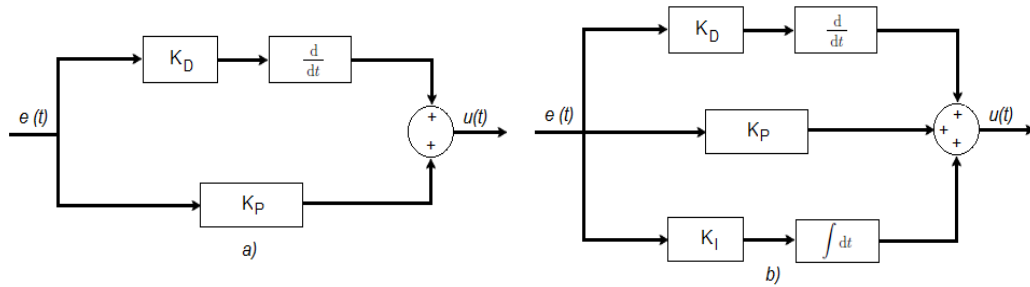


Figura 6.11 - a) Estrutura de controlo *PD*. b) Estrutura de controlo *PID* [34]

Estas estruturas de controlo *PD* e *PID* são representadas pelas equações 6.4 e 6.5 respectivamente, correspondendo $u(t)$ à saída dos controladores *PD* e *PID*, $e(t)$ ao erro, ou seja, a diferença entre o valor de referência $r(t)$ e o valor medido $y(t)$. As constantes K_P , K_D e K_I são os parâmetros dos controladores e são designadas por ganho proporcional, derivativo e integral respectivamente.

$$u(t) = K_P e(t) + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (6.4)$$

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (6.5)$$

O ganho K_P produz na saída $u(t)$ de ambos os controladores uma variação proporcional ao erro. Contribui para uma diminuição do tempo de resposta e um aumento da sobre elevação.

O ganho K_D produz uma variação na saída de acordo com a derivada do erro. Esta componente derivativa tem um efeito atenuador na sobre elevação e contribui para uma diminuição do tempo de estabelecimento.

O ganho K_I é responsável por uma variação na saída do controlador *PID* de acordo com o integral do erro. Esta componente integral produz um aumento da sobre elevação e do tempo de estabelecimento. Por sua vez contribui para a diminuição do erro em regime permanente, daí ser introduzida esta componente ao controlador *PD*. (*PD+I*)

No domínio de *Laplace* as expressões dos controladores *PD* e *PID* são representadas pelas equações 6.6 e 6.7, respectivamente.

$$u(s) = (K_P + sK_D)e(s) \quad (6.6)$$

$$u(s) = \left(K_P + \frac{K_I}{s} + sK_D\right)e(s) \quad (6.7)$$

A estrutura do controlador do sistema utilizando os métodos *PD* e *PID* está representada na Figura 6.12. Esta estrutura é constituída por seis controladores individuais, cada um responsável por controlar um grau de liberdade do veículo. A estrutura destes controladores individuais está representada na Figura 6.11.

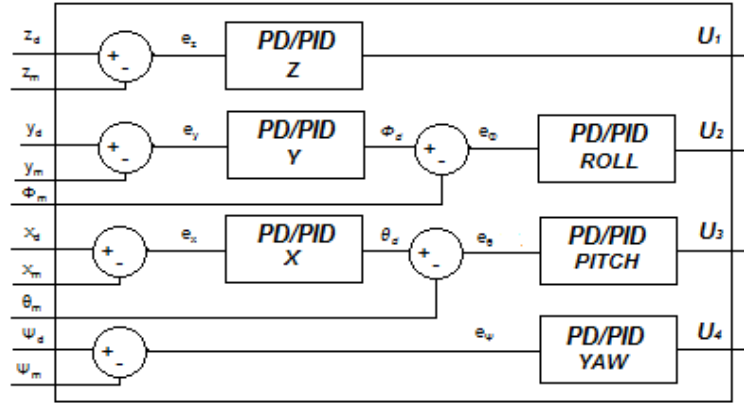


Figura 6.12 - Estrutura do controlador PD e PID do Sistema

6.3.1 - Controlador PD e PID de altitude (Z)

Este controlador é responsável pelo controlo da altitude (Z) do veículo e as equações dos controladores PD e PID estão representadas em 6.8 e 6.9.

$$U_{1PD} = u_z(t) = K_{pZ}(Z_d - Z_m) + K_{DZ} \frac{d(Z_d - Z_m)}{dt} \quad (6.8)$$

$$U_{1PID} = u_z(t) = K_{pZ}(Z_d - Z_m) + K_{IZ} \int (Z_d - Z_m) dt + K_{DZ} \frac{d(Z_d - Z_m)}{dt} \quad (6.9)$$

Como se observa nas equações 6.8 e 6.9, sendo o erro (m) nulo num determinado instante o controlador depende apenas da componente derivativa, no caso do controlador PD e no caso do controlador PID da componente derivativa e da componente integral. O peso destas duas últimas componentes no controlador não seria suficiente para produzir na saída um valor de força capaz de compensar a acção da gravidade no veículo, pois teriam de possuir ganhos elevados. Desta forma e para evitar que a saída do controlador tenha variações elevadas, o que se traduz numa maior instabilidade, e num aumento das vibrações ao longo da estrutura, devido às variações longas do ponto de funcionamento dos motores.

De modo a compensar o efeito da gravidade adicionou-se ao controlador um valor constante de força $P=mg$ (N) ou $P=mg/(\cos \phi \cos \theta)$ (N). Reescrevendo as equações 6.8 e 6.9 do controlador obtêm-se:

$$U_{1PD} = u_z(t) = K_{pZ}(Z_d - Z_m) + K_{DZ} \frac{d(Z_d - Z_m)}{dt} + P \quad (6.10)$$

$$U_{1PID} = u_z(t) = K_{pZ}(Z_d - Z_m) + K_{IZ} \int (Z_d - Z_m) dt + K_{DZ} \frac{d(Z_d - Z_m)}{dt} + P \quad (6.11)$$

A Figura 6.14 ilustra a estrutura dos controladores PD e PID de altitude.

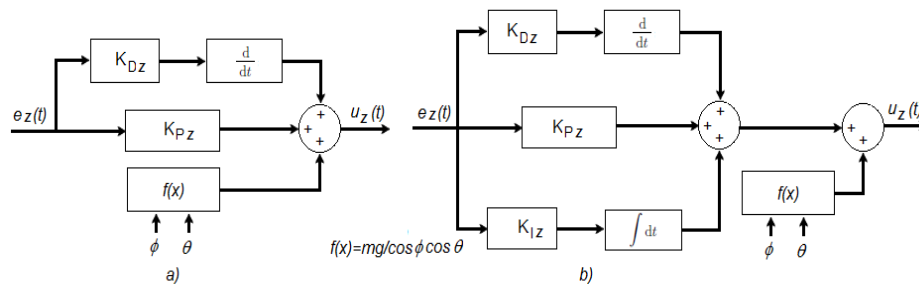


Figura 6.13 - Topologia dos controladores PD e PID de altitude

O resultado $u_z(t)$ de ambos os controladores é uma força (N) necessária para anular o erro de altitude á entrada. Contudo o controlador do motor só recebe sinais de PWM, logo o sinal na saída do controlador de altitude deve ser convertido numa largura de pulso de acordo com a tabela X no Anexo A.

$$U_1'' = \text{tabela} [0.25U_{ZPD/PID}] \quad (6.12)$$

6.3.2 - Controlador PD e PID da posição Y e X

Os controladores de posição X e Y são responsáveis pelo controlo da posição do veículo no plano XY. Estes controladores não actuam directamente nos motores, ou seja, não calculam um valor de força (N) ou largura de pulso (us). O valor na saída dos controladores X e Y são, respectivamente, os valores de referência para os controladores dos ângulos θ_{Xd} e ϕ_{Yd} .

$$\phi_{YdPD}(t) = K_{PY}(Y_d - Y_m) + K_{DY} \frac{d(Y_d - Y_m)}{dt} \quad (6.13)$$

$$\phi_{YdPID}(t) = K_{PY}(Y_d - Y_m) + K_{IY} \int (Y_d - Y_m)dt + K_{DY} \frac{d(Y_d - Y_m)}{dt} \quad (6.14)$$

$$\theta_{XdPD}(t) = K_{PX}(X_d - X_m) + K_{DX} \frac{d(X_d - X_m)}{dt} \quad (6.15)$$

$$\theta_{XdPID}(t) = K_{PX}(X_d - X_m) + K_{IX} \int (X_d - X_m)dt + K_{DX} \frac{d(X_d - X_m)}{dt} \quad (6.16)$$

O valor dos ângulos θ_{Xd} e ϕ_{Yd} à saída dos controladores Y e X respectivamente, deverão ser limitados, pois existem limitações físicas, tais como a força máxima produzida pelo conjunto dos quatro motores e propulsores. De acordo com a *Tabela 3.3* do *Capítulo 3* esta força máxima tem um valor de aproximadamente $18.6N$. Considerando que a massa do veículo é de $1Kg$, será necessária uma força de $9.8N$ para compensar o efeito da gravidade no veículo com os ângulos $\Phi=\theta=0rad$. Efectuando os cálculos, obteve-se um valor máximo aproximado, para ambos os ângulos, de $|0.75| rad$. De modo a permitir variações na massa do veículo e evitar que os motores estejam a funcionar nos seus pontos de funcionamento máximos limitaram-se os ângulos Φ e θ a $|0.5| rad$.

A *Figura 6.14* ilustra a estrutura dos controladores PD e PID das posições X e Y.

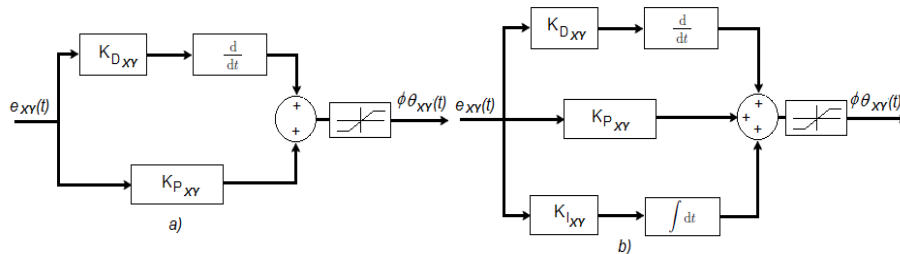


Figura 6.14 - Topologia dos controladores PD e PID da posição X e Y

6.3.3 - Controlador PD e PID do ângulo Φ e θ

Estes controladores são responsáveis pelo controlo de estabilidade do veículo e na saída de cada controlador surge uma variação na largura de pulso (us) de acordo com o erro (rad).

$$U_{2PD} = u_{\phi}(t) = K_{P\phi}(\phi_d - \phi_m) + K_{D\phi} \frac{d(\phi_d - \phi_m)}{dt} \quad (6.17)$$

$$U_{2PID} = u_{\phi}(t) = K_{P\phi}(\phi_d - \phi_m) + K_{I\phi} \int (\phi_d - \phi_m) dt + K_{D\phi} \frac{d(\phi_d - \phi_m)}{dt} \quad (6.18)$$

$$U_{3PD} = u_{\theta}(t) = K_{P\theta}(\theta_d - \theta_m) + K_{D\theta} \frac{d(\theta_d - \theta_m)}{dt} \quad (6.19)$$

$$U_{3PID} = u_{\theta}(t) = K_{P\theta}(\theta_d - \theta_m) + K_{I\theta} \int (\theta_d - \theta_m) dt + K_{D\theta} \frac{d(\theta_d - \theta_m)}{dt} \quad (6.20)$$

6.3.4 - Controlador PD e PID do ângulo ψ

Este controlador é responsável pelo controlo da rotação do veículo segundo o eixo Z e na saída do controlador surge uma variação na largura de pulso (us) de acordo com o erro (rad). O controlo deste ângulo tem como objectivo ajustar o referencial do veículo com o referencial do espaço em que este se situa no voo autónomo. Considera-se que os eixos X e Y do veículo coincidem com os eixos terrestres quando o ângulo ψ tem um valor 0 rad .

$$U_4 = u_{\psi}(t) = K_{P\psi}(\psi_d - \psi_m) + K_{D\psi} \frac{d(\psi_d - \psi_m)}{dt} \quad (6.21)$$

$$U_4 = u_{\psi}(t) = K_{P\psi}(\psi_d - \psi_m) + K_{I\psi} \int (\psi_d - \psi_m) dt + K_{D\psi} \frac{d(\psi_d - \psi_m)}{dt} \quad (6.22)$$

De acordo com as equações do sistema obtidas no *Capítulo 3* verifica-se que estas são do tipo *MISO*, ou seja, cada grau de liberdade do sistema depende de diversas entradas o que dificulta o processo de cálculo dos ganhos e o ajuste dos diversos controladores PD e PID

Deste modo utilizou-se de novo ferramenta de cálculo *Simulink Design Optimization*. Partindo de critérios de optimização como a sobre elevação, tempo de subida, sub elevação e tempo de estabelecimento a ferramenta estima os valores para os ganhos dos controladores que satisfazem os critérios definidos.

A *Tabela 6.5* mostra os ganhos dos controladores PD e PID obtidos através da ferramenta:

Tabela 6.5 - Ganhos dos controladores PD e PID

Ganhos dos Controladores	Valor	
	PD	PID
Ganho proporcional K_{PZ}	10	10
Ganho derivativo K_{DZ}	20	20
Ganho integral K_{IZ}	0	0.75
Ganho da saída K_{UZ}	0.25	0.25
Ganho proporcional K_{PY}	0.2	0.16
Ganho derivativo K_{DY}	0.25	0.26
Ganho integral K_{IY}	0	0.005
Ganho da saída K_{UY}	-1	-1
Ganho proporcional K_{PX}	0.2	0.16

Ganho derivativo K_{DX}	0.25	0.26
Ganho integral K_{IX}	0	0.00075
Ganho da saída K_{UX}	1	1
Ganho proporcional $K_{P\phi}$	10	10
Ganho derivativo $K_{D\phi}$	30	30
Ganho integral $K_{I\phi}$	0	1
Ganho da saída $K_{U\phi}$	0.25	0.25
Ganho proporcional $K_{P\theta}$	10	10
Ganho derivativo $K_{D\theta}$	30	30
Ganho integral $K_{I\theta}$	0	1
Ganho da saída $K_{U\theta}$	0.25	0.25
Ganho proporcional $K_{P\psi}$	50	40
Ganho derivativo $K_{D\psi}$	50	40
Ganho integral $K_{I\psi}$	0	2
Ganho da saída $K_{U\psi}$	0.125	0.125

6.4 - Gestão de energia

A gestão de energia é um aspecto de controlo importante, pois em veículos deste tipo, com materiais de custo elevado, é importante proteger o equipamento. As razões são:

- Evitar que o veículo fique sem energia em pleno voo, caindo assim em queda livre para a atmosfera terrestre danificando-o.
- Evitar que o equipamento se perca durante o voo, não respondendo aos comandos que lhe são enviados, ou que simplesmente não indique em que posição se encontre.
- Evitar que as baterias utilizadas tenham níveis de descarga abaixo das indicações de fabrico, evitando assim que se danifiquem e aumentando o seu tempo de vida.

A bateria utilizada é de tecnologia de polímero de lítio, logo existem níveis máximos e mínimos de tensão nas células da mesma. O algoritmo implementado tinha como objectivo evitar que as baterias atingissem níveis de descarga inferiores a 10% e que as tensões por célula descessem abaixo dos 3V. O algoritmo apresentado é o seguinte:

Algoritmo:

A partir dos dados de posição e do estado de carga da bateria é possível:

- Cálculo da distância à base: $Dist_{BASE} = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}$;
- Cálculo da distância percorrida: $Dist_{Percorrida} = \sqrt{X_{Percorrida}^2 + Y_{Percorrida}^2 + Z_{Percorrida}^2}$;
- Cálculo da diferença do estado de carga: $\Delta SOC = SOC_{inicial} - SOC_{actual}$;

Verificar se a energia actual é suficiente para voltar à base mantendo a bateria com uma carga superior a 10% e se as tensões em cada célula da bateria são superiores a 3V.

Se $\left\{ \left[\left(\frac{\Delta SOC}{Dist_{Percorrida}} Dist_{BASE} \right) + 10 \right] < SOC_{Actual} \right\} \text{ or } \{V_{Cel1} < 3\} \text{ or } \{V_{Cel2} < 3\} \text{ or } \{V_{Cel3} < 3\}$ Então

- $X_d = Y_d = Z_d = 0$; (Volta à base)

Caso contrário mantém a trajectória:

- $X_d = X_d$;
- $Y_d = Y_d$;
- $Z_d = Z_d$;

Fim

6.5 - Conclusão

Os controladores implementados neste capítulo foram ajustados a partir da ferramenta de optimização do *Matlab/Simulink*, pois as equações do sistema são do tipo MISO revelando-se complexo o cálculo dos parâmetros, de modo a satisfazer as condições desejadas de sobre elevação, tempo de estabelecimento e sub elevação.

Os controladores difusos implementados utilizam cinco funções de pertença para descrever as entradas e saídas, o que pode representar pouca resolução na saída. O ideal seria um aumento das funções de pertença e do número de entradas de modo a tornar os controladores difusos mais robustos, contudo este aumento significa uma implementação mais complexa e maior necessidade de poder computacional.

Capítulo 7

Simulação do Sistema

A simulação do veículo foi um dos passos importantes na dissertação, pois, além de permitir validar o modelo obtido, permite verificar se as estruturas de controlo do sistema funcionam nas diversas condições.

Neste capítulo a secção 7.1 descreve o simulador e alguns dos blocos constituintes, fazendo referência à estrutura interna dos blocos, das suas funções e quais as entradas e saídas dos mesmos.

A secção 7.2 apresenta os resultados da simulação do modelo em condições ideais, ou seja, sem a presença de ruído e sem limitação da frequência de controlo. Foram realizadas simulações com e sem perturbações na atitude e na posição.

A secção 7.3 apresenta os resultados da simulação do modelo com a introdução de ruídos e frequência de controlo limitada a 100Hz . Foram realizadas simulações com e sem a presença de perturbações na atitude e na posição e também na massa do veículo.

Na secção 7.4 resume-se as conclusões retiradas acerca do sistema e das três topologias de controlo utilizadas controlo *Difuso PD*, *PD* e *PID*

7.1 - Simulador

O Simulador do sistema desenvolvido foi implementado em ambiente *Matlab/Simulink*. A *Figura 7.1* representa o esquema de simulação, os diversos blocos desenvolvidos e as interligações entre os mesmos.

O bloco *Trajectória* define qual a referência que o veículo deve seguir durante o voo e também se faz a gestão de energia do mesmo podendo alterar a sua trajectória de acordo com o estado de carga da bateria. A trajectória é predefinida pelo utilizador, não existindo qualquer alteração durante a simulação por parte do mesmo. Este bloco tem como entradas a posição do veículo $[X, Y, Z]$ e o estado de carga da bateria $[SOC]$ e como saídas a trajectória $[X_d, Y_d, Z_d, YAW_d]$ e o comando para desligar os motores do veículo $[STOP]$.

O bloco *Controlo de estabilidade e posição* é responsável pelo controlo da estabilidade e posição do veículo durante o voo através das técnicas de controlo referenciadas no *Capítulo 6*. Este bloco tem como entradas as medições $[X, Y, Z, ROLL, PITCH, YAW]$ e as referências

provenientes do bloco trajectória $[X_d, Y_d, Z_d, YAW_d]$ e as suas saídas são os sinais de controlo para os motores $[U_1, PWM_2, PWM_3, PWM_4]$.

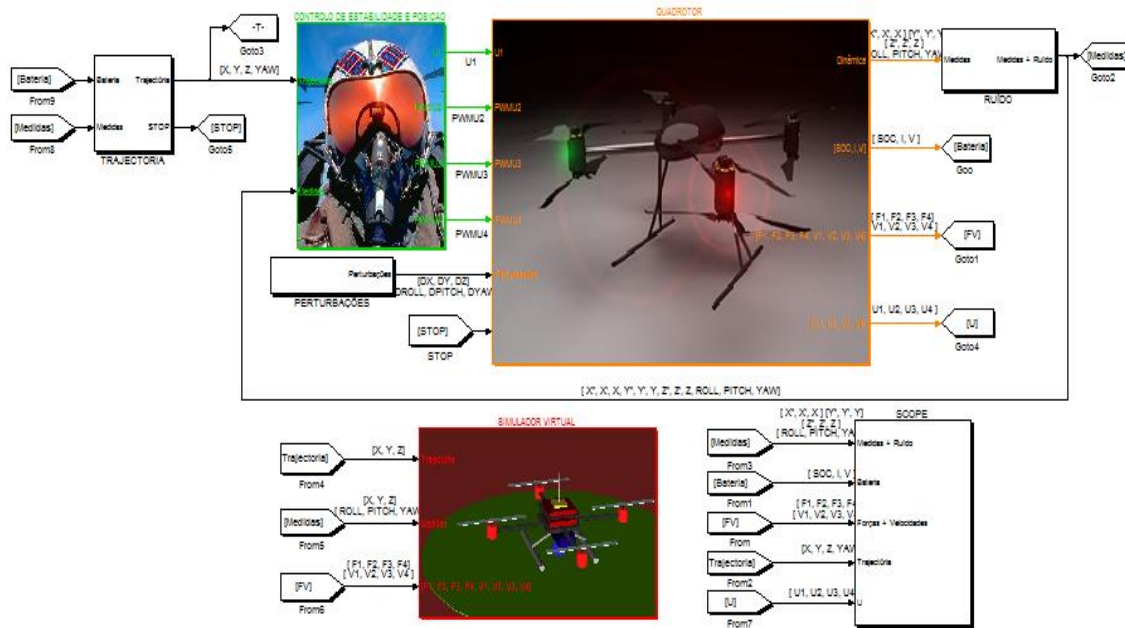


Figura 7.1 - Simulador do sistema desenvolvido em Matlab/Simulink³⁰

O bloco *Quadrotor* contém toda a dinâmica do veículo, dos motores, dos propulsores e da bateria do veículo. Este bloco contém as equações que descrevem o modelo dinâmico do veículo retiradas do *Capítulo 3* da *secção 3.2*, os modelos dinâmicos dos motores e propulsores retirados da *secção 3.3* e os parâmetros físicos do veículo e dos motores que foram calculados $[m, l, I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}, J_T, \tau_m, K_T, K_M, K_{TM}]$. Este bloco contém como entradas as sinais de controlo provenientes do controlador $[U_1, PWM_2, PWM_3, PWM_4]$ e as perturbações devido à acção do vento e forças exteriores que perturbam a posição e atitude respectivamente. As saídas provenientes deste bloco são a dinâmica do veículo $[X'', X', X, Y'', Y', Y, Z'', Z', Z, ROLL, PITCH, YAW]$, a dinâmica da bateria $[SOC, I, V]$ e a dinâmica dos motores $[F_1, F_2, F_3, F_4, V_1, V_2, V_3, V_4]$.

O bloco *Ruído* introduz ruído nas medidas de posição e atitude a fim de aproximar o modelo da realidade. O bloco *Perturbações* é responsável pela introdução de perturbações no movimento e estabilidade do veículo a fim de simular as perturbações devido ao vento ou a forças externas.

O bloco *Scope* tem como função exportar todas as variáveis da simulação para o ambiente de trabalho a fim de serem utilizadas em gráficos 2D e 3D. Ainda neste bloco é possível ver a evolução das variáveis em gráficos 2D. Este bloco tem as seguintes entradas: $[X_d, Y_d, Z_d, YAW_d]$, $[X'', X', X, Y'', Y', Y, Z'', Z', Z, ROLL, PITCH, YAW]$, $[F_1, F_2, F_3, F_4, V_1, V_2, V_3, V_4]$, $[U_1, U_2, U_3, U_4]$ e $[SOC, I, V]$.

O bloco *Simulador Virtual* liga esta simulação, e todas as equações, a uma realidade gráfica desenvolvida em Matlab/Simulink através da biblioteca VRSINK. Este bloco tem como entradas a trajectória desejada para o veículo $[X_d, Y_d, Z_d, YAW_d]$, a posição do veículo e atitude medidas $[X, Y, Z, ROLL, PITCH, YAW]$ e a velocidade dos motores medidas $[V_1, V_2, V_3,$

³⁰ O anexo B contém a estrutura interna dos blocos do simulador

V₄]. Na *Figura 7.2* é possível observar algumas imagens relativas ao *Simulador Virtual* desenvolvido.

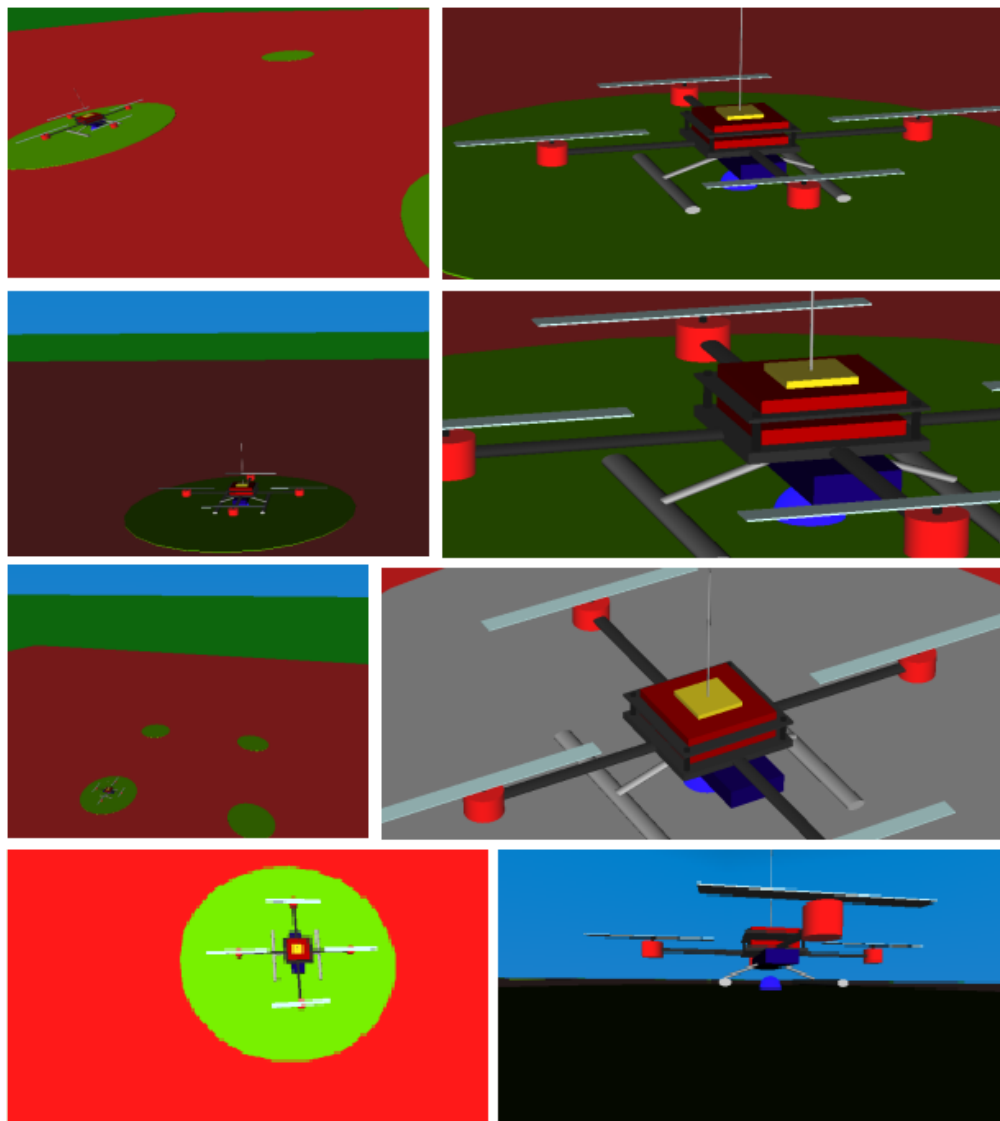


Figura 7.2 - Imagens do *Simulador Virtual* desenvolvido em *VRSINK*

7.2 - Simulação ideal

Nesta simulação considera-se que não existe qualquer tipo de perturbação devido aos ruídos e que os motores são ideais, ou seja, tempo de resposta nulo. Utilizaram-se duas técnicas de controlo, de modo a comparar as respectivas respostas do controlador baseado em *Lógica Difusa* com o controlador linear *Proporcional-Derivativo (PD)*. Ambas as técnicas foram executadas a uma frequência de 100Hz. Os parâmetros físicos do veículo foram: $I_{xx}=0.004$; $I_{yy}=0.004$; $I_{zz}=0.008$; $m=1\text{Kg}$; $J_T=7.33 \times 10^{-5}$; $l=0.21\text{m}$; $\tau=0$.

7.2.1 - Teste 1: Resposta do sistema ao degrau

Neste teste observa-se nas *Figuras 7.3* e *7.4* a resposta do controlador de altitude (Z) e de atitude a um degrau que surge em $t=5\text{s}$. Inicialmente o sistema encontrava-se no estado $Z=0$,

$\Phi=0^\circ, \theta=0^\circ$ e $\psi=0^\circ$. O estado final desejado seria, $Z=4m$, $\Phi=10^\circ$, $\theta=20^\circ$ e $\psi=20^\circ$. Não existiram perturbações externas.

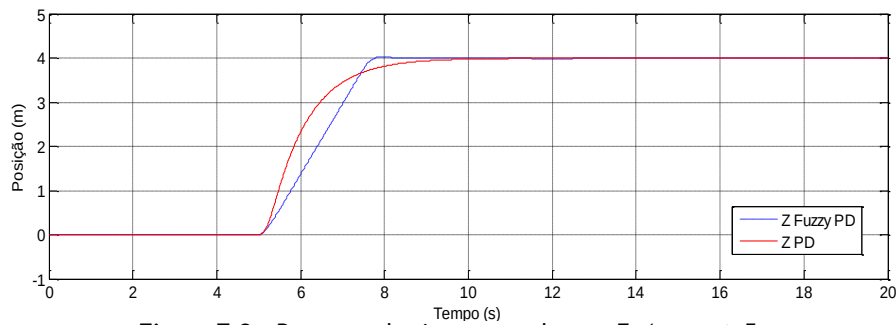


Figura 7.3 - Resposta do sistema ao degrau $Z=4m$ em $t=5s$

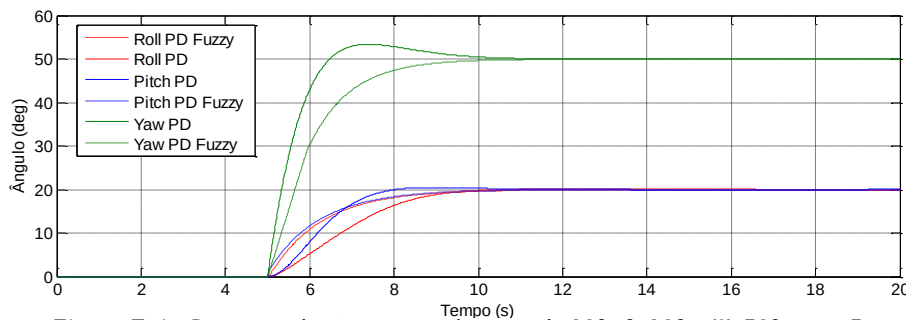


Figura 7.4 - Resposta do sistema ao degrau, $\Phi=20^\circ$, $\theta=20^\circ$ e $\psi=50^\circ$ em $t=5s$

Nesta simulação observa-se que o controlador difuso de altitude tem uma resposta mais rápida que o controlador PD . Por sua vez os controladores difusos de estabilidade possuem respostas semelhantes aos controladores PD . As respostas de ambos os controladores podem ser influenciadas alterando os ganhos dos mesmos.

7.2.2 - Teste 2: Resposta do sistema ao degrau com perturbações externas na atitude e na posição

Neste teste simula-se a resposta do controlador de altitude (Z) e de atitude a um degrau que surge no instante $t=5s$ estando o sistema inicialmente no estado $Z=0$, $\Phi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$ e $\psi=0^\circ$. O estado final desejado é $Z=4m$, $\Phi=10^\circ$, $\theta=20^\circ$ e $\psi=20^\circ$.

O sistema foi sujeito a perturbações na estabilidade em forma de degrau com uma amplitude de 40° nos ângulos Φ e θ em $t=10s$ e no ângulo ψ em $t=0s$.

As Figuras 7.5, 7.6 e 7.7 analisam o efeito das perturbações no sistema na posição e na atitude.

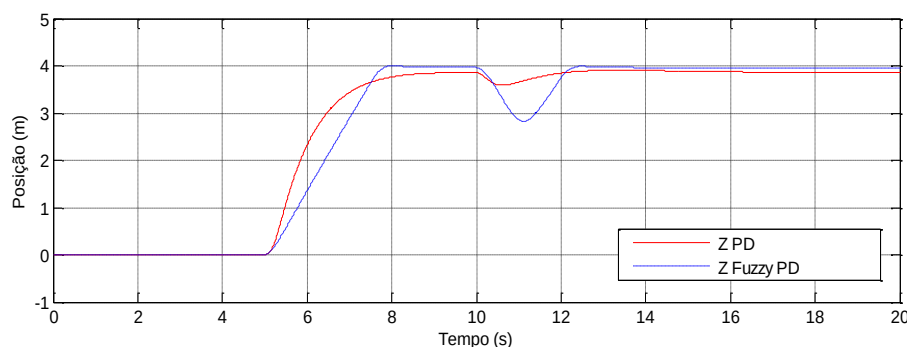


Figura 7.5.-. Resposta do sistema ao degrau $Z=4m$ em $t=5s$

Verifica-se na *Figura 7.5* que as perturbações nos ângulos Φ e θ conduziram a uma perturbação na altitude no instante $t=10s$, o que valida o modelo do sistema para a posição Z , pois, de acordo com as equações dinâmicas, obtidas no *Capítulo 3*, a altitude é influenciada por estes ângulos.

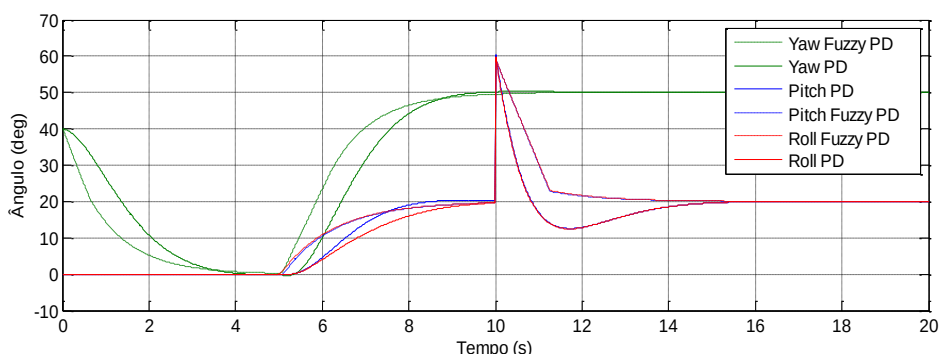


Figura 7.6 - Resposta do sistema ao degrau $\Phi=20^\circ$, $\theta=20^\circ$ e $\psi=50^\circ$ em $t=5s$ com perturbação externa em forma de degrau (40°) a partir do instante $t=10s$ para os ângulos Φ e θ e a partir do instante $t=0s$ para o ângulo ψ

No *Figura 7.6* verifica-se que os controladores dos ângulos Φ , θ e ψ apresentam respostas relativamente rápidas ($<6s$) às perturbações externas. Observa-se que a resposta do controlador difuso é mais suave e tende mais rapidamente para o valor desejado.

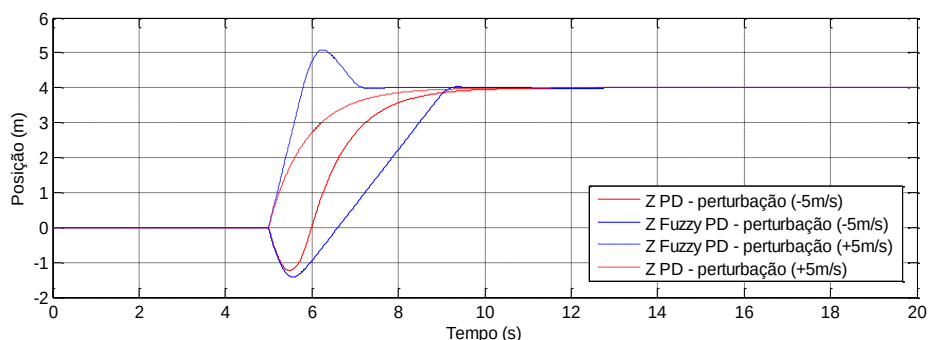


Figura 7.7 - Resposta do sistema ao degrau $Z=4$ no instante $t=5s$ com uma perturbação externa (perturbação na velocidade do veículo no eixo Z em $-5m/s$ e $+5m/s$)

Verifica-se que uma perturbação de $-5m/s$ no instante $t=5s$ torna a resposta do sistema mais lenta, aumentando o tempo de estabelecimento e existindo uma sub elevação negativa superior a 25% em ambos os controladores. Na perturbação de $+5m/s$ no instante $t=5s$ o controlador Difuso apresentou uma sobre elevação não acontecendo o mesmo com o controlador *PD*.

7.2.3 - Teste 3: Controlo de atitude e posição

No *Teste 3* e ao contrário dos testes anteriores os controladores da posição X e Y já estão activos, sendo estes os responsáveis por calcular os ângulos de referência Φ_d e θ_d . Nesta simulação foi feita a comparação da resposta do sistema para ambas as técnicas com e sem perturbações. Estas foram introduzidas no instante $t=20s$ para a posição Z , no instante $t=10s$ para as posições X e Y e possuem um valor de $+5m/s$.

Nas Figuras 7.8 até 7.14 é possível observar as respostas do sistema ideal para as diferentes referências de posição e a sua atitude. Nestas figuras observa-se a trajectória do

veículo e o seu comportamento com e sem perturbações. Estas figuras servirão para validar o modelo do sistema.

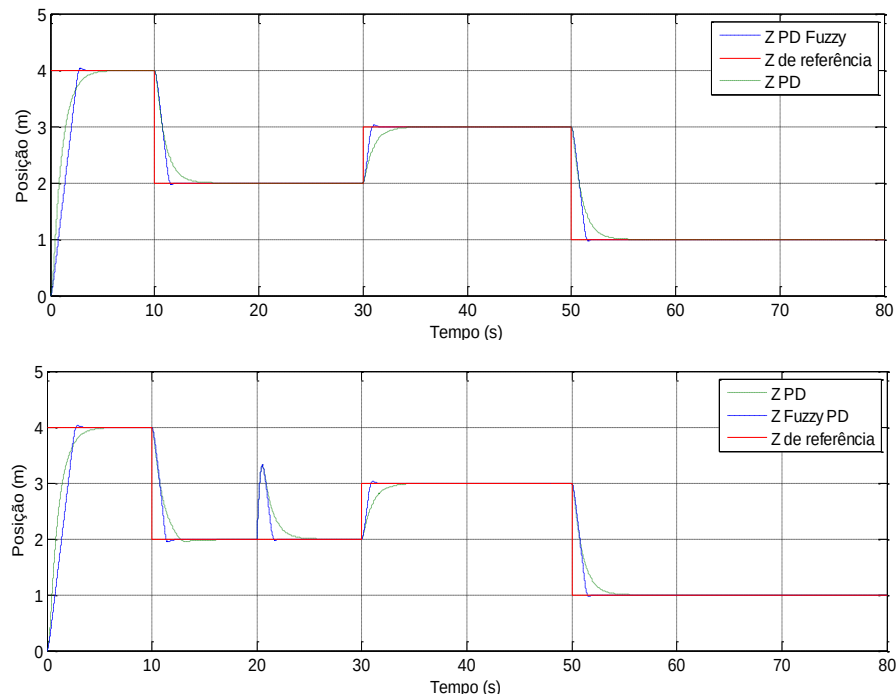


Figura 7.8 - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição Z sem e com perturbações

Na *Figura 7.8* verifica-se que as duas técnicas de controlo de altitude apresentam uma resposta rápida, sendo o controlador Difuso um pouco mais rápido a tender para a posição desejada. Quanto à resposta à perturbação ambos os controladores respondem anulando-a sendo o controlador Difuso mais rápido.

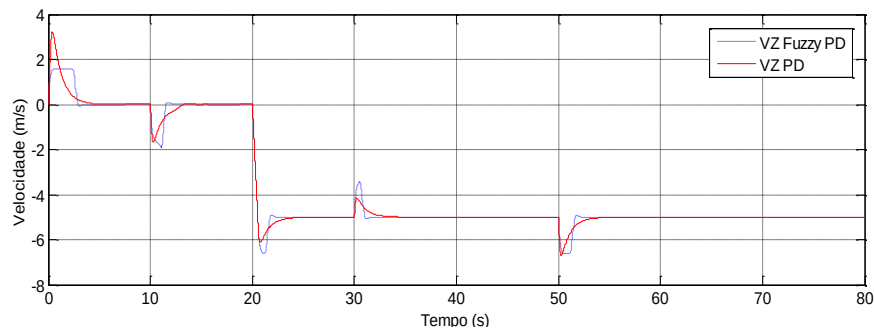


Figura 7.9 - Resposta em velocidade do sistema no eixo Z com perturbação no instante $t=20s$

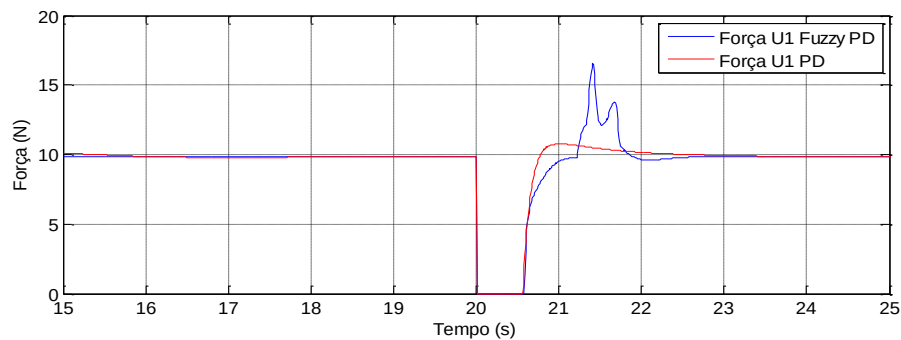


Figura 7.10.-. Resposta do somatório das forças produzidas pelos quatro motores no instante da perturbação

Na *Figura 7.10* observa-se que ao surgir a perturbação $+5\text{m/s}$ em $t=20\text{s}$ o sistema compensa esta aceleração positiva impondo uma força produzida pelos motores igual a 0N .

Por outro lado verifica-se na *Figura 7.9* que o sistema anula este aumento de velocidade provocado pelas forças externas impondo uma velocidade negativa de -5m/s . Outro aspecto importante dessa figura é o facto do controlador difuso imprimir mais velocidade nas respostas ao degrau e à perturbação justificando assim a sua resposta mais rápida.

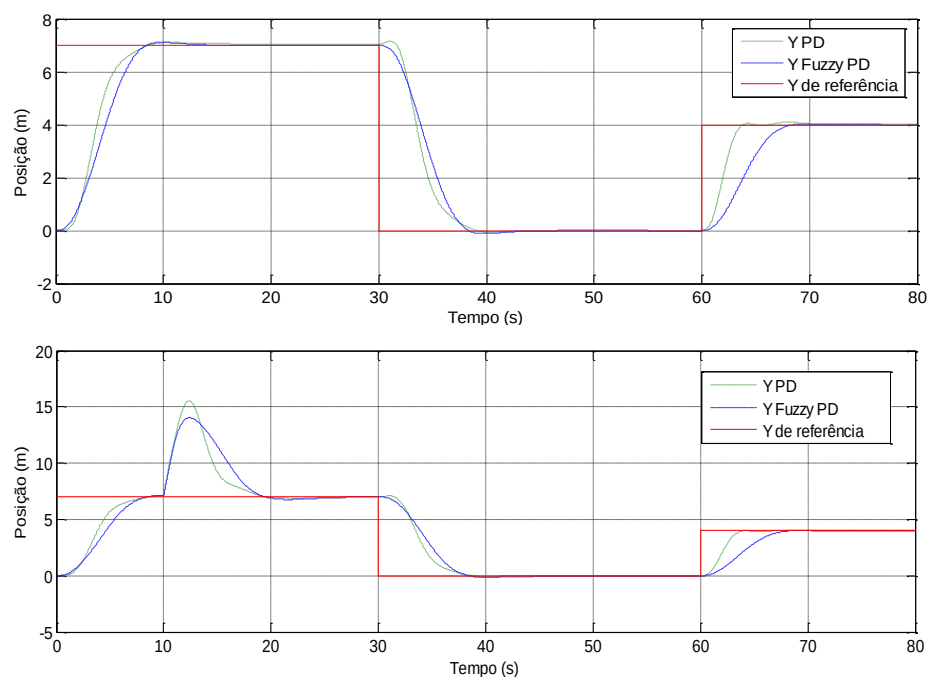


Figura 7.11 - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição Y com e sem perturbações

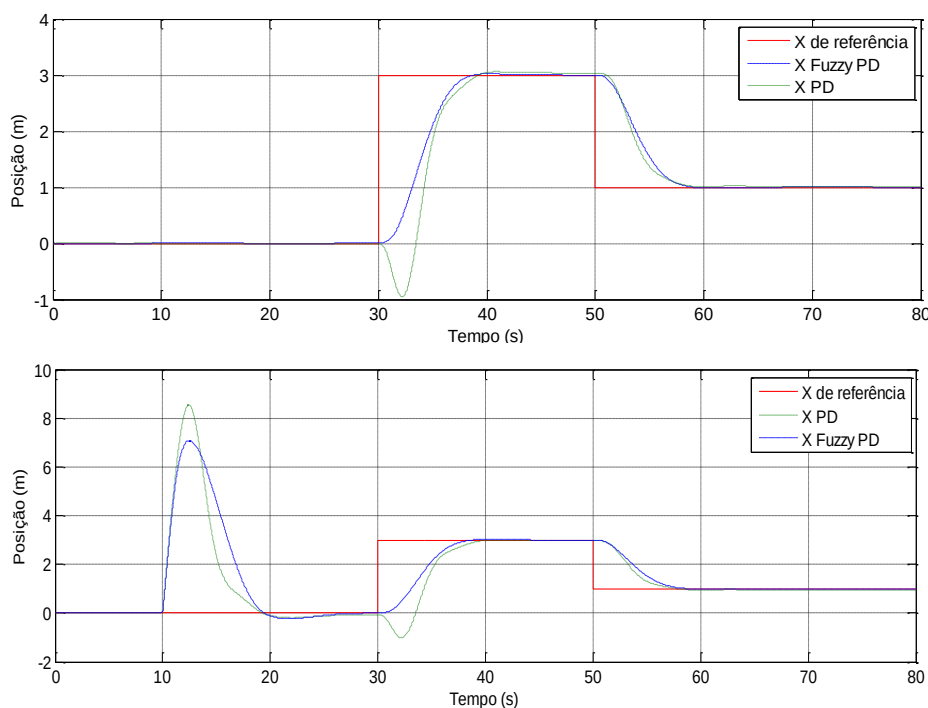


Figura 7.12. - Resposta do sistema a uma trajectória de referência da posição X com e sem perturbações

Nas Figuras 7.11 e 7.12 a perturbação $+5\text{m/s}$ no instante $t=10\text{s}$, provoca uma aceleração do sistema nas posições X e Y superior ao que acontece na Figura 7.10, isto porque no caso da posição Z a actuação da aceleração da gravidade diminui o efeito da perturbação da velocidade no sentido positivo, pois as forças resultantes estão em sentidos contrários.

Os controladores respondem anulando a perturbação num intervalo de tempo igual a 10s revelando ambos bons resultados.

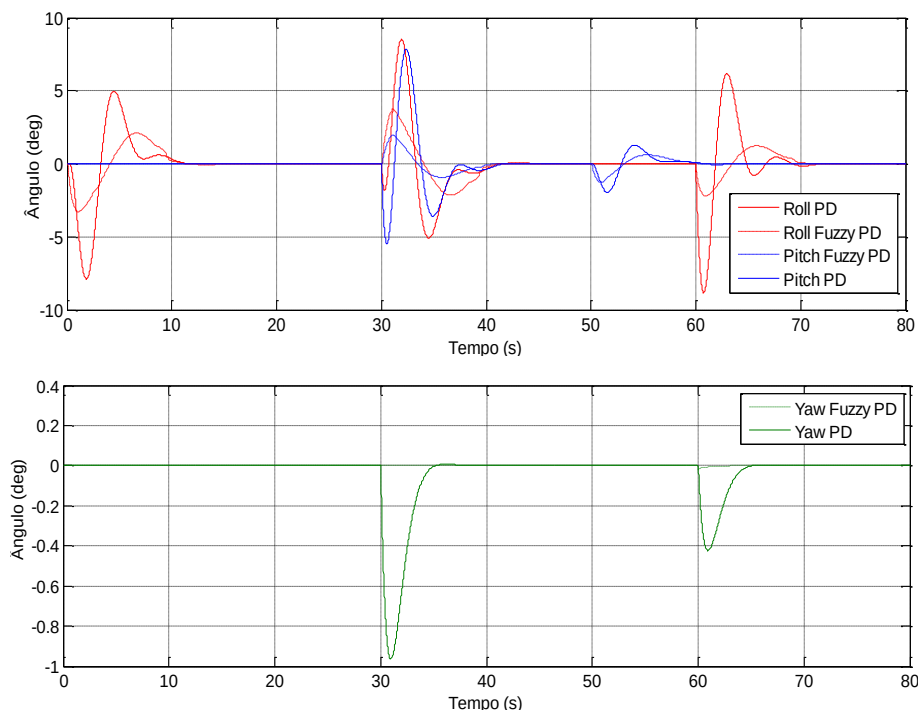


Figura 7.13 - Resposta do sistema para a atitude de acordo com a trajectória sem perturbações

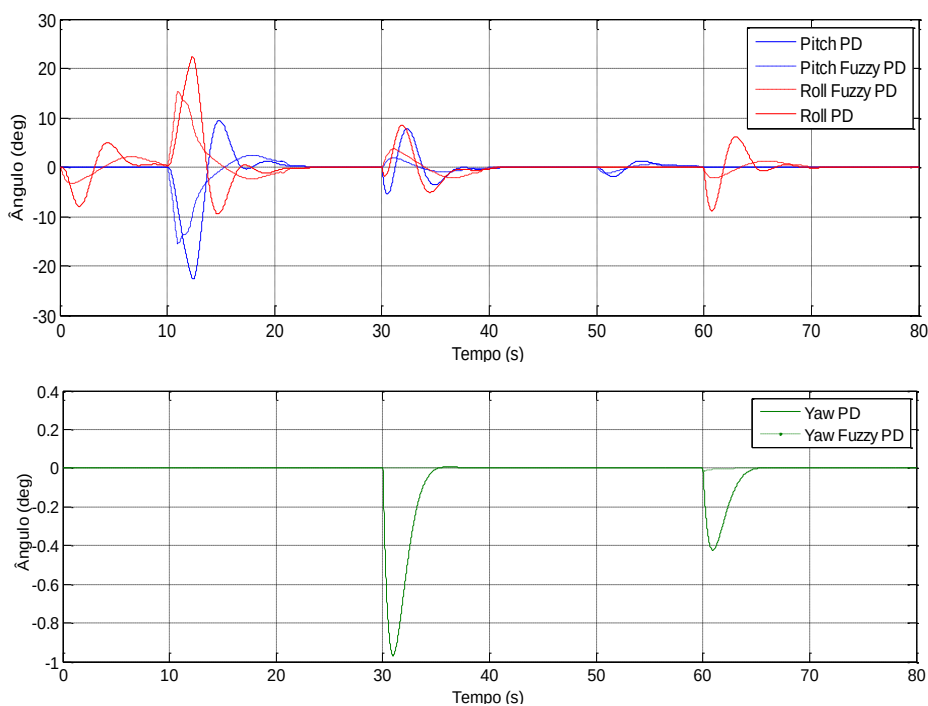


Figura 7.14 - Resposta do sistema para a atitude de acordo com a trajectória com perturbações

Observa-se nas Figuras 7.13 e 7.14 que no instante $t=10s$ a resposta do sistema foi diferente para os ângulos Φ e θ . Numa situação normal o controlador da posição X responderia com um ângulo θ de referência positivo e o controlador da posição Y responderia com um ângulo Φ negativo, contudo devido à perturbação que surgiu nesse instante, ou seja, com um aumento da velocidade do veículo de $+5m/s$ nos eixos X e Y , os controladores respondem com ângulos contrários compensando o aumento de velocidade e cumprindo com o objectivo de convergência para a trajectória desejada.

Os controladores das posições X e Y compensaram as perturbações no instante $t=10s$, contudo os controladores difusos geram referências mais pequenas para os controladores dos ângulos Φ e θ que os controladores PD .

O controlo do ângulo Ψ foi eficiente com as ambas as técnicas, mantendo o ângulo com 0° apesar das perturbações existentes na posição. De reparar que quando surge uma mudança da posição X e Y simultaneamente o ângulo Ψ sofre uma maior perturbação, tendo o controlador difuso uma resposta mais rápida anulando a perturbação rapidamente.

7.3 - Simulação Final

Na simulação final considera-se que as medidas que entram nos controladores possuíam ruídos e que os tempos de resposta dos motores eram diferentes de zero. A existência de ruído nas medidas deve-se à sensibilidade dos sensores às vibrações e aos efeitos electromagnéticos, daí a introdução do ruído de modo a tornar a simulação mais realista. O ruído utilizado na simulação final tem uma distribuição uniforme com os seguintes valores, $R_x=2cm$, $R_y=2cm$, $R_z=3cm$, $R_\phi=1.5^\circ$, $R_\theta=1.5^\circ$ e $R_\psi=1.5^\circ$ com uma frequência de $100Hz$.

Os parâmetros físicos do veículo foram: $I_{xx}=0.004$; $I_{yy}=0.004$; $I_{zz}=0.008$; $m=1Kg$; $J_T=7.33 \times 10^{-5}$; $l=0.21m$; $\tau=0.136$.

7.3.1 - Teste 1: Controlo de posição e atitude com e sem perturbações externas.

Neste teste simula-se a resposta do sistema para uma trajectória de referência com e sem perturbações. No caso da existência de perturbações, estas surgiram no instante $t=20s$ para a posição Z ($+2m/s$) e para os ângulos Φ e θ ($+20^\circ$). No instante $t=10s$ surgiram as perturbações na posição X e Y ($+2m/s$) e em $t=0s$ no ângulo Ψ ($+20^\circ$).

Nas Figuras 7.15 até 7.22 é possível observar as respostas do sistema para as diferentes referências de posição. Nestas figuras observa-se a trajectória do veículo e o seu comportamento com e sem perturbações.

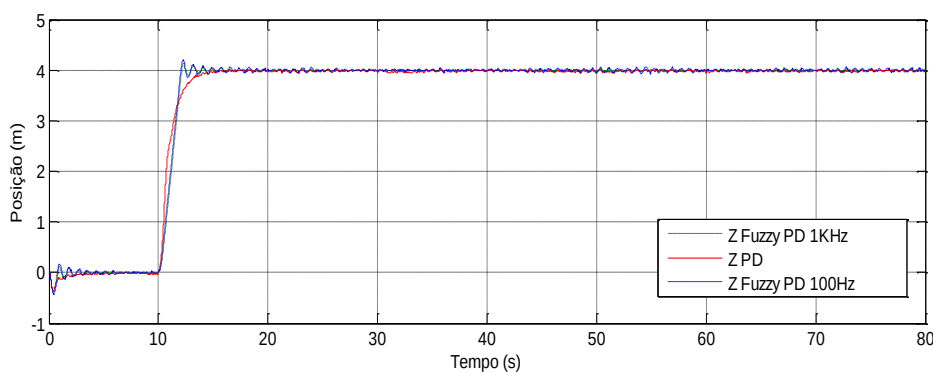


Figura 7.15 - Resposta do sistema final para a posição Z sem perturbações

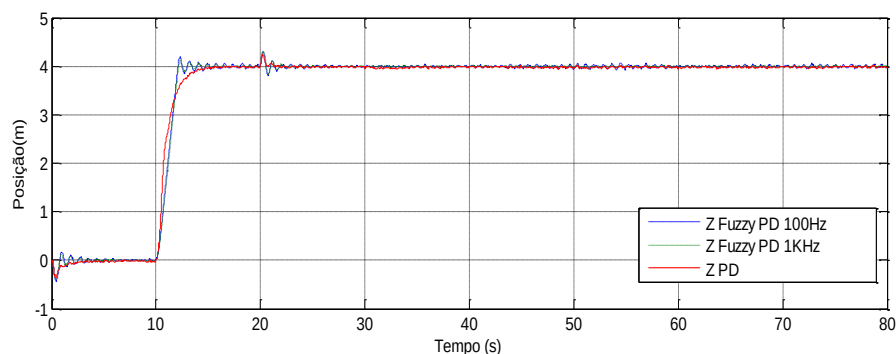


Figura 7.16 - Resposta do sistema final para a posição Z com perturbações

Na *Figura 7.15* e *7.16* observa-se que ambos os controladores possuem um tempo de resposta ao degrau aproximadamente igual e que ambos respondem à perturbação +2ms da mesma forma.

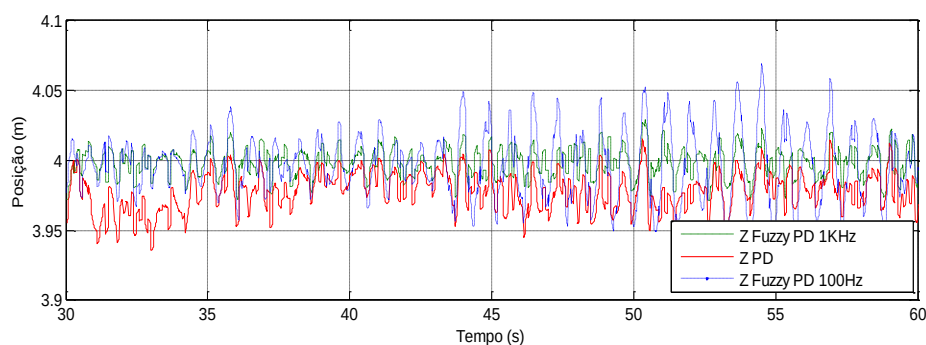


Figura 7.17 - Zoom da *Figura 7.15*

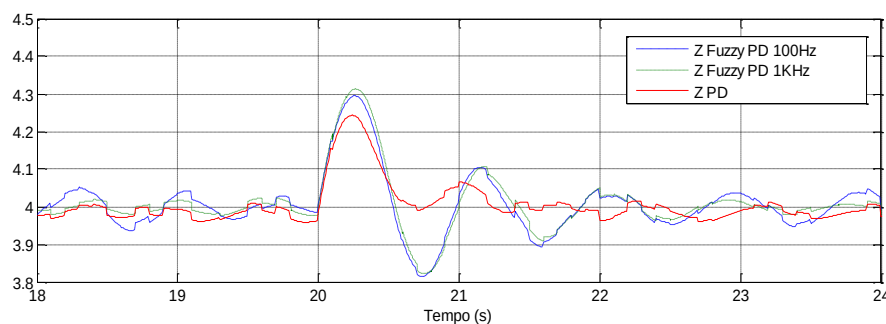


Figura 7.18 - Zoom da *Figura 7.16*

Analisando a *Figura 7.17* verifica-se que o controlador Difuso apresenta um erro em regime permanente aproximadamente nulo enquanto o controlador PD apresenta um erro de 3 a 4 cm. Outro aspecto importante observado nesta simulação foi que o controlador difuso controlado a uma frequência de 1KHz apresenta menor oscilação e menor erro em regime permanente.

De acordo com as *Figuras 7.15* e *7.16* verifica-se que o sistema segue a trajectória de referência Z e que os controladores respondem com rapidez à perturbação havendo apenas um desvio de aproximadamente 0.3m no caso do controlador Difuso e 0.25m no caso do controlador PD. Esta perturbação não é mais significativa, pois a gravidade actua no sentido contrário compensando este aumento de velocidade (+2ms) no sentido positivo.

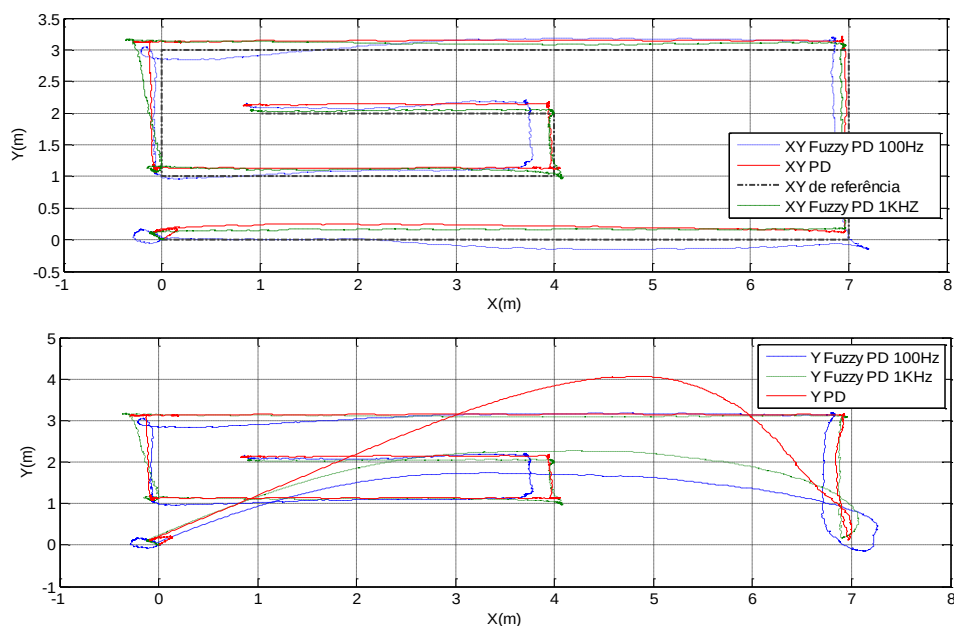


Figura 7.19 - Resposta do sistema final para a posição X e Y sem e com perturbações

A partir da *Figura 7.19* observa-se que no caso da não existência de perturbações o controlador PD apresenta menor oscilação em torno da posição XY desejada em comparação que o controlador Difuso a 100Hz . Apesar da menor oscilação apresenta um erro em regime permanente superior aos controladores difusos. Por sua vez o controlador difuso a 1KHz apresenta melhores respostas na oscilação e no erro em regime permanente em torno da referência.

No caso da existência de perturbações ambos os controladores respondem seguindo a trajectória de referência, contudo a resposta do controlador difuso é mais rápida anulando essa perturbação e conduzindo a um menor desvio em relação à posição XY de referência.

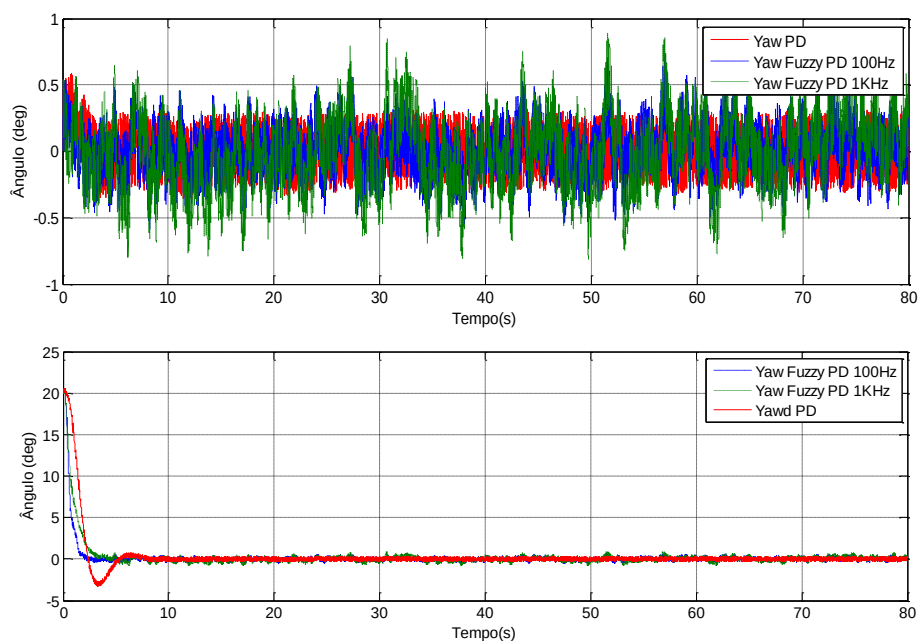


Figura 7.20 - Resposta do sistema final para o ângulo ψ com e sem perturbações no instante $t=0\text{s}$ de 20°

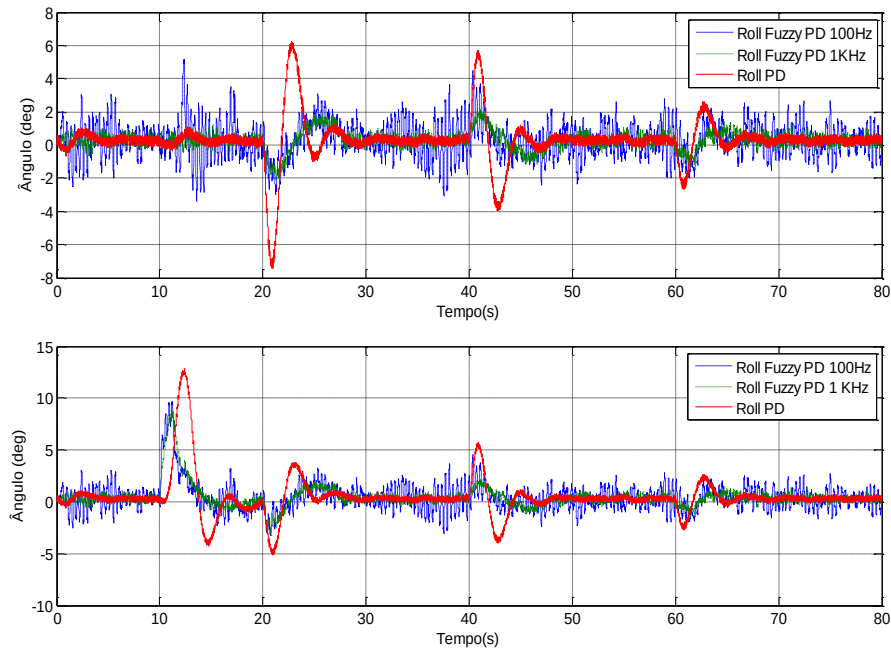


Figura 7.21 - Resposta do sistema final para o ângulo Φ com e sem perturbações no instante $t=10s$ de 20°

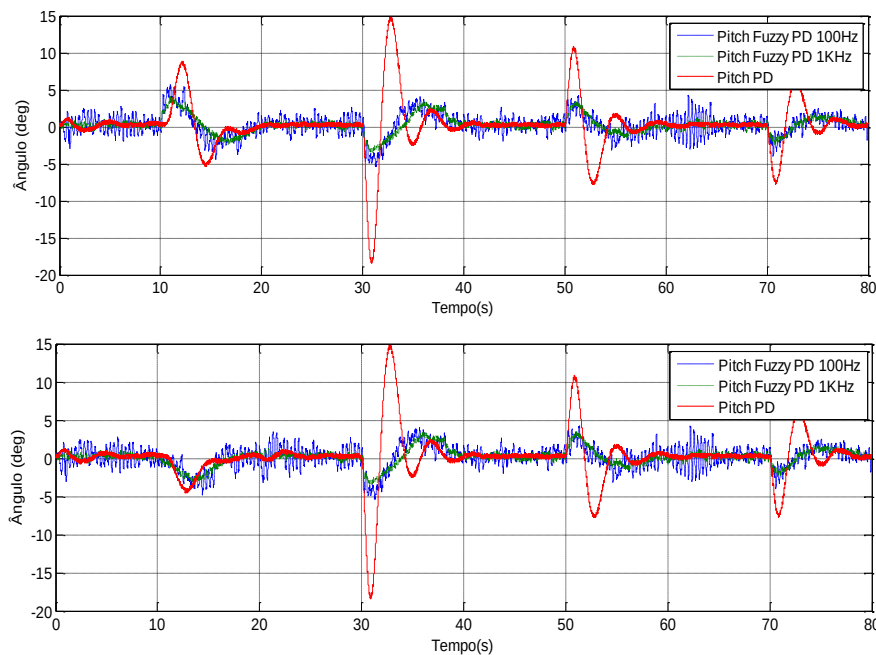


Figura 7.22 - Resposta do sistema final para o ângulo θ com e sem perturbações no instante $t=20s$ de 20°

De acordo com a *Figura 7.20* o controlador Difuso do ângulo ψ tem uma resposta mais rápida à perturbação $+20^\circ$ que o controlador *PD*. A oscilação em torno da referência 0° é a mesma para as diferentes técnicas de controle.

Os controladores difusos dos ângulos Φ e θ com uma frequência de controle de $100Hz$ apresentam maior oscilação que os controladores *PD* em torno da referência 0° . Essa oscilação tem uma amplitude de 2° a 3° no caso do controlador difuso e cerca de 1° no controlador *PD*. Aumentando a frequência de controle dos controladores difusos para $1KHz$ a oscilação foi reduzida para cerca de 1° .

Os controladores difusos e os controladores *PD* dos ângulos Φ e θ responderam bem às perturbações existentes no instante $t=20s$, contudo verifica-se que as amplitudes dos ângulos são superiores no caso dos controladores *PD*.

7.3.2 - Teste 2: Resposta do controlo de altitude (*Z*) a perturbações na massa

Neste teste varia-se a massa do veículo em $500g$ acima do peso e $500g$ abaixo do peso para qual foi projectado ($1kg$) o controlador de altitude (*Z*). No *Capítulo 6* no projecto dos controladores Difuso e *PD* para a altitude existe uma constante que serve para compensar o peso do veículo. Esta constante não se ajusta automaticamente, logo para mudanças do peso deverá ser ajustada.

Neste teste verifica-se o efeito de manter a constante com o valor para que foi projectada, $9.8N$ ($1kg$), para valores de massa $0.5kg$, $0.8kg$, $1kg$, $1.2kg$ e $1.5kg$.

As Figuras 7.23 e 7.24 ilustram a resposta do sistema para diferentes variações da massa do veículo com as técnicas de controlo difuso, *PD* e *PID*.

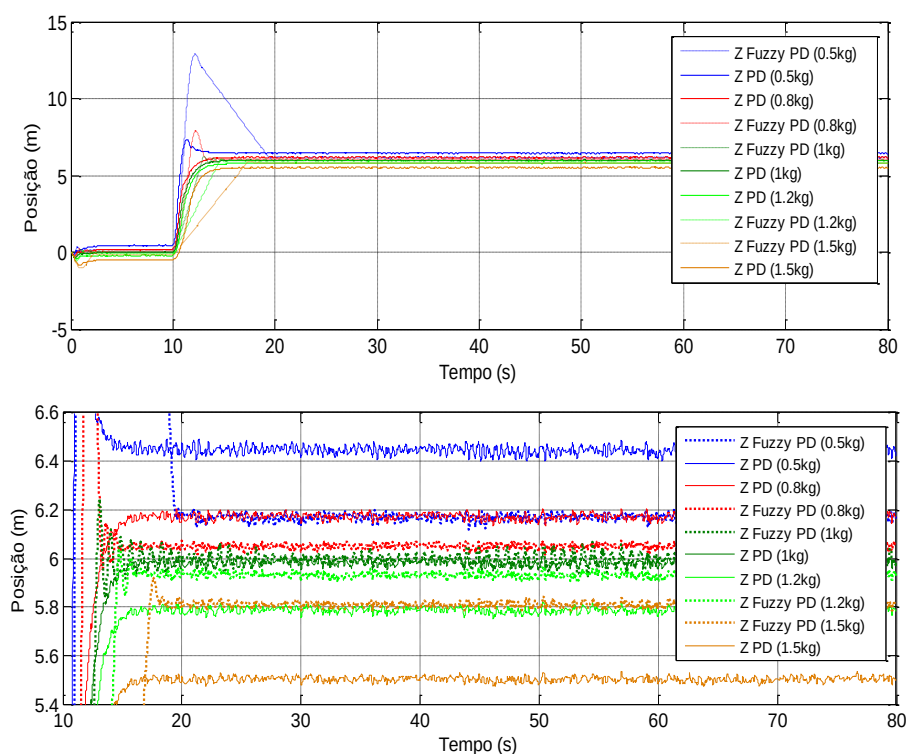


Figura 7.23 - Resposta do sistema final para a posição *Z* com variações de massa, controlador difuso e controlador *PD*

De acordo com a *Figura 7.23* ambos os controladores tendem para a posição de referência $6m$ no instante $t=10s$ mesmo com diferentes valores de massa. Observa-se que para um intervalo de variação de um $1kg$ a variação do erro em regime permanente registado no sistema controlado pelo controlador difuso foi de cerca de $0.4m$ ($5.8m$ e $6.2m$), enquanto no sistema controlado pelo controlador *PD* foi de aproximadamente $1m$ ($5.5m$ e $6.5m$), o que demonstra maior robustez por parte do controlador difuso às variações das propriedades do sistema, neste caso a massa do veículo.

Apesar do controlador difuso apresentar maior robustez e apresentar menor erro em regime permanente é comum nos controladores que apenas dependem apenas do erro e da derivada do erro (*controlador difuso PD* e *controlador convencional PD*) este tipo de situação

em que o erro nunca tende para zero com o tempo. Deste modo introduz-se a componente integral no controlador convencional *PD* passando assim o controlador a se designar *PID*.

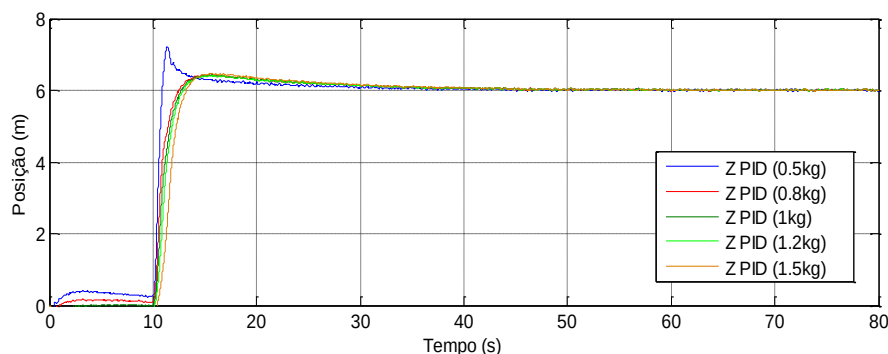


Figura 7.24 - Resposta do sistema final para a posição Z com variações de massa, controlador *PID*

Comparando a resposta do sistema em altitude com o controlo *PID* (Figura 7.24) com o controlador Difuso e *PD* (Figura 7.23) verifica-se que para as mesmas variações de massa o controlador *PID* apresenta uma maior sobre elevação na resposta ao degrau, mas o mais importante a concluir é que o erro em regime permanente tende para um valor nulo ao longo do tempo. Desta forma conclui-se que o controlador *PID* seria o mais apropriado no controlo da altitude pois apresenta maior robustez que as outras topologias apresentadas.

7.3.3 - Teste 3: Controlo da posição XY utilizando diferentes técnicas de controlo

As Figuras 7.25 e 7.26 apresentam a resposta do sistema na presença de ruídos quando este tem como posições de referência para X e Y 0m. O objectivo principal é verificar qual a técnica de controlo que apresenta menor erro em regime permanente e uma menor oscilação em torno da posição desejada.

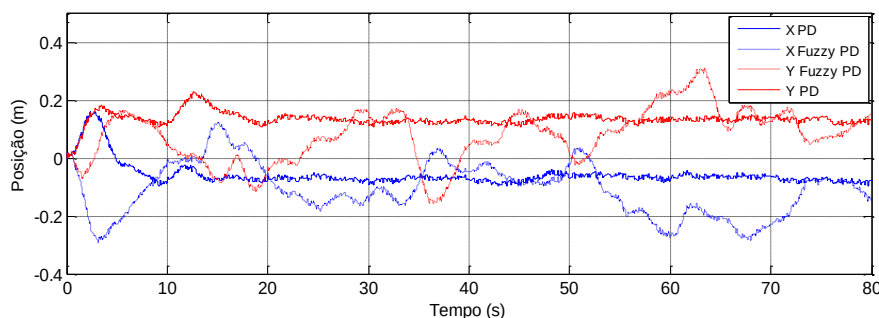


Figura 7.25 - Resposta do sistema final para a posição X e Y com referência 0m, controlo difuso e *PD*

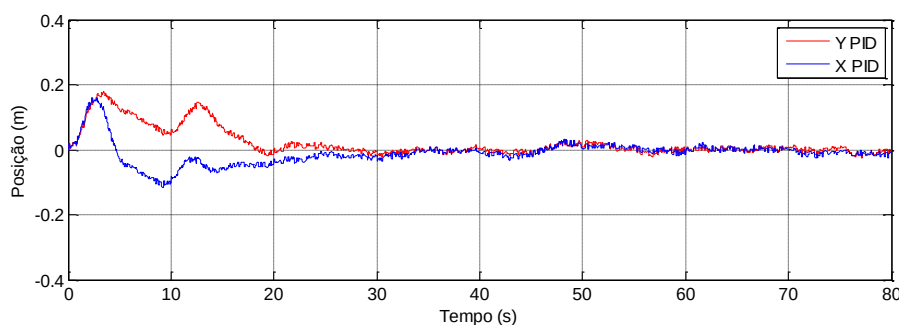


Figura 7.26 - Resposta do sistema final para a posição X com referência 0m, *PID*

De acordo com as Figuras 7.25 e 7.26 observa-se que os controladores de posição X e Y utilizando a técnica de controlo PID são mais robustos na eliminação do erro. Utilizando a técnica PID o sistema converge para a posição desejada com maior precisão e rapidez. Utilizando o controlo PD o sistema apresenta um erro em regime permanente constante. No caso em que se utiliza o controlo Difuso o sistema apresenta oscilação em torno da posição desejada.

7.3.4 - Teste 4: Controlo de estabilidade com perturbações externas e ruído intenso

As posições de referência para os ângulos foram $\Phi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$ e $\psi=0^\circ$, as perturbações surgiram na forma de degrau em $t=20s$ para θ (10°) e em $t=40s$ para Φ e ψ (10°). O ruído utilizado nas medições tem uma distribuição uniforme com uma amplitude de 4° e uma frequência de $100Hz$. Nesta simulação comparou-se a topologia de controlo Difuso com a topologia PID , a fim de concluir qual a mais robusta para o controlo de atitude do veículo.

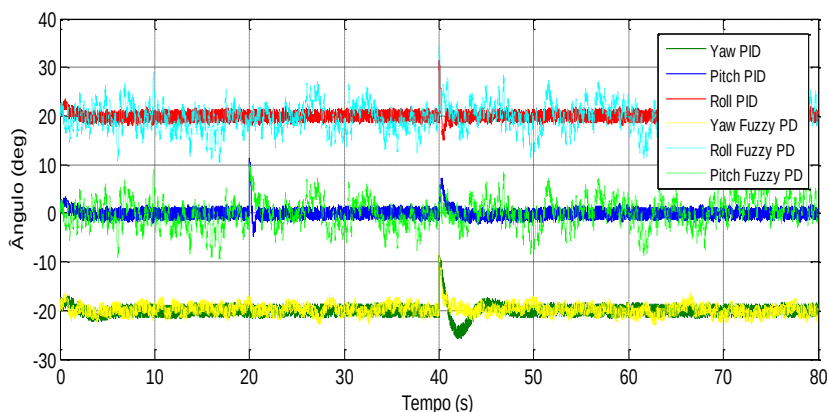


Figura 7.27 - Resposta do sistema utilizando controladores de estabilidade do tipo Difuso e PID com uma amplitude de ruído de 4° e perturbações externas. (no gráfico estão apresentados o valor do ângulo Φ com um desfasamento de $+20^\circ$ e o ângulo ψ com um desfasamento de -20°)

De acordo com a Figura 7.27 a resposta à perturbação externa é semelhante em ambas as técnicas, contudo o controlador PID apresentam uma melhor resposta ao ruído possuindo menor oscilação.

Considerando uma referência de posição $X=Y=0m$ a menor oscilação no controlo de atitude do sistema controlado com técnica PID vai permitir um erro de posição menor e uma maior precisão no controlo da posição como se observa na Figura 7.28.

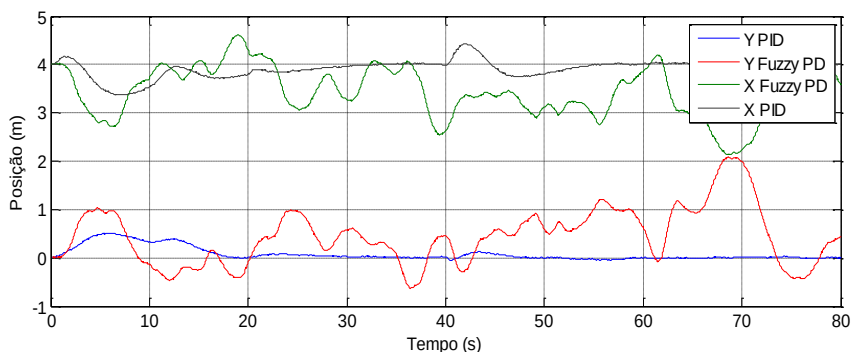


Figura 7.28 - Resposta do sistema utilizando controladores de posição do tipo Difuso e PID com uma amplitude de ruído de 4° na estabilidade e perturbações externas. (a posição X está desfasada $+4m$ da posição 0 para uma melhor visualização)

O maior erro de posição X e Y no sistema controlado com técnica de controlo difuso deve-se à maior oscilação no controlo de estabilidade. Como se concluiu na *secção 3.2 do Capítulo 3* as posições X e Y estão directamente dependentes das respostas dos ângulos Φ , θ e ψ . Desta forma conclui-se que o controlo de posição será tão eficiente quanto maior eficiência tiver o controlo de estabilidade.

7.3.5 - Teste 5: Simulação para uma trajectória de referência usando a técnica de controlo PID

Nesta simulação o sistema deve seguir uma trajectória de referência predefinida usando a técnica de controlo PID . Executa-se diversas simulações aumentando o ruído existente nas medidas de modo a observar a evolução e o efeito do ruído no controlo do sistema. O sistema inicialmente está no estado $X=0$, $Y=0$ e $Z=0$, e o ruído normal utilizado nas simulações do sistema foi $R_x=2cm$, $R_y=2cm$, $R_z=3cm$, $R_\phi=1.5^\circ$, $R_\theta=1.5^\circ$ e $R_\psi=1.5^\circ$ tendo uma distribuição uniforme com uma frequência de $100Hz$.

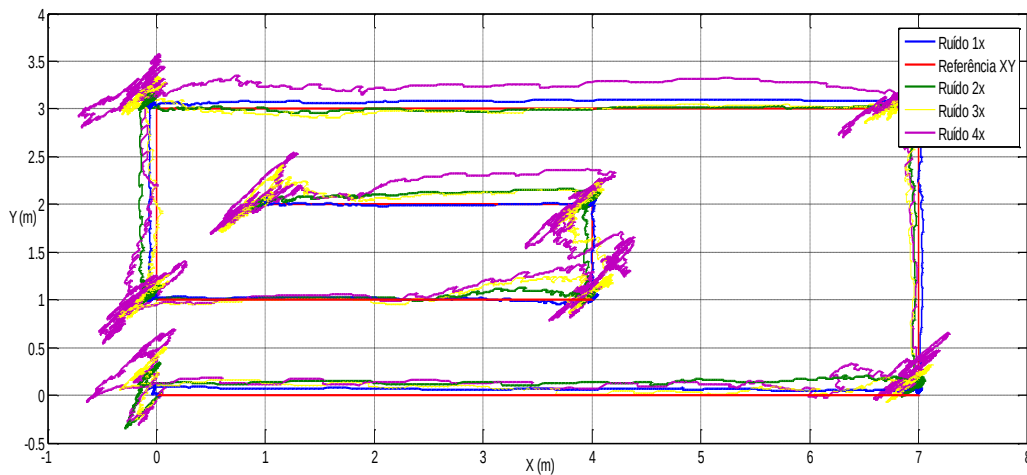


Figura 7.29 - Resposta do sistema no plano XY utilizando a técnica de controlo PID para diferentes valores de ruído ($1x$, $2x$, $3x$ e $4x$)

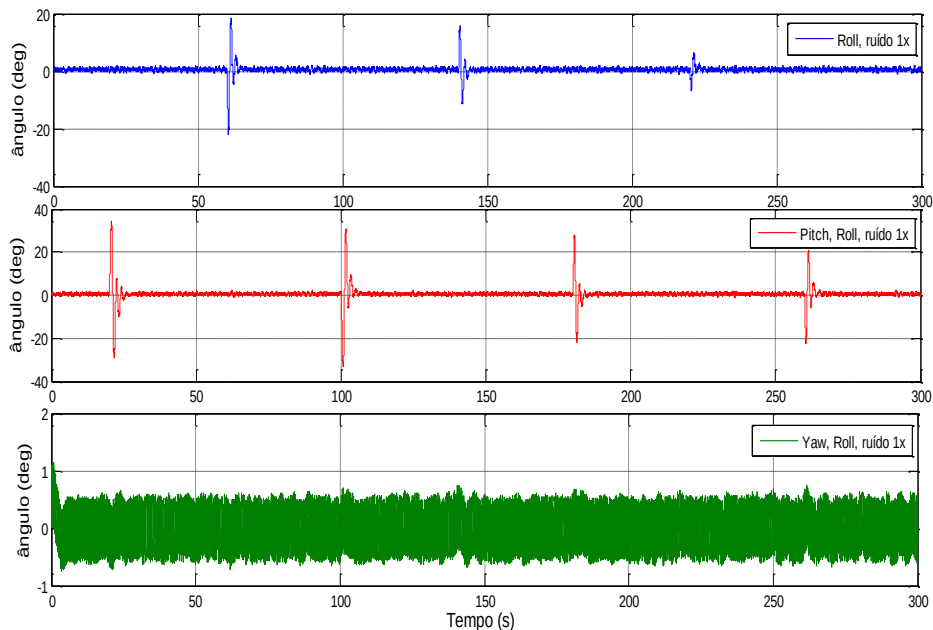


Figura 7.30 - Estabilidade do sistema utilizando o controlo PID com ruído de amplitude $1x$

7.3.6 - Teste 6: Trajectória em espiral utilizando a técnica de controlo PID.

Nesta simulação o veículo deverá seguir uma trajectória em espiral utilizando a técnica de controlo *PID*.

Nesta simulação foram introduzidas perturbações com um valor de $+2\text{m/s}$ nos instantes $t=15$ e $t=35$ nas velocidades X e Y respectivamente e no instante $t=25\text{s}$ no valor de -2m/s na velocidade Z . Os ruídos introduzidos nas medições tinham uma distribuição uniforme no valor de $R_x=2\text{cm}$, $R_y=2\text{cm}$, $R_z=3\text{cm}$, $R_\phi=3^\circ$, $R_\theta=3^\circ$ e $R_\psi=3^\circ$ com uma frequência de 100Hz .

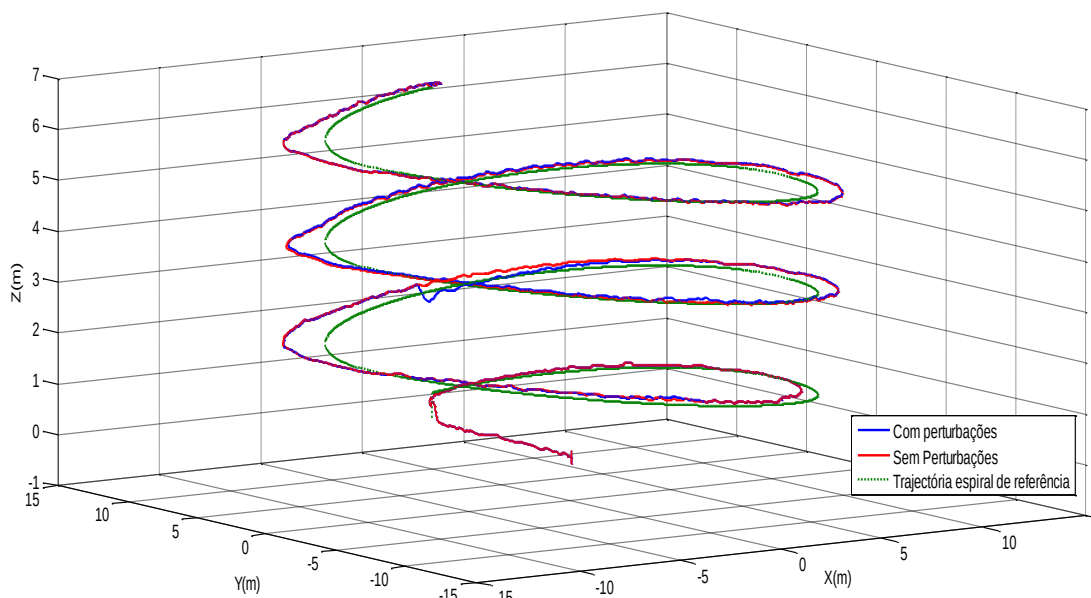


Figura 7.31 - Trajectória do veículo no plano XYZ usando uma técnica de controlo *PID*

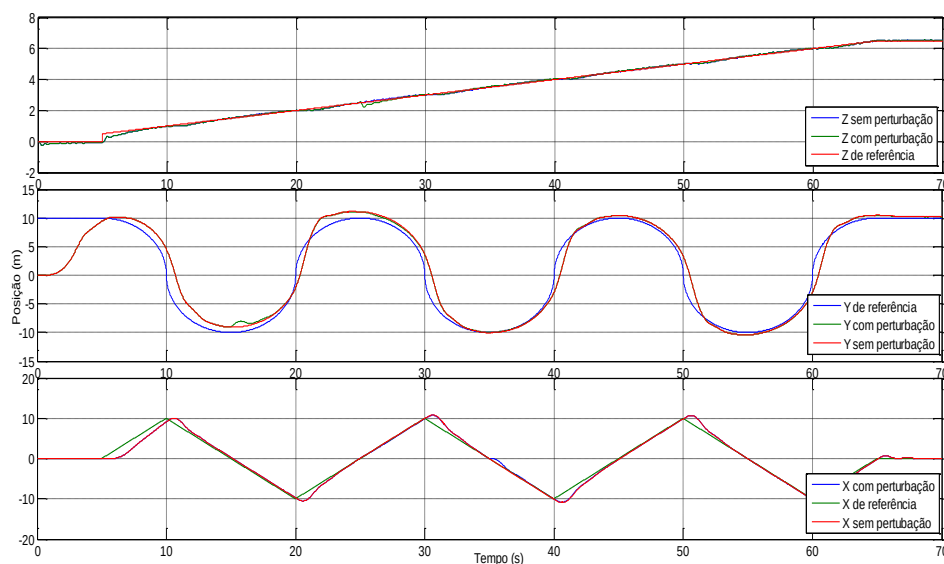


Figura 7.32 - Trajectória XYZ do veículo em função do tempo

Nas *Figuras 7.31* e *7.32* verifica-se que apesar das perturbações dos ruídos existentes nas medidas o controlo responde eficientemente e o veículo segue a trajectória desejada.

De acordo com a *Figura 7.33* verifica-se que o ângulo ψ está próximo dos 0° de acordo com a sua referência e que os ângulos ϕ e θ não ultrapassam o valor máximo admitido no

projecto do controlador *PID*. Estes controladores respondem convergindo para as referências, pois o controlo de posição também depende da eficácia dos controladores destes ângulos.

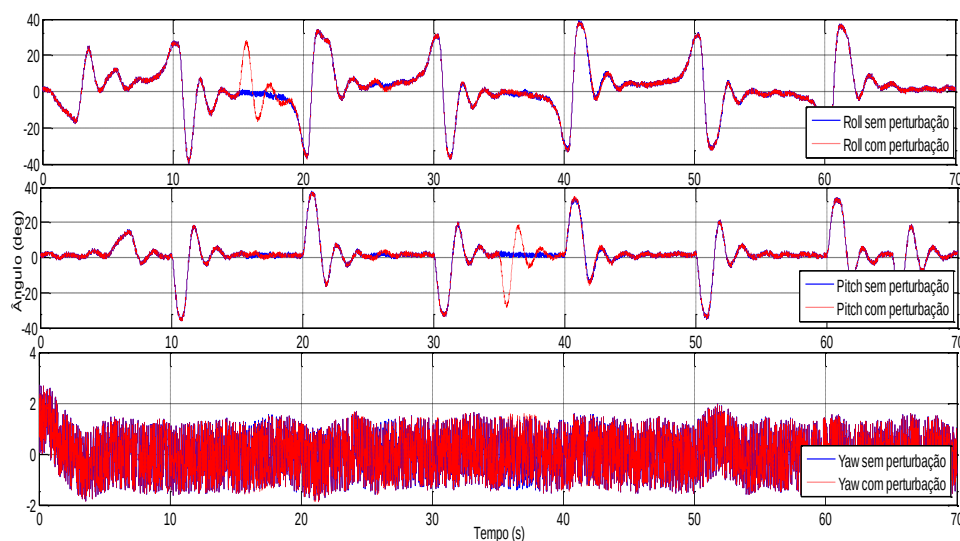


Figura 7.33 - Atitude do veículo durante a trajectória em espiral usando a técnica de controlo *PID*

Os restantes dados desta simulação tais como as acelerações, as velocidades, as forças e parâmetros da bateria (*SOC*, *Tensão* e *Corrente*) encontram-se no *Anexo C*.

7.3.7 - Teste 7: Trajectória linear com controlo *PID* e algoritmo de gestão de energia

Esta simulação tem como objectivo verificar se o controlo de posição e atitude está a funcionar eficazmente para uma trajectória linear. Além do veículo seguir a trajectória, deverá fazer a gestão de energia possibilitando que o veículo tenha energia para voltar ao ponto inicial, evitando que o veículo tenha aterragens em locais pouco apropriados e que sofra danos devido à falta de energia (*aterragem em queda livre*).

Os ruídos introduzido nesta simulação tiveram uma distribuição uniforme no valor de $R_x=2\text{cm}$, $R_y=2\text{cm}$, $R_z=3\text{cm}$, $R_\phi=3^\circ$, $R_\theta=3^\circ$ e $R_\psi=3^\circ$ com uma frequência de 100Hz .

A bateria deverá manter um estado de carga (*SOC*) acima dos 10% e evitar que a tensão em cada célula da bateria desça abaixo dos 3V protegendo-as de se danificarem.

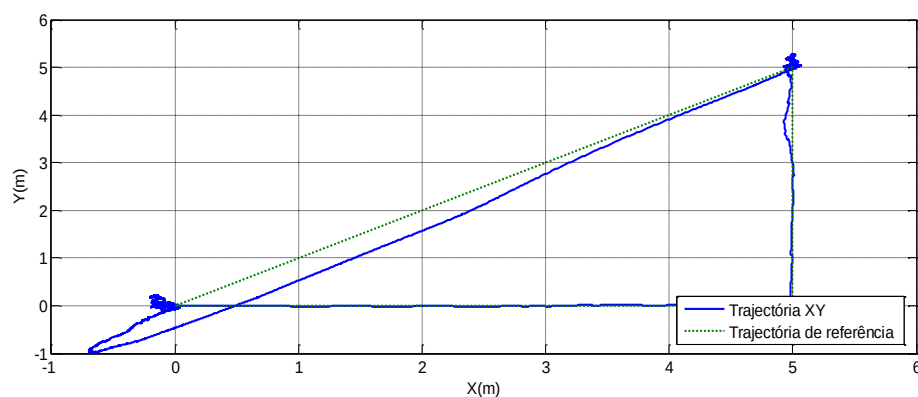


Figura 7.34 - Trajectória do veículo no plano XY com controlo *PID* e gestão de energia

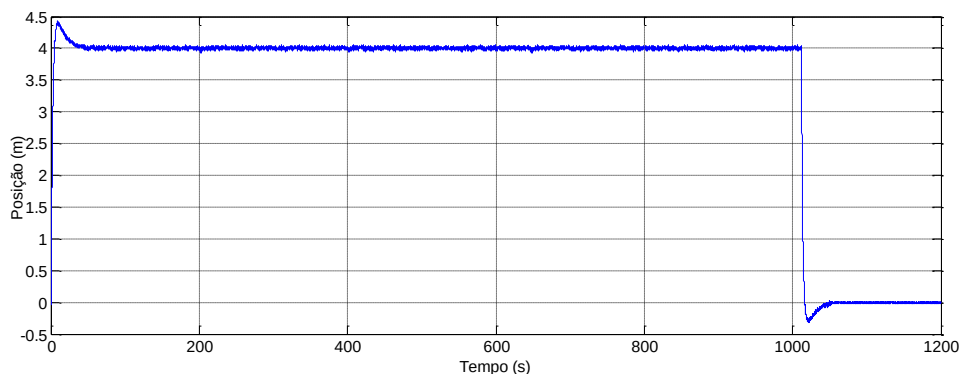


Figura 7.35 - Altitude do veículo durante a trajectória de referência com controlo *PID*

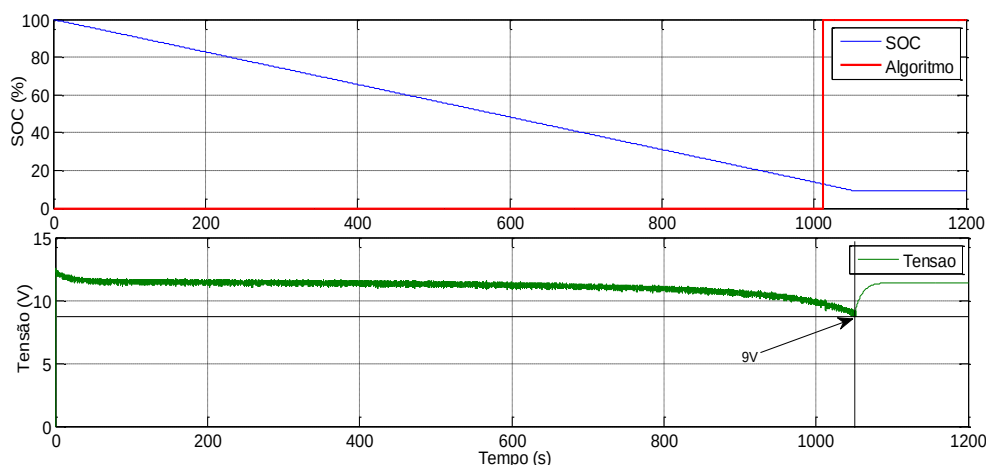


Figura 7.36 - Estado de carga (SOC) e tensão (V) na bateria

Como se observa nas *Figuras 7.34, 7.35 e 7.36* o controlo de posição é eficiente pois o veículo segue a trajectória desejada. Por sua vez o algoritmo de gestão de energia é eficiente, pois mantém a carga da bateria aproximadamente com um valor $\geq 10\%$, evitando assim que as células da bateria desçam abaixo dos 3V mantendo a tensão total da bateria superior a 9V.

Verifica-se que o algoritmo actua antes do SOC atingir aos 10%, pois este calcula qual a quantidade de energia necessária para chegar ao ponto inicial, estando de acordo com o algoritmo no *Capítulo 6*.

7.4 - Conclusão

Os testes realizados ao longo da *secção 7.2 - Simulação ideal* serviram para validar o modelo do sistema e para verificar que os controladores de posição e atitude em ambas as técnicas (*Controlo difuso e PD*) estavam a funcionar de acordo com os objectivos para que foram projectados. Verificou-se que o modelo desenvolvido no *Capítulo 3* era válido e que os controladores estavam a responder de acordo com o projecto efectuado no *Capítulo 6*, mas que os controladores difusos apresentavam maior robustez às perturbações externas.

Ao longo da *secção 7.3 - Simulação final* observou-se e concluiu-se que controlo difuso apresentava uma resposta mais rápida às perturbações externas devido à acção do vento na velocidade do veículo e das forças que contribuíam para a instabilidade do mesmo. Contudo,

e apesar de ter um melhor comportamento, o controlador difuso apresentava maior oscilação no controlo de estabilidade do veículo tendo menor imunidade ao ruído.

Nesta mesma secção observou-se que um aumento da frequência de controlo, aumentava a robustez do controlador difuso, pois este apresentava menor oscilação que com uma frequência de controlo de 100Hz.

Durante esta secção alteraram-se os parâmetros físicos do veículo, em concreto a massa, onde se concluiu que o controlador Difuso tinha um erro em regime permanente inferior ao controlador linear *PD*. Por sua vez o controlador linear *PID* introduzido nesta secção apresentava maior robustez devido à componente integral introduzida eliminando o erro em regime permanente e sendo mais eficiente que o controlador difuso *PD* e linear *PD*. Esta característica foi extremamente importante, pois com o ruído existente nas medidas as topologias baseadas no erro e na derivada do erro tinham tendência a nunca convergir para a posição desejada diminuindo a precisão do sistema.

Seria possível introduzir uma componente integral no controlador Difuso, contudo aumentaria a sua complexidade (125 regras) e a sua implementação na prática seria mais complexa e com uma maior necessidade computacional.

Quanto ao algoritmo de gestão de energia do veículo, verificou-se no *Teste 7* que o algoritmo estava a funcionar eficientemente não deixando a bateria descer abaixo dos limites definidos.

Desta forma e de acordo com as conclusões anteriormente retiradas concluiu-se que o controlador linear *PID* seria o mais robusto e adequado ao controlo do veículo e apresentava maior simplicidade na implementação.

Capítulo 8

Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos a partir do protótipo descrito no *Capítulo 4* e desenvolvido ao longo desta dissertação. Os testes realizados ao protótipo desenvolvido foram importantes para retirar conclusões acerca da construção do veículo e do seu comportamento na realidade.

A partir do protótipo foi possível verificar se o controlo de estabilidade do veículo utilizando a técnica de controlo *PID* era robusta e se este convergia para os valores desejados de acordo com as simulações. A frequência de amostragem dos dados de funcionamento do protótipo, foram recebidos pela interface a uma frequência de 10Hz .

Na *secção 8.1* foram realizados diversos testes tendo o veículo apenas um grau de liberdade podendo o mesmo ser controlado. Foram realizados testes de três tipos: resposta do sistema ao degrau mantendo-se depois na posição 0° , resposta do sistema a diversos degraus com amplitudes diferentes e resposta do sistema a perturbações causadas por forças externas. Nesta *secção* testaram-se os ângulos Φ , θ e Ψ .

Na *secção 8.2* foram realizados diversos testes estando o veículo com dois e três graus de liberdade Φ , θ e Ψ em simultâneo.

A *secção 8.3* apresenta as conclusões retiradas dos resultados experimentais obtidos durante os testes realizados.

8.1 - Resposta do sistema real com *um* grau de liberdade

Realizaram-se testes ao sistema com apenas um grau de liberdade a fim de ajustar os controladores individualmente para as condições desejadas. Foram realizados três tipos de teste:

- Resposta ao degrau de 0° , mantendo-se o sistema com 0° durante um intervalo de tempo a fim de determinar se o sistema se desvia da posição 0° , ou se o mesmo está com muita oscilação.
- Resposta a diferentes degraus.
- Resposta ao degrau 0° , mantendo-se o sistema em 0° e introduzindo perturbações no sistema a fim de observar a robustez dos controladores.

Importante salientar que a largura de pulso do sinal introduzido nos motores nestes testes quando o sistema está em modo de funcionamento é do tipo:

$$LP = Default \pm \Delta LP_{Controlado}$$

As Figuras 8.1, 8.2 e 8.3 apresentam as estruturas e a forma como foram realizados os testes experimentais que vão surgir ao longo deste capítulo. A Figura 8.1 e 8.2 apresenta o esquema para os testes realizados com um grau de liberdade. Ainda nesta figura podemos observar o protótipo desenvolvido e a estação base. A Figura 8.3 apresenta o esquema para os testes com 3 graus de liberdade estando o peso do veículo suportado por um fio. Este esquema serviu para testar a estabilidade do veículo com os controladores dos ângulos a funcionarem em simultâneo.

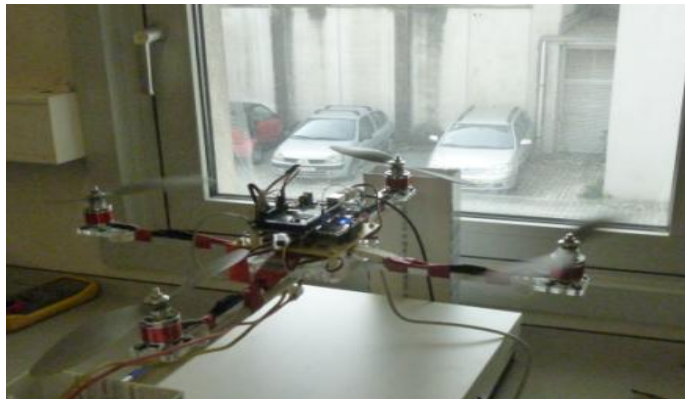


Figura 8.1 - Teste realizado ao veículo com um grau de liberdade para os ângulos ϕ e θ

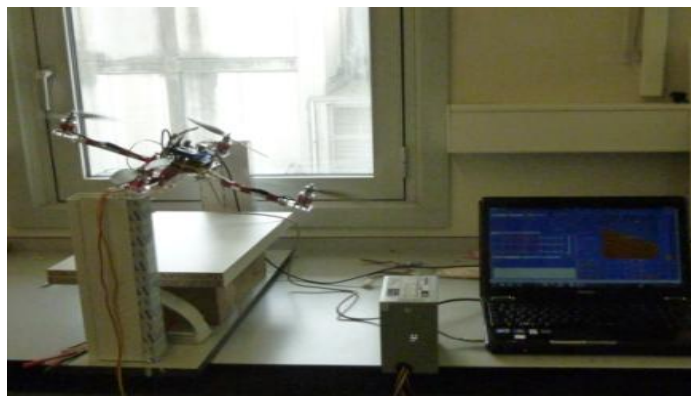


Figura 8.2 - Teste realizado ao veículo e interface com um grau de liberdade para os ângulos ϕ e θ para diferentes referências



Figura 8.3 - Teste realizado ao veículo com um grau de liberdade para o ângulo ψ para diferentes referências

Teste 1: Resposta do sistema ao degrau 0° .

As Figuras 8.4 até 8.9 apresentam a resposta do sistema ao degrau 0° , partindo o sistema de uma posição inicial de repouso. Nas figuras o sistema foi mantido na posição 0° , de modo a observar-se a oscilação em torno da posição desejada.

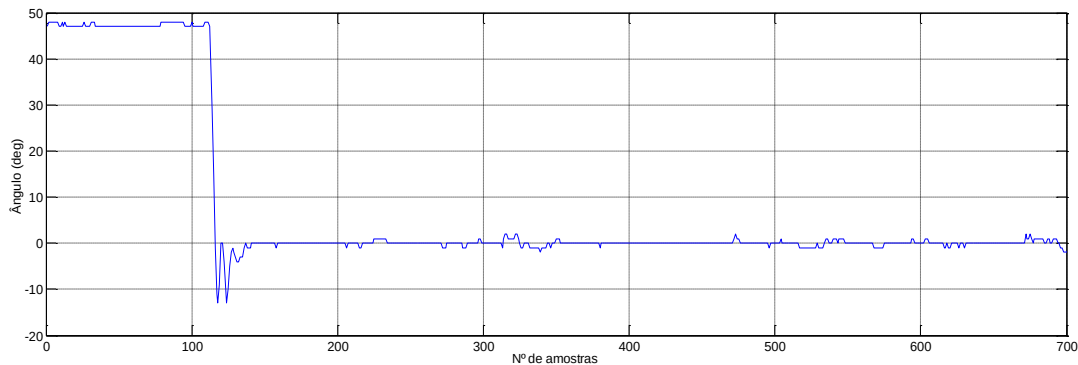


Figura 8.4 - Resposta do sistema Φ ao degrau, com controlador PID do ângulo Φ e com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$

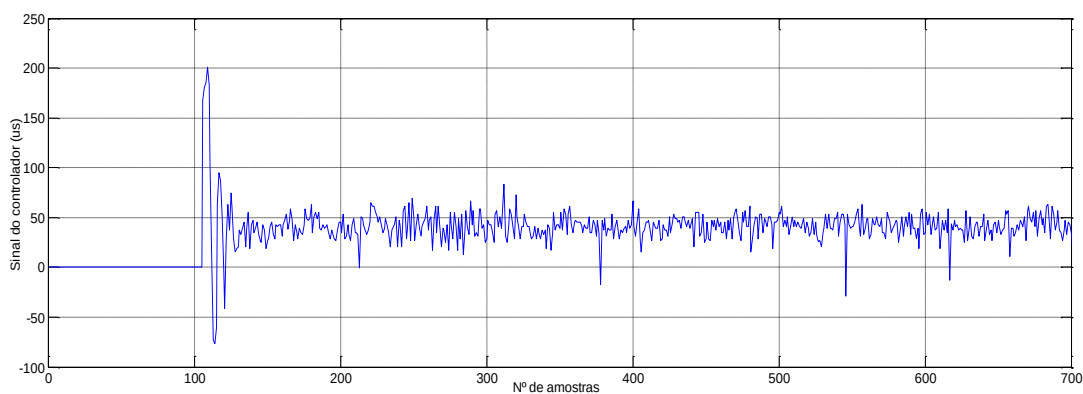


Figura 8.5 - Resposta do controlador PID do ângulo Φ , com os seguintes parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$

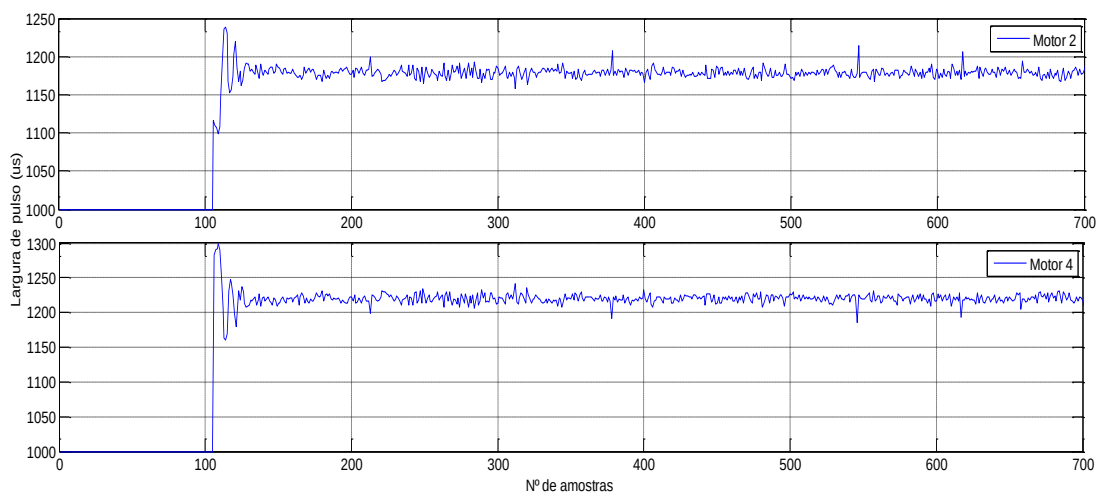


Figura 8.6 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$, com parâmetros $K_p=75$ $K_i=50$ $K_d=25$ e $K_U=0.25$

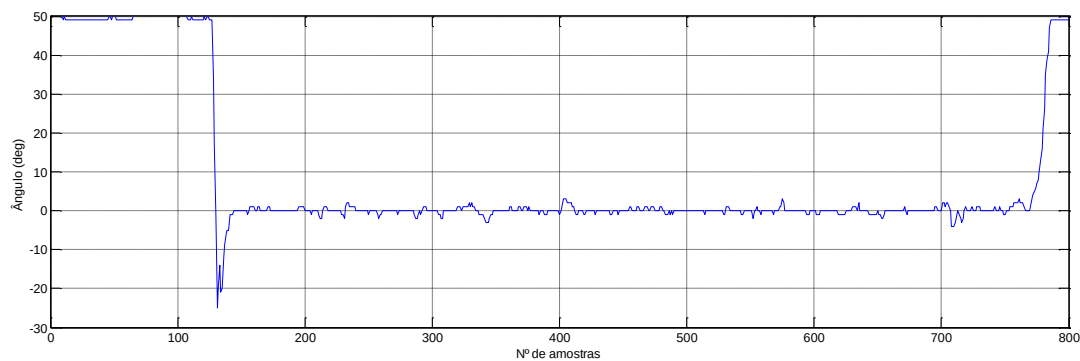


Figura 8.7 - Resposta do sistema θ , com controlador PID do ângulo θ com os parâmetros $K_P=75$ $K_I=40$ $K_D=25$ e $K_U=0.25$

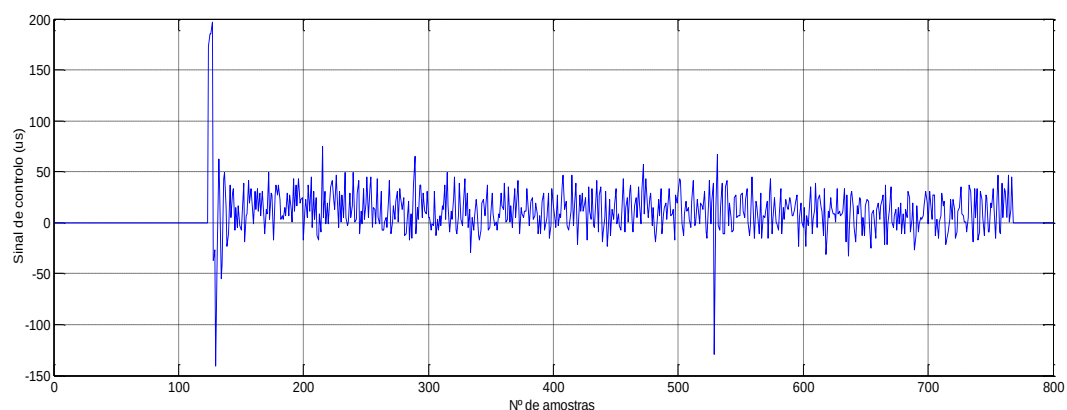


Figura 8.8 - Resposta do controlador PID do ângulo θ , com os seguintes parâmetros $K_P=75$ $K_I=40$ $K_D=25$ e $K_U=0.25$

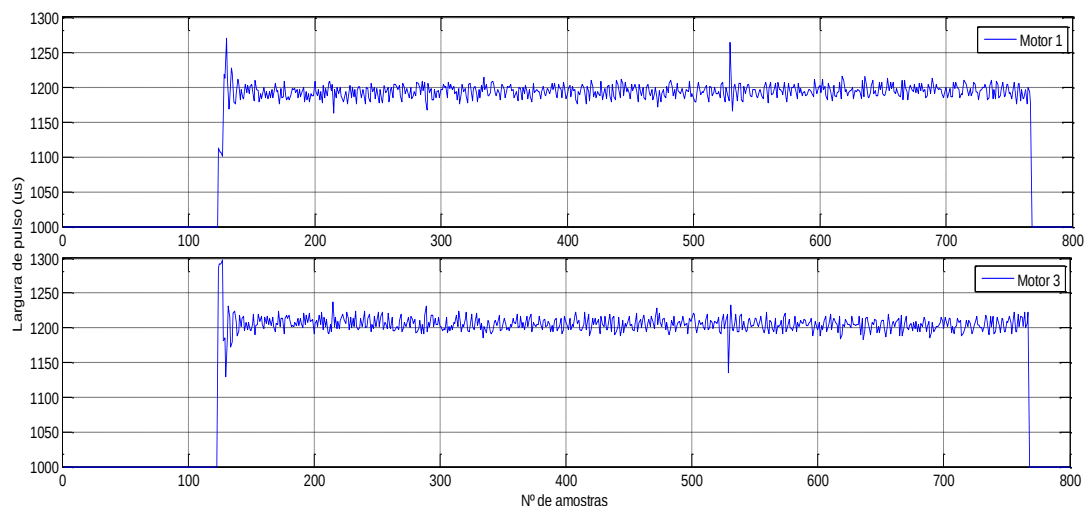


Figura 8.9 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 1* e *3* com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$, com os seguintes parâmetros $K_P=75$ $K_I=40$ $K_D=25$ e $K_U=0.25$

De acordo com as *Figuras 8.4* e *8.7* verifica-se que o sistema responde ao degrau convergindo para a posição 0° estando o mesmo com um ângulo $\Phi=47^\circ$ e $\theta=49^\circ$ em estado de repouso até cerca dos $11s$ (110 (n° de amostras) $\cdot 0,1$ (tempo de amostragem)), na *Figura 8.4*, e $12s$ na *Figura 8.7*. O sistema estabilizou em 0° em ambos os casos existindo oscilações com amplitudes de $\pm 3^\circ$ de máximo. Desta forma concluiu-se que o controlador PID do ângulo Φ está a responder adequadamente, contudo verificou-se uma sobre elevação negativa de aproximadamente 10° no caso do ângulo Φ e cerca de 20° no caso do ângulo θ .

Outro aspecto observado nas *Figuras 8.6 e 8.9* é o valor da largura de pulso introduzida nos controladores de velocidade dos motores. Quando o sistema está estabilizado em $\Phi=\theta=0^\circ$ é necessário introduzir diferentes valores de largura de pulso nos motores de modo a anular as acelerações. Idealmente estes valores da largura de pulso deveriam ser iguais de modo a que as velocidades dos motores e as forças devam ser idênticas para manter o sistema em 0° . Assim conclui-se que o facto de existirem diferenças entre os motores torna o sistema ainda mais instável, pois o controlador deverá estar sempre a calcular a diferença a introduzir em ambos os controladores de modo a estabilizar o sistema para ambos os ângulo Φ e θ como observado nas *Figuras 8.5 e 8.8*.

Devido a estas diferenças, o mesmo sinal pode conduzir a forças diferentes conduzindo a acelerações diferentes de zero e obrigando o controlador a estar sempre a compensar esta perturbação.

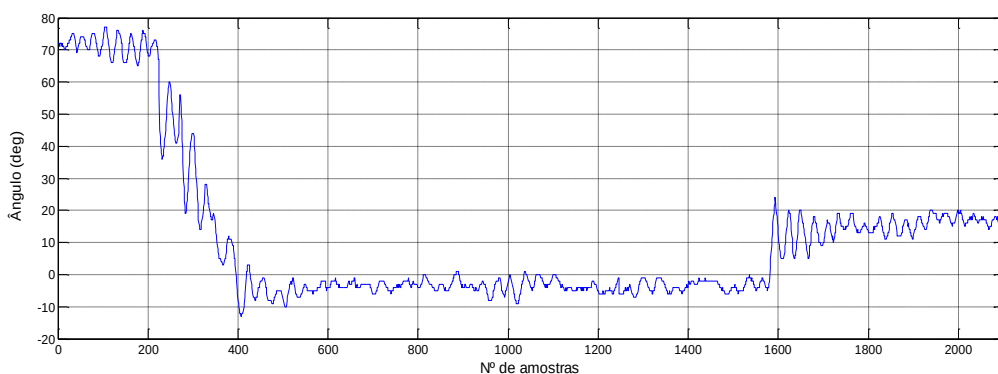


Figura 8.10 - Resposta do sistema Ψ aos degraus 0° e 20° , com controlador PID do ângulo Ψ com os parâmetros $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

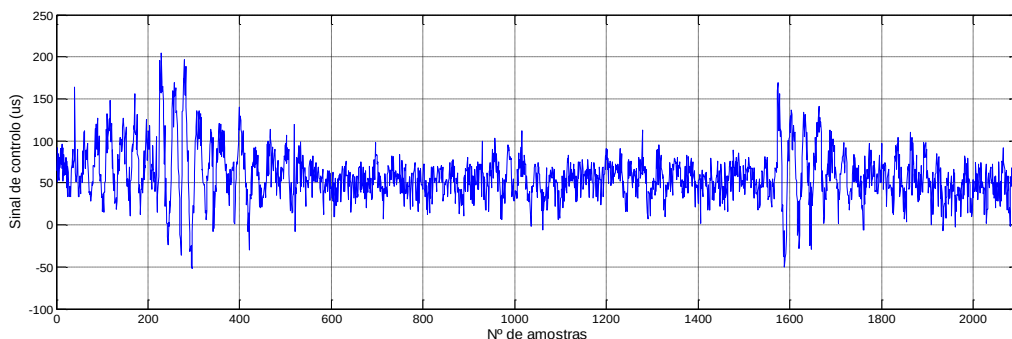


Figura 8.11 - Resposta do controlador PID do ângulo Ψ , com os parâmetros $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

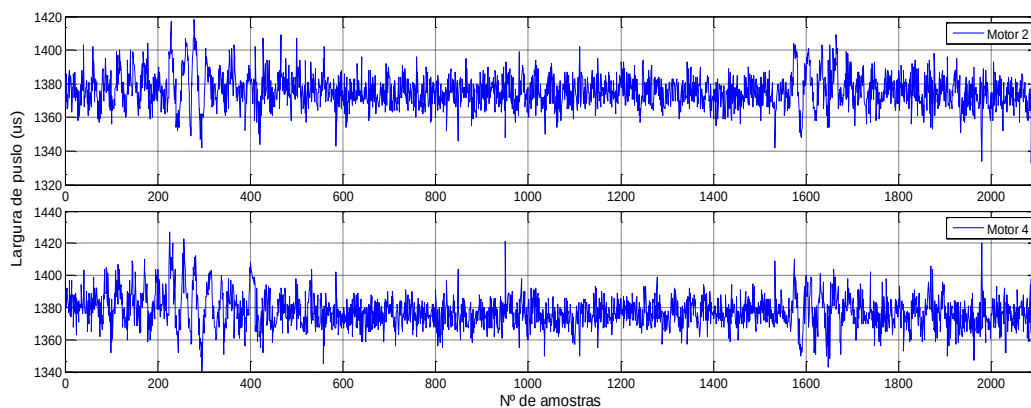


Figura 8.12 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 com uma largura de pulso por defeito de $1350\mu s$, com os seguintes parâmetros $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

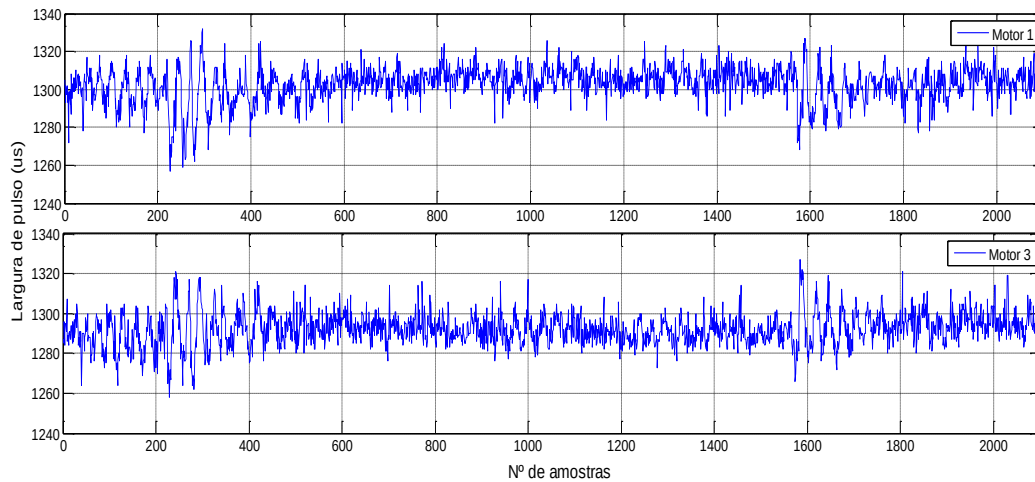
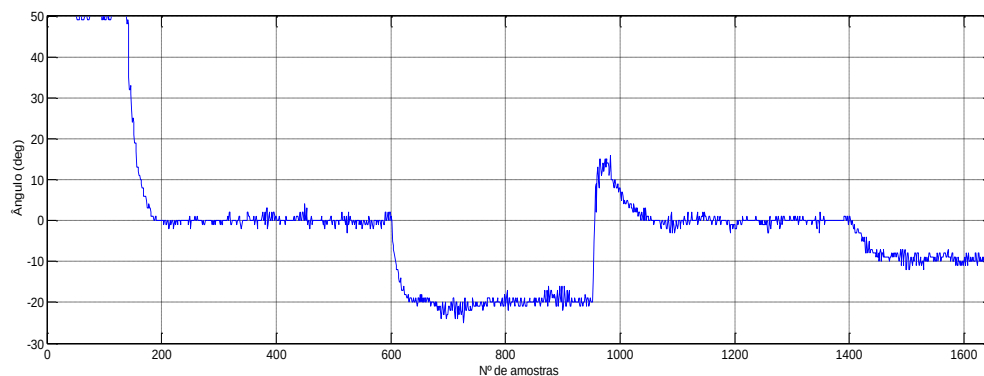


Figura 8.13 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 1 e 3* com uma largura de pulso por defeito de $1350\mu s$, com os seguintes parâmetros $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

O teste ao ângulo Ψ , apesar de estar enquadrado nesta secção onde os testes realizados apresentam apenas um grau de liberdade, foi realizado com os controladores *PID* dos três ângulos actuando no sistema em simultâneo (*Figura 8.3*). Os ângulos Φ e θ foram mantidos com uma referência 0° e o ângulo Ψ sofreu duas referências em forma de degrau ao longo do tempo. De acordo com as *Figuras 8.10* e *8.11* verifica-se que o controlador *PID* responde aos degraus levando o sistema a convergir para a posição desejada, contudo o sistema apresenta um erro de 3° que se mantém ao longo do tempo e que o controlador não anula. Este erro deve-se às diferenças entre os motores e que o controlador *PID* não tem capacidade de anular, pois os controladores não têm sensibilidade suficiente, pois está a controlar o sistema em paralelo com outros dois controladores que influenciam os sinais introduzidos nos actuadores. Esta resposta apresenta alguma oscilação devendo-se à maior dificuldade de controlo deste ângulo e devido ao modo como o teste é realizado (*Figura 8.3*) em que os fios que suspendem o veículo inserem um maior atrito à rotação do veículo sobre o eixo *Z* perturbando assim o sistema.

Teste 2: Resposta do sistema a degraus com diferentes amplitudes

As *Figuras 8.14*, *8.15* e *8.16* mostram os resultados obtidos para os três ângulos aplicando diversos degraus ao sistema. Ainda nas figuras é feita uma análise comparativa entre os resultados obtidos experimentalmente no protótipo e os resultados obtidos na simulação impondo as mesmas condições.



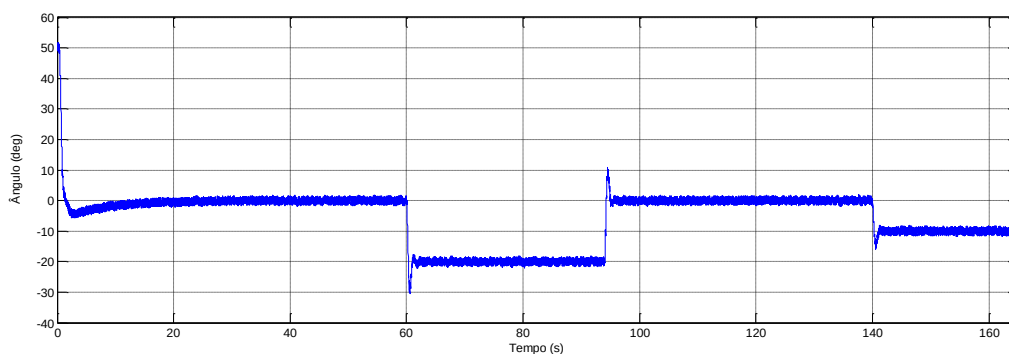


Figura 8.14 - Resposta do sistema real (*superior*) e simulado (*inferior*) aos degraus, com controlador *PID* do ângulo Φ e com os parâmetros $K_p=80$, $K_i=10$, $K_D=50$ e $K_U=0.25$

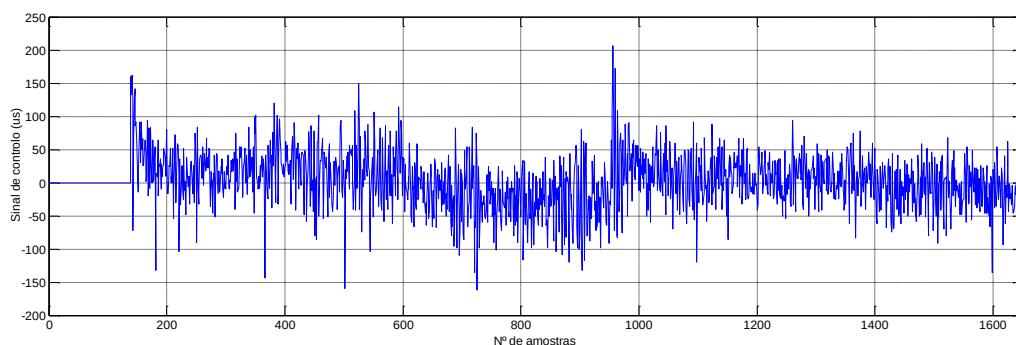


Figura 8.15 - Resposta do controlador *PID* do ângulo Φ , com os parâmetros $K_p=80$, $K_i=10$, $K_D=50$ e $K_U=0.25$

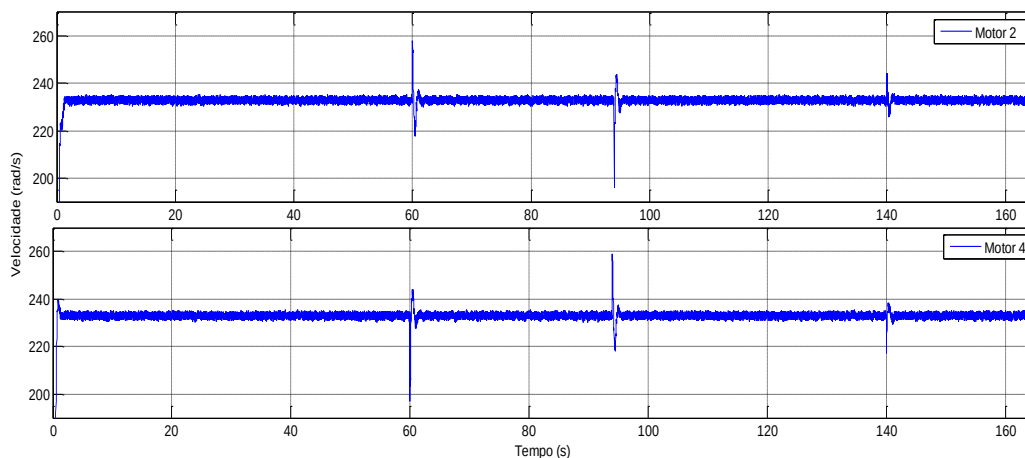
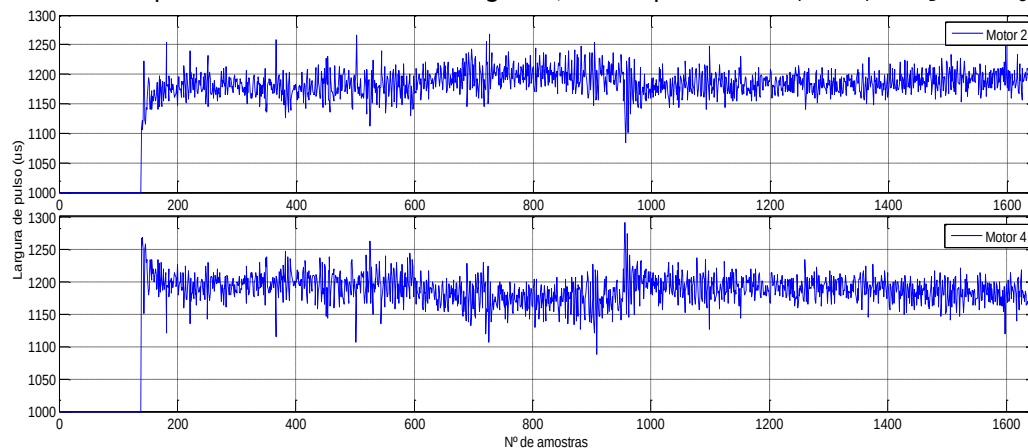


Figura 8.16 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 2 e 4 (*sistema real*), e velocidade dos motores 2 e 4 (*simulação*) com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com os parâmetros $K_p=80$, $K_i=10$, $K_D=50$ e $K_U=0.25$

Na *Figura 8.14* observa-se que o sistema real e o sistema simulado para o ângulo Φ nas mesmas condições apresentam semelhanças nas respostas aos degraus apresentando quase o mesmo valor de sobre elevação, mas o sistema simulado apresenta respostas mais rápidas face ao sistema real. Verifica-se que no sistema real as acelerações angulares no sentido negativo apresentam sobre elevação quase nula o mesmo não acontecendo no sentido positivo. Isto porque os momentos de inércia que devido à assimetria da estrutura desenvolvida são diferentes e porque os motores tem pontos de funcionamento diferentes o que no sentido negativo cria um maior atrito evitando a sobre elevação e no sentido positivo contribui para um aumento da sobre elevação.

Observando as *Figuras 8.14, 8.15* concluiu-se que de acordo com a equação 3.2, o controlador responde com um incremento da largura de pulso positivo quando necessita de uma aceleração positiva, ou seja, um incremento de força positivo validando assim o modelo.

De acordo com a *Figura 8.16* verifica-se que o sistema real e o simulado respondem da mesma forma, ou seja, para uma aceleração positiva existe um aumento da largura de pulso do *Motor 4 (real)* o que corresponde a um aumento de velocidade (*simulado*) e o contrário acontece para uma aceleração negativa.

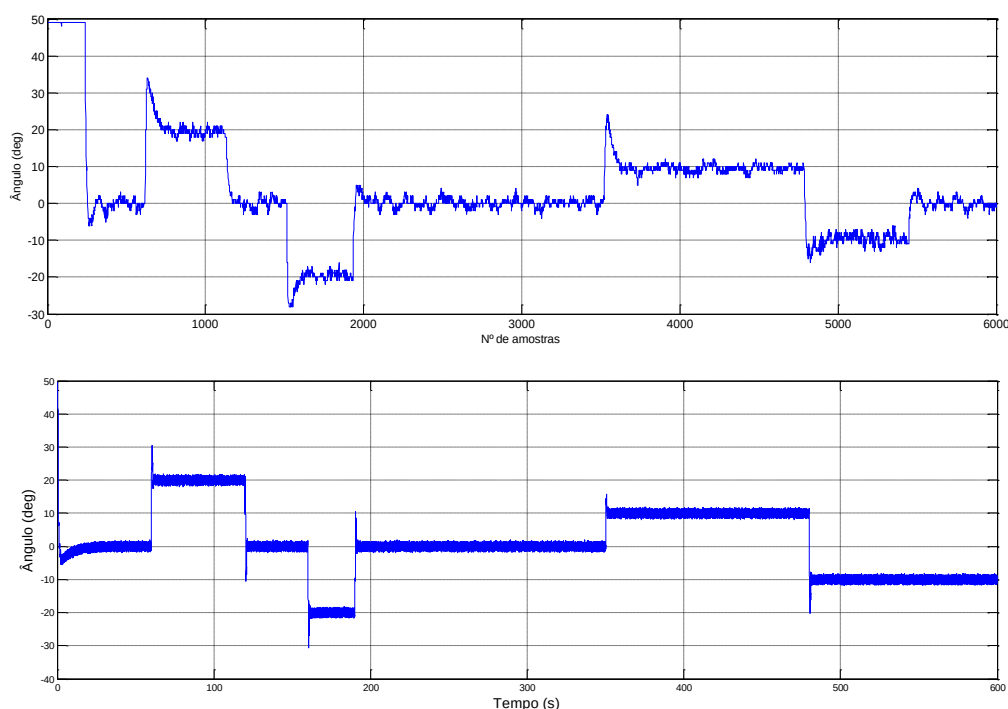


Figura 8.17 - Resposta do sistema real (*superior*) e simulado (*inferior*) aos degraus, com controlador *PID* do ângulo θ e com os parâmetros $K_P=80$, $K_I=10$, $K_D=40$ e $K_U=0.25$

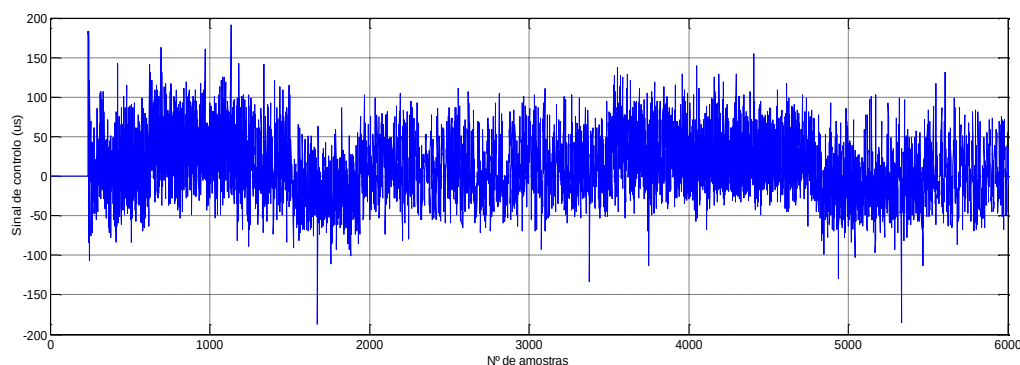


Figura 8.18 - Resposta do controlador *PID* do ângulo θ , com os parâmetros $K_P=80$, $K_I=10$, $K_D=40$ e $K_U=0.25$

Na *Figura 8.17* observa-se que o sistema real e o sistema simulado para o ângulo θ nas mesmas condições apresentam semelhanças nas respostas aos degraus apresentando aproximadamente o mesmo valor de sobre elevação, mas o sistema simulado tem uma resposta mais rápida face ao sistema real.

A rotação do ângulo θ apresentou respostas quase simétricas nos dois sentidos de rotação, levando a concluir que a simetria sobre este eixo de rotação está mais equilibrada tendo uma inércia equivalente nos dois sentidos.

Observando as *Figuras 8.18, 8.19* concluiu-se que de acordo com a equação 3.3 o controlador *PID* responde com um incremento da largura de pulso positivo quando necessita de uma aceleração positiva, ou seja, um incremento de força positivo validando assim o modelo.

De acordo com a *Figura 8.19* verifica-se que o sistema real e o simulado respondem da mesma forma, ou seja, para uma aceleração positiva existe um aumento da largura de pulso do *Motor 3 (real)* o que corresponde a um aumento de velocidade dos motores (*simulado*) e o contrário acontece para uma aceleração negativa.

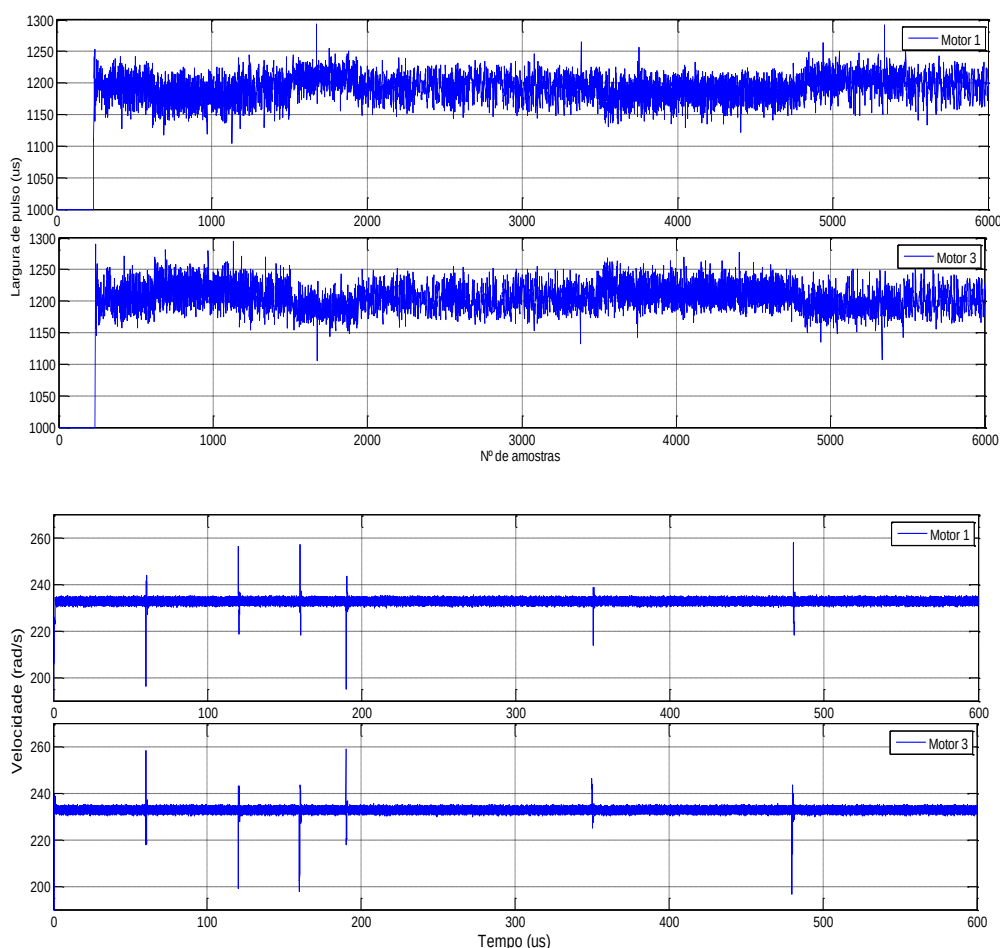


Figura 8.19 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 1 e 3 (sistema real)*, e velocidade dos *motores 1 e 3 (simulação)* com uma largura de pulso por defeito de 1200us, com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_d=40$ e $K_U=0.25$

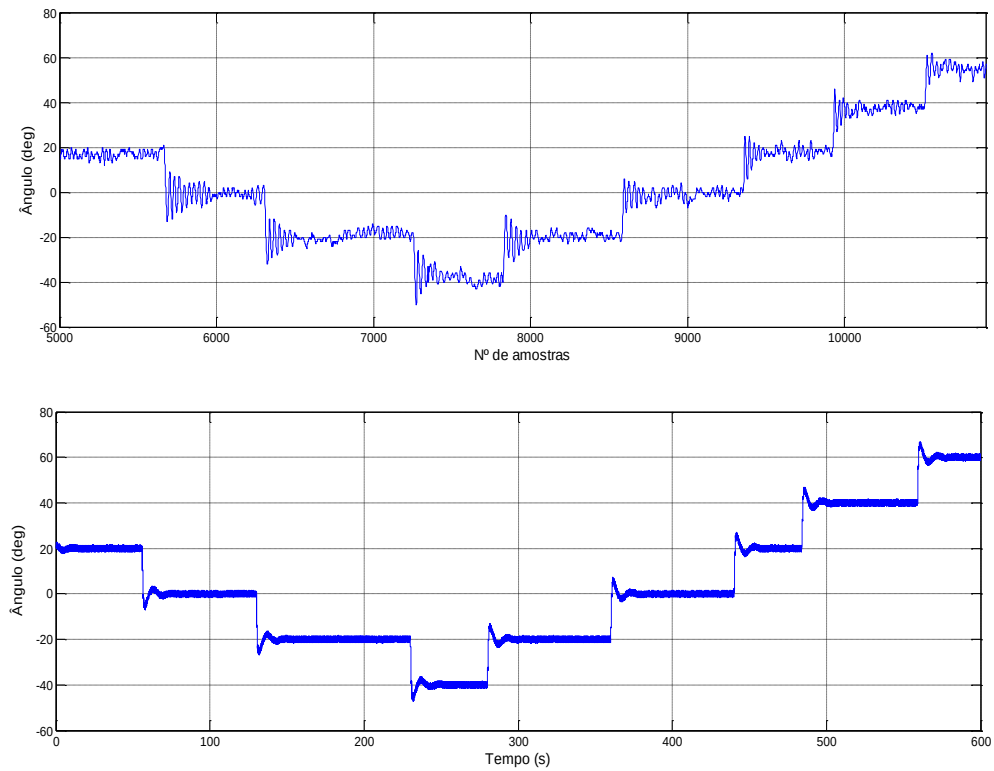


Figura 8.20 - Resposta do sistema real (*superior*) e simulado (*inferior*) aos degraus, com controlador *PID* do ângulo Ψ e com os parâmetros $K_P=35$, $K_I=20$, $K_D=80$ e $K_U=0.125$

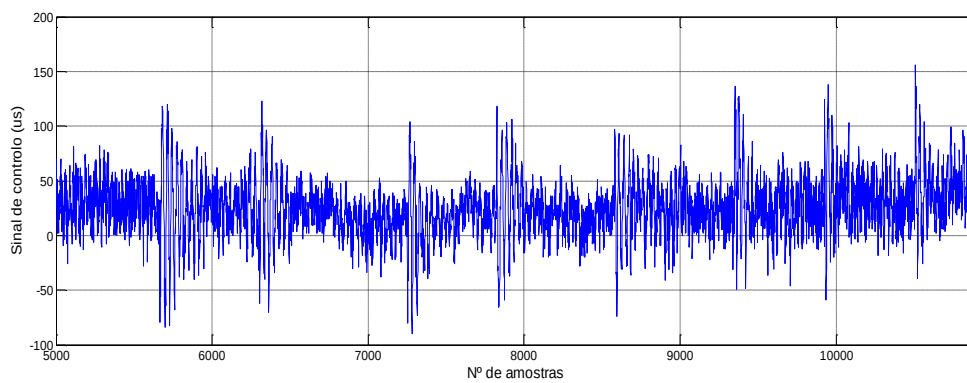
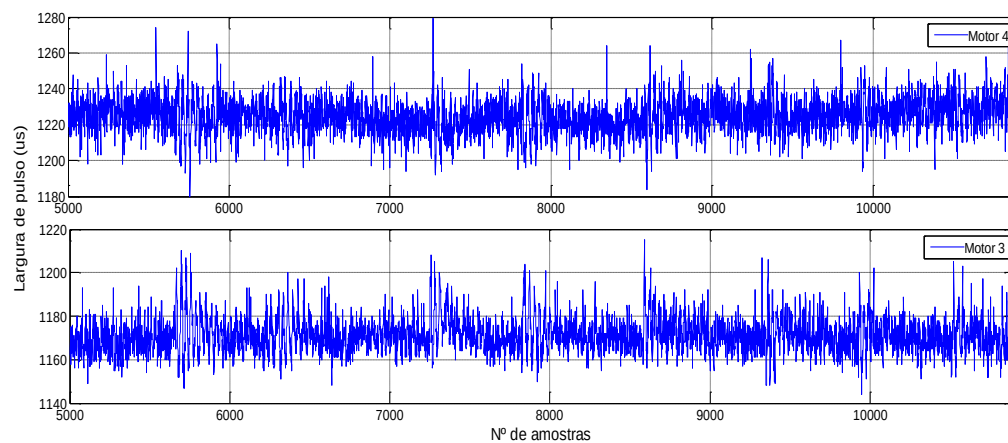


Figura 8.21 - Resposta do controlador *PID* do ângulo Ψ , com os parâmetros $K_P=35$, $K_I=20$, $K_D=80$ e $K_U=0.125$



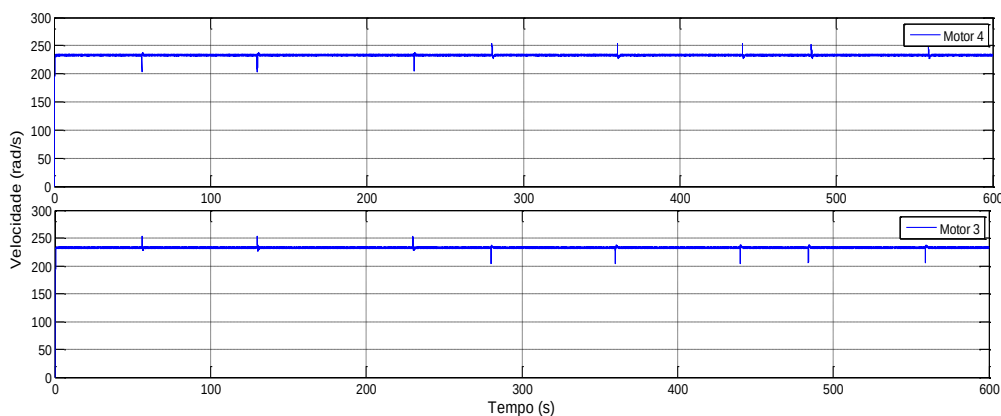


Figura 8.22 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos Motores 4 e 3 (*sistema real*), e velocidade dos motores 3 e 4 (*simulação*) com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$, com os parâmetros $K_P=35$, $K_I=20$, $K_D=80$ e $K_U=0.125$

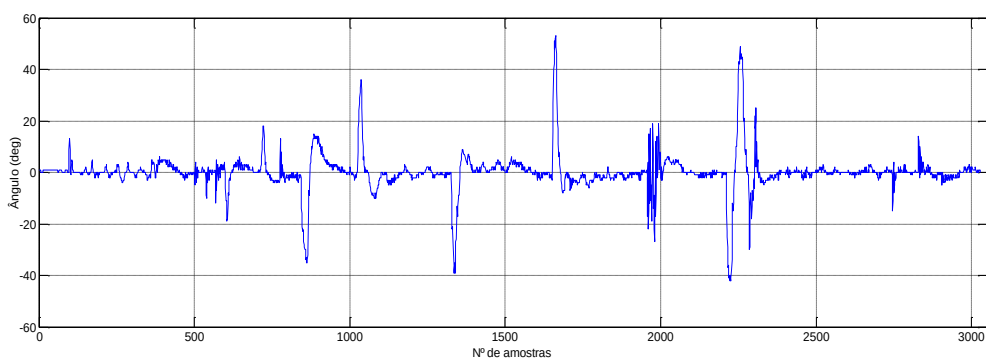
Na *Figura 8.20* observa-se que o sistema real e o sistema simulado para o ângulo ψ nas mesmas condições são um pouco diferentes. O sistema real apresenta uma maior sobre elevação, maior oscilação na zona de transição entre posições e um erro em regime permanente diferente de zero.

A assimetria do veículo não influenciou muito a resposta ao degrau nos dois sentidos, contudo devido à diferença de funcionamento entre os motores e o facto dos controladores dos ângulos Φ e θ actuarem também no sistema, verifica-se na *Figura 8.21* que é necessário introduzir um incremento positivo para compensar essas diferenças entre os pares dos motores.

De acordo com as *Figuras 8.21 e 8.22* verifica-se que o sistema real e o simulado respondem da mesma forma, ou seja, para uma aceleração positiva existe um aumento da largura de pulso do Motor 4 e 2 (*real*) o que corresponde a um aumento de velocidade dos mesmos motores (*simulado*) e o contrário acontece para uma aceleração negativa. O facto de estarem apenas presentes os Motores 3 e 4 deve-se ao facto do controlador actuar com o mesmo incremento nos pares, ou seja, Motores 2 e 4 e Motores 1 e 3.

Teste 3: resposta do sistema estabilizado em 0° com diversas perturbações

As *Figuras 8.23 até 8.28* mostram os resultados obtidos dos três ângulos com a existência de perturbações no sistema. Nas figuras é feita uma comparação e a respectiva correspondência entre o valor dos ângulos os sinais dos controladores e o respectivo sinal introduzido em cada motor. Desta forma é possível observar o comportamento do sistema na presença de perturbações.



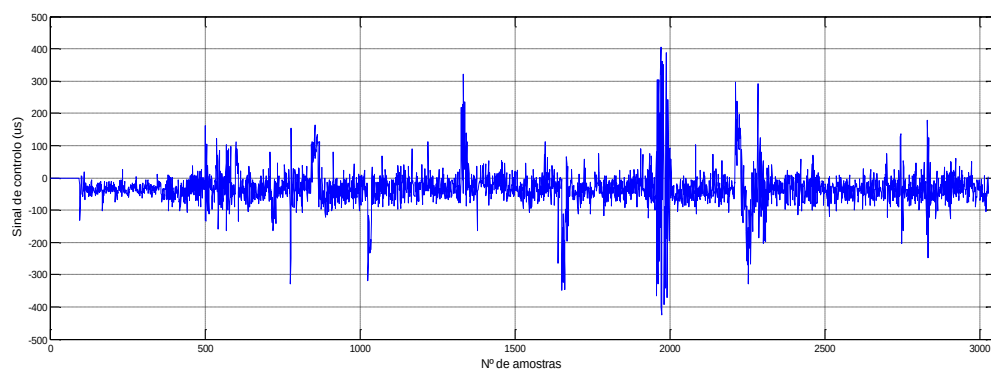


Figura 8.23 - Resposta do sistema do ângulo Φ vs sinal de controlo do controlador PID com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$

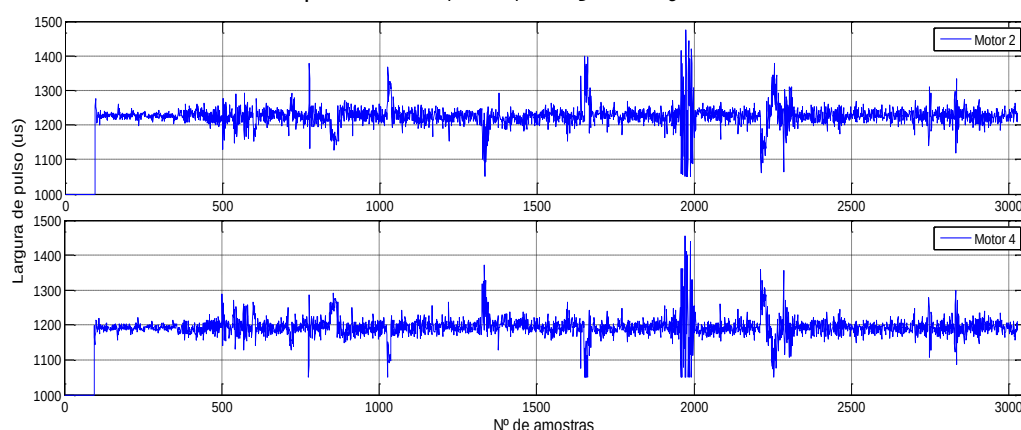
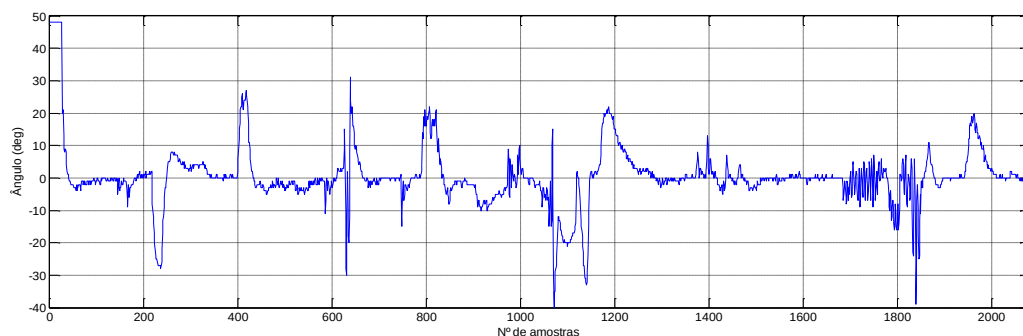


Figura 8.24 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 2 e 4* com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$ e com os seguintes parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$

De acordo com a *Figura 8.23* verifica-se que o controlador PID do ângulo Φ responde às perturbações externas no sentido negativo com acelerações no sentido positivo tendo um incremento positivo na largura de pulso e aumentando a largura de pulso do entregue ao controlador do *Motor 4* e diminuindo a largura de pulso entregue ao controlador do *Motor 2* (*Figura 8.24*). Quando surge uma perturbação externa no sentido positivo o controlador PID responde com acelerações no sentido negativo, ou seja a largura de pulso do sinal do motor 2 é incrementada enquanto a largura de pulso do sinal do *Motor 4* sofre um decremento validando assim a equação 3.2 do *Capítulo 3*.



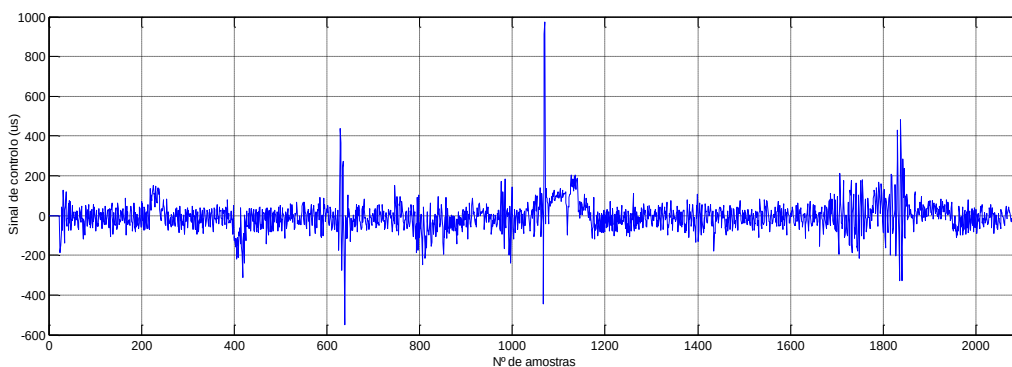


Figura 8.25 - Resposta do sistema do ângulo θ vs sinal de controlo do controlador *PID* com os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$

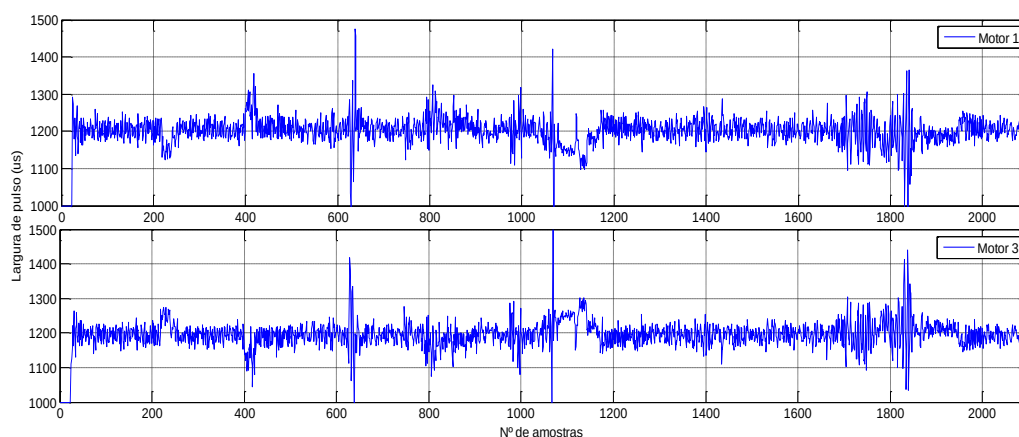
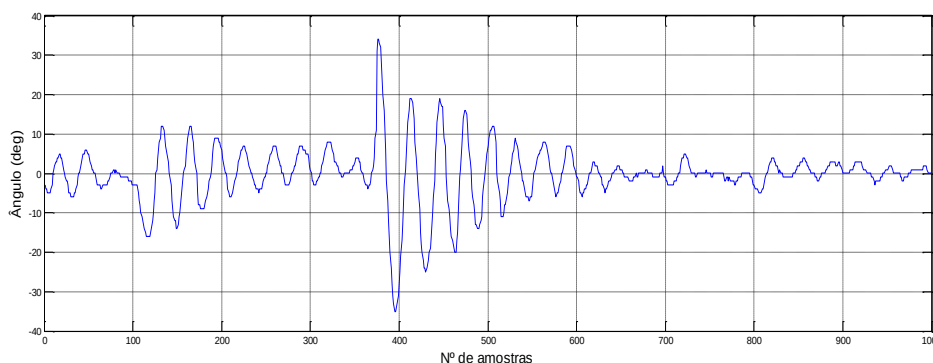


Figura 8.26 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 1* e *3* com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$ e os parâmetros $K_p=80$ $K_i=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$

De acordo com a *Figura 8.25* verifica-se que o controlador *PID* do ângulo θ responde às perturbações externas no sentido negativo com acelerações no sentido positivo tendo um incremento positivo na largura de pulso. Desta forma a largura de pulso do sinal entregue ao controlador do *Motor 3* é incrementada, enquanto a largura de pulso do sinal entregue ao controlador do *Motor 1* (Figura 8.26) sofre um decremento. Quando surge uma perturbação externa no sentido positivo o controlador *PID* responde com acelerações no sentido negativo, ou seja a largura de pulso do sinal do *Motor 1* é incrementada enquanto a largura de pulso do sinal do *Motor 3* sofre um decremento validando assim a equação 3.3 do *Capítulo 3*.



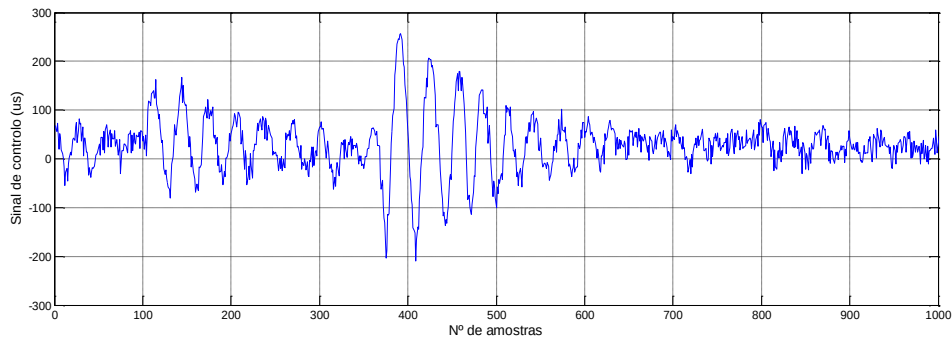


Figura 8.27 - Resposta do sistema do ângulo ψ vs sinal de controlo do controlador *PID* com os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

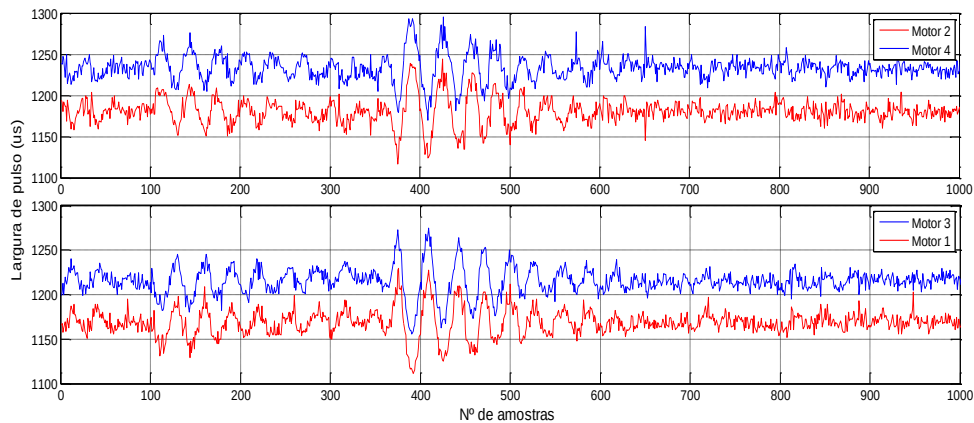


Figura 8.28 - Largura de pulso do sinal introduzido nos controladores dos *Motores 1, 2, 3 e 4* com perturbações externas no sistema, com uma largura de pulso por defeito de $1200\mu s$ e os parâmetros $K_p=35$ $K_i=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$

De acordo com a *Figura 8.27* verifica-se que o controlador *PID* do ângulo ψ responde às perturbações externas no sentido negativo com acelerações no sentido positivo tendo um incremento positivo na largura de pulso. Desta forma as larguras de pulso do sinal entregue aos controladores dos *Motores 2 e 4* são incrementadas, enquanto as larguras de pulso do sinal entregue aos controladores dos *Motores 1 e 3* (*Figura 8.28*) sofrem um decremento. Quando surge uma perturbação externa no sentido positivo o controlador *PID* responde com acelerações no sentido negativo, ou seja as larguras de pulso entregues aos controladores dos *Motor 1 e 3* são incrementadas acontecendo o contrário aos *Motores 2 e 4* validando assim a equação 3.4 do *Capítulo 3*.

Outra curiosidade observada na *Figura 8.28* descrita logo no início desta secção, deve-se ao facto dos controladores dos ângulos ϕ e θ estarem activos estabilizando o veículo em 0° , daí os sinais entregues aos pares de controladores não serem iguais mas sim diferentes, pois os controladores *PID* dos ângulos ϕ e θ também actuam nos actuadores.

8.2 - Resposta do sistema real com três graus de liberdade

Nesta secção realizou-se um teste ao sistema com dois (ϕ, θ) e três (ϕ, θ, ψ) graus de liberdade a fim de constatar se os parâmetros dos controladores *PID* ajustados na secção anterior optimizavam o sistema ou se necessitavam de ser ajustados às novas condições.

As Figuras 8.29 e 8.30 mostram a forma e o tipo de plataforma onde se realizaram os testes descritos nesta secção.

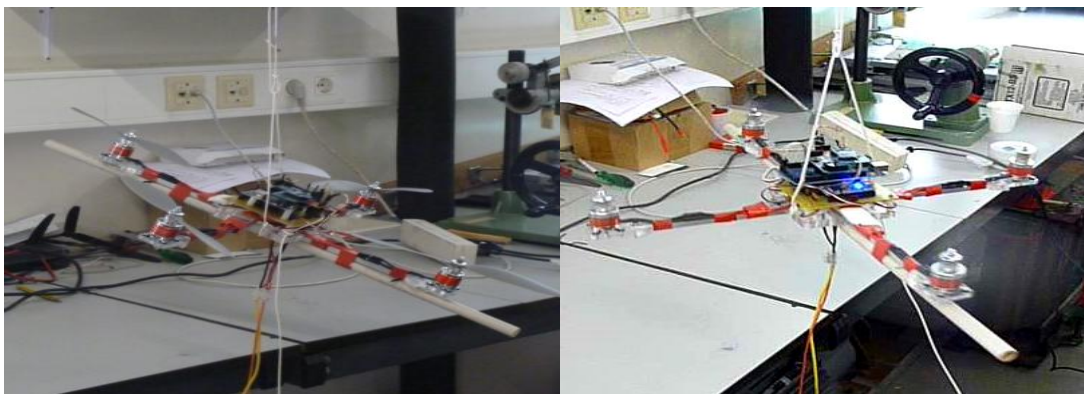


Figura 8.29 - Esquema do 1º teste realizado com o sistema desligado (esquerda) e com o sistema ligado (direita)



Figura 8.30 - Esquema do 2º teste realizado com o sistema desligado (esquerda) e com o sistema ligado (direita)

Como se observa nas Figuras 8.29 e 8.30 o protótipo desenvolvido está apenas suportado pelo seu peso, ou seja, os três graus de liberdade (Φ, θ, Ψ) angulares apresentam liberdade total de rotação, as posições X e Y apresentam liberdade parcial de movimento e a posição Z está completamente condicionada não apresentando liberdade pois os motores não produzem a força de sustentação suficiente, pois funcionam a baixas velocidades. Apesar das posições X e Y apresentarem liberdade parcial de movimentos as referências para os ângulos Φ e θ são nulas, logo de acordo com a equação 3.44 do Capítulo 3 a aceleração sobre esses eixos vai ser nula não apresentando assim qualquer tipo de deslocação sobre estes eixos.

Teste 1: Teste ao sistema real com apenas dois graus de liberdade (Φ, θ)

Observando as Figuras 8.31 e 8.32 verifica-se que os controladores *PID* dos ângulos Φ e θ respondem às perturbações tentando minimizar o erro e convergindo para a posição desejada. Quando existem ângulos negativos os controladores respondem com incrementos de largura de pulso positivos de modo a criar acelerações angulares positivas convergindo assim o sistema para o valor desejado 0° . Quando existem ângulos positivos os controladores respondem com incrementos negativos criando acelerações negativas levando o erro a convergir para um valor nulo.

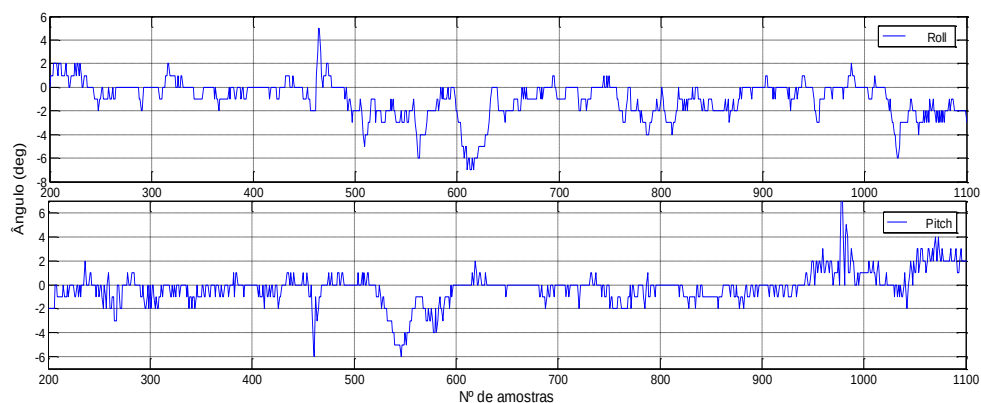


Figura 8.31 - Resposta do sistema com dois graus de liberdade, com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ e $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ

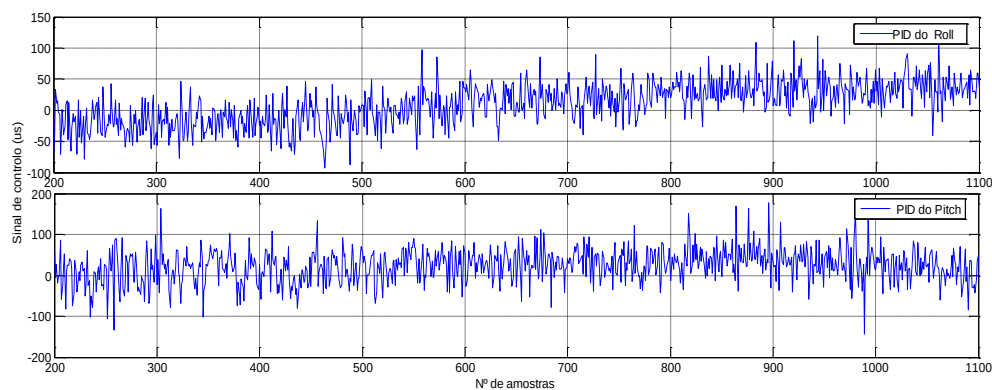


Figura 8.32 - Resposta dos controladores PID com dois graus de liberdade, com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ e $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ

Apesar de ainda existir alguma oscilação o sistema comporta-se de acordo com as simulações realizadas no *Capítulo 7* e com as equações dinâmicas do sistema modelado no *Capítulo 4* são válidas.

Teste 2: Teste ao sistema real com três graus de liberdade (Φ, θ, Ψ)

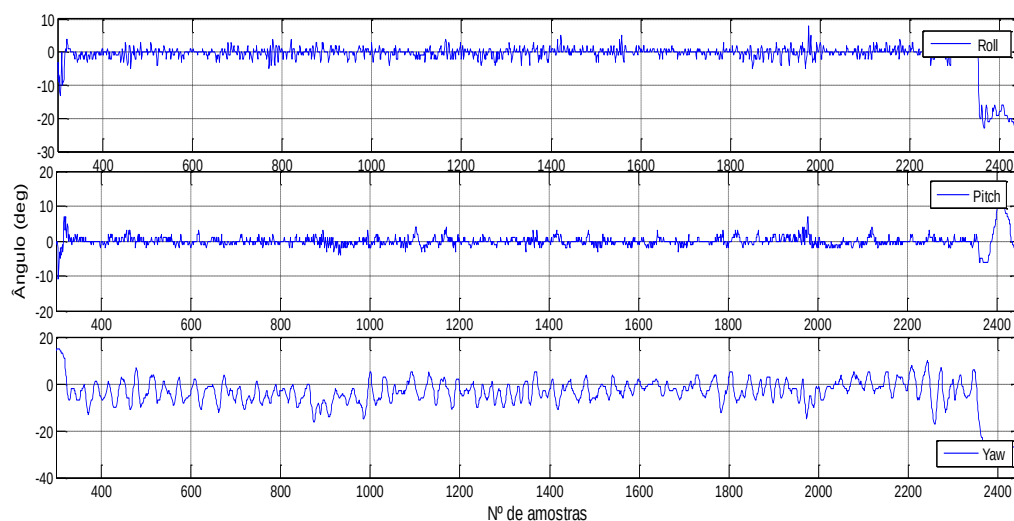


Figura 8.33 - Resposta do sistema com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_P=65$ $K_I=7$ $K_D=50$ e $K_U=0.125$ para Ψ

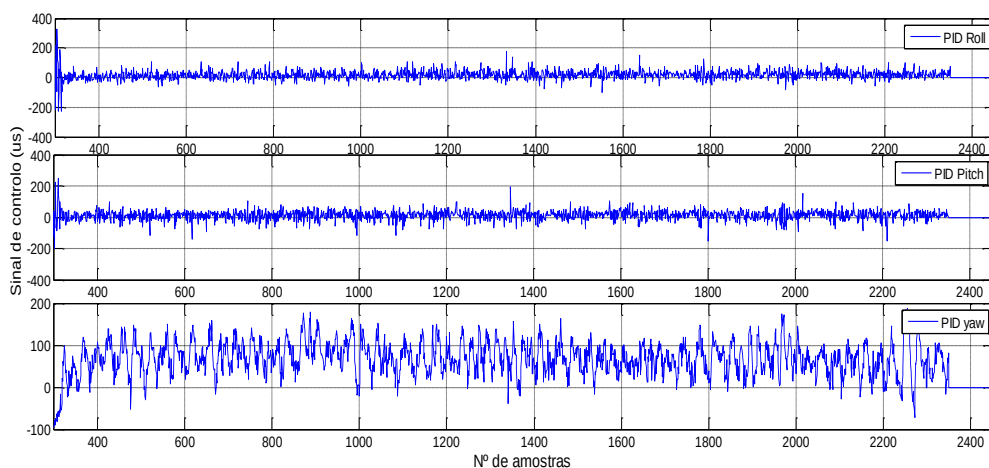


Figura 8.34 - Resposta dos controladores *PID* com três graus de liberdade, com os parâmetros com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_P=65$ $K_I=7$ $K_D=50$ e $K_U=0.125$ para Ψ

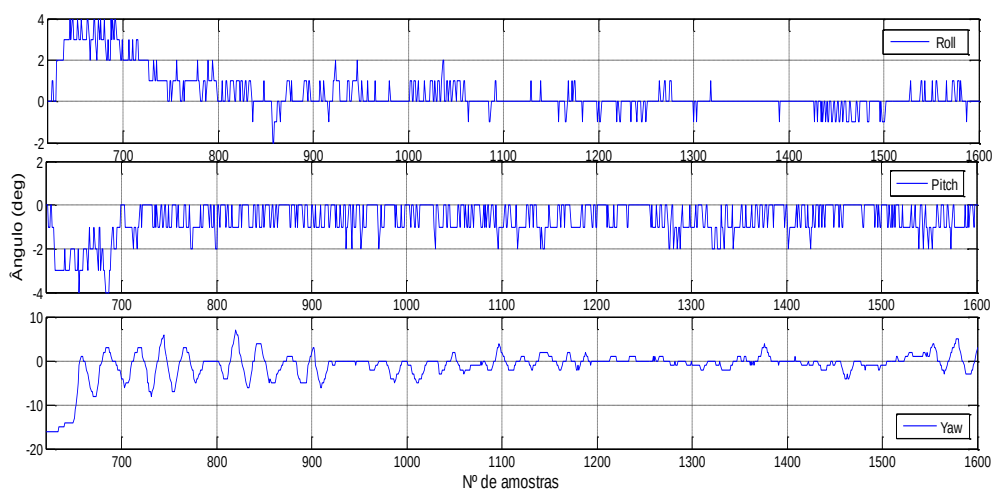


Figura 8.35 - Resposta do sistema com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$ para o controlador de Ψ

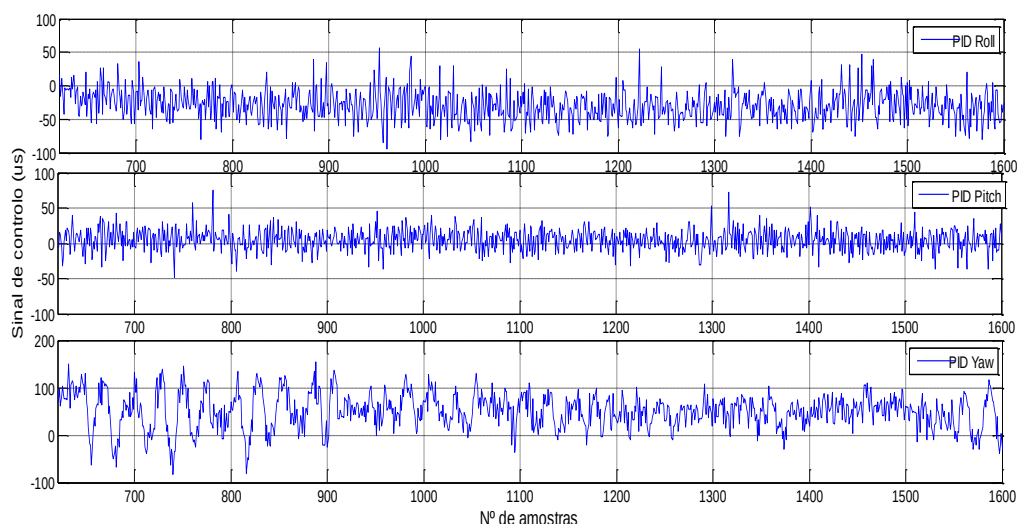


Figura 8.36 - Resposta dos controladores *PID* com três graus de liberdade, com os parâmetros $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=50$ e $K_U=0.25$ para Φ , $K_P=80$ $K_I=10$ $K_D=40$ e $K_U=0.25$ para θ e $K_P=35$ $K_I=20$ $K_D=80$ e $K_U=0.125$ para o controlador de Ψ

Os resultados obtidos nas Figuras 8.33 e 8.34 em comparação com os das Figuras 8.35 e 8.36 apresentam uma maior oscilação em torno dos três ângulos, sobretudo em torno do

ângulo ψ . O ajuste dos parâmetros do controlador *PID* do ângulo ψ (Figuras 8.35 e 8.36) aumentou a eficiência do mesmo tornando o sistema mais estável, ou seja, com menor oscilação nos três ângulos. O controlador *PID* do ângulo ψ tem a particularidade de actuar em todos os actuadores (equação 3.4) levando a que um mau ajuste dos parâmetros perturbe os outros ângulos (equação 3.44). No momento inicial da Figura 8.35 observa-se essa situação em que o ângulo ψ está convergindo para 0° inserindo perturbações nos ângulos ϕ e θ devido à resposta do seu controlador. Apesar das perturbações introduzidas nos outros ângulos, os controladores dos mesmos revelaram robustez suficiente convergindo para a posição 0° anulando assim o erro.

8.3 - Conclusão

Nos resultados obtidos ao longo deste capítulo observa-se uma melhoria da estabilidade do veículo ao longo dos vários testes realizados revelando assim uma certa evolução na optimização dos parâmetros dos controladores e do sistema.

O facto de a estrutura não ser totalmente simétrica e do centro de massa não estar totalmente centrado provoca respostas diferentes da rotação do veículo em sentidos opostos. Partindo da comparação entre os resultados experimentais e simulados verifica-se essa assimetria do sistema real em relação ao sistema simulado. Contudo a forma como o sistema real responde é semelhante sendo este mais lento, apresentando maior sobre elevação e maior oscilação.

Apesar dos quatro conjuntos controladores de velocidade, motores e propulsores terem as mesmas características, estes apresentam pontos de funcionamento e dinâmicas diferentes nas respostas aos mesmos sinais de controlo o que dificulta o controlo dos ângulos por parte dos controladores *PID*. Ao longo dos resultados experimentais observa-se que os controladores compensam com incrementos positivos ou com incrementos negativos essas diferenças entre os quatro conjuntos de modo a manter o veículo numa posição com uma aceleração nula. Idealmente os controladores *PID* deveriam responder com um incremento nulo, de modo a que veículo tenha uma aceleração nula ficando estável numa determinada posição.

Os controladores de velocidade utilizados actualizavam a velocidade dos motores a uma frequência de 50Hz o que diminui a frequência de controlo do sistema para metade tornando o controlo do sistema menos robusto e mais complicado. As reacções às perturbações dos controladores são mais lentas levando o sistema a convergir mais lentamente para as posições desejadas.

Os sensores que actualizavam a atitude (ϕ, θ, ψ) do veículo estavam directamente acoplados à estrutura mecânica surgindo diversos problemas com as vibrações existentes da rotação dos propulsores. Devido ao facto da estrutura mecânica ter sido desenvolvida em acrílico e alumínio não existindo qualquer tipo de junta de atenuação das vibrações entre os equipamentos de medição e a estrutura, o aumento da velocidade dos motores para níveis suficientes de modo a compensar a gravidade provocava imensa vibração alterando completamente as medidas dos sensores tornando o controlo pouco eficiente.

Os controladores de velocidade dos motores estavam situados no plano inferior à *PCB* onde estavam montados os sensores originando assim irradiação electromagnética para as pistas dos circuitos provocando assim ruído electromagnético e perturbando os sensores que estavam no plano superior.

Nos testes experimentais realizados apenas foi possível testar o controlo de estabilidade do veículo devido aos problemas mencionados nos dois parágrafos anteriores que dificultaram a implementação do controlo de altitude. Contudo e apesar dos problemas registados, verifica-se nas primeiras duas secções deste capítulo que os controladores *PID* dos ângulos Φ , θ e ψ foram eficientes no controlo da estabilidade do veículo mostrando robustez às perturbações externas, aos problemas de construção e às limitações de algum hardware.

Capítulo 9

Conclusão

Este capítulo apresenta as conclusões retiradas do trabalho realizado nesta dissertação e as sugestões a serem implementadas em trabalhos futuros. Assim, tendo como objectivo apresentar as conclusões e sugestões, este capítulo está organizado do seguinte modo:

A *secção 9.1* apresenta as conclusões do trabalho realizado nesta dissertação acerca das simulações, protótipo desenvolvido e resultados experimentais.

Por último a *secção 9.2* apresenta algumas das sugestões a serem implementadas em trabalhos futuro e que poderão melhorar as características do sistema.

9.1 - Conclusões

O modelo dinâmico do sistema obtido no *Capítulo 3* foi validado através das simulações realizadas ao longo do *Capítulo 7*. Apesar de não conter as perturbações que surgem com a aproximação ao solo, este modelo é totalmente válido em voos afastados do solo. Os testes realizados ao conjunto de actuadores serviram para validar as curvas características de força, corrente e velocidade. Os valores obtidos foram introduzidos no modelo simulado, de modo a aproximar a simulação do protótipo desenvolvido.

A partir das simulações realizadas no Simulador desenvolvido concluiu-se que o controlo difuso apresentava uma resposta mais rápida às perturbações externas devido à acção do vento e das forças que contribuíam para a instabilidade do veículo. Contudo, e apesar de ter um melhor comportamento, o controlador difuso apresentava maior oscilação no controlo de estabilidade do veículo tendo menor imunidade ao ruído. O aumento da frequência de controlo tornava as respostas do controlador difuso mais suaves apresentando menor oscilação e mais robustez que com uma frequência de controlo de *100Hz*.

Alterando-se os parâmetros físicos do veículo, em concreto a massa, concluiu-se que o controlador Difuso tinha um erro em regime permanente inferior ao controlador linear *PD* revelando mais robustez às alterações dos parâmetros sem qualquer tipo de ajuste. Por sua vez o controlador linear *PID* apresentava maior robustez devido à componente integral introduzida eliminando o erro em regime permanente e sendo mais eficiente que o controlador difuso *PD* e linear *PD*. Esta característica foi extremamente importante, pois com

o ruído existente nas medidas as topologias baseadas no erro e na derivada do erro tinham tendência a nunca convergir para a posição desejada diminuindo a precisão do sistema.

O algoritmo de gestão de energia do veículo revelou estar a funcionar eficientemente não deixando a bateria descer abaixo dos limites definidos, logo poderá ser utilizado em iterações futuras do sistema.

Desta forma e de acordo com as conclusões anteriormente retiradas concluiu-se que o controlador linear *PID* seria o mais robusto e adequado ao controlo do veículo e apresentava maior simplicidade na implementação.

O protótipo desenvolvido não apresentava todos os equipamentos necessários para o voo autónomo, contudo está equipado com todos os equipamentos necessários à realização de um voo com controlo de estabilidade e de altitude. Os subsistemas desenvolvidos e os protocolos implementados estavam a funcionar eficientemente, contudo a estrutura mecânica não revelava a robustez desejada, pois existia alguma flexibilidade nos braços de alumínio permitindo alguma rotação dos motores e evitando que o ângulo formado entre estes e o eixo Z do referencial do veículo seja diferente de zero. Após a instalação de todo o equipamento de processamento, controlo, comunicação, sensores e energia o veículo não estava totalmente equilibrado havendo assimetria sobre os eixos e não estando o centro de massa a coincidir com o centro do referencial do veículo.

Quanto ao filtro complementar utilizado para estimar a atitude, usando a combinação das medidas dos acelerómetros, dos giroscópios e dos magnetómetros, apresentou melhor performance que as medidas apresentadas pelos giroscópios, acelerómetros e magnetómetros de forma independente. Assim, o filtro complementar utilizado revela ser uma opção válida e eficiente para a estimação da atitude eliminando os ruídos e os desvios ao longo do tempo.

Os resultados obtidos revelaram uma melhoria da estabilidade do veículo ao longo dos vários testes realizados mostrando uma evolução positiva na optimização dos parâmetros dos controladores *PID* e do sistema.

O facto de a estrutura não ser totalmente simétrica e do centro de massa não estar totalmente centrado provocou respostas diferentes da rotação do veículo em sentidos opostos. Comparando os resultados experimentais obtidos e os simulados verifica-se essa assimetria do sistema real em relação ao sistema simulado. Contudo a forma como o sistema real responde é semelhante sendo este mais lento, apresentando maior sobre elevação e maior oscilação.

Apesar dos quatro conjuntos controladores de velocidade, motores e propulsores terem as mesmas características, estes apresentam pontos de funcionamento e dinâmicas diferentes nas respostas aos mesmos sinais de controlo o que dificulta o controlo dos ângulos por parte dos controladores *PID*. A partir dos resultados experimentais observa-se que os controladores compensam com incrementos positivos ou com incrementos negativos essas diferenças entre os quatro conjuntos de modo a manter o veículo numa posição com uma aceleração nula. Idealmente os controladores *PID* deveriam responder com um incremento nulo de modo ao veículo manter-se com aceleração nula ficando estável numa determinada posição.

Os controladores de velocidade utilizados actualizavam a velocidade dos motores a uma frequência de 50Hz o que diminui a frequência de controlo do sistema para metade tornando o controlo do sistema menos robusto. As reacções às perturbações dos controladores são mais lentas levando o sistema a convergir mais lentamente para as posições desejadas.

Os sensores que actualizavam a atitude (Φ, θ, ψ) do veículo estavam directamente acoplados à estrutura mecânica surgindo diversos problemas com as vibrações existentes e

provenientes da rotação dos propulsores. Devido ao facto da estrutura mecânica ter sido desenvolvida em acrílico e alumínio não existindo qualquer tipo de junta de atenuação das vibrações entre os equipamentos de medição e a estrutura, o aumento da velocidade dos motores para níveis suficientes, de modo a compensar a gravidade provocava imensa vibração alterando completamente as medidas dos sensores tornando a estimação da atitude pouco eficiente e prejudicando o controlo.

Os controladores de velocidade dos motores estavam situados no plano inferior à *PCB* onde estavam montados os sensores originando assim irradiação electromagnética para as pistas dos circuitos adicionando assim ruído electromagnético nas medidas.

Nos testes experimentais realizados apenas foi possível testar o controlo de estabilidade do veículo devido aos problemas mencionados nos dois parágrafos anteriores que dificultaram a implementação do controlo de altitude. Contudo e apesar dos problemas registados verifica-se nas diversas secções do *Capítulo 8* que os controladores *PID* dos ângulos Φ , θ e ψ foram eficientes no controlo da estabilidade do veículo mostrando robustez às perturbações externas, aos problemas de construção e às limitações de algum hardware.

9.2 - Sugestões e trabalhos futuros

A plataforma utilizada para realizar os testes aos motores, controladores de velocidade e propulsores não era a mais apropriada, daí sugere-se que em trabalhos futuros seja construída uma plataforma com o objectivo de testar os quatro conjuntos obtendo modelos mais precisos. As diferenças entre os diversos conjuntos podem ser minimizadas utilizando uma malha de controlo de velocidade a partir da medição directa da velocidade nos motores melhorando assim a resposta dos motores e melhorando a estabilidade do veículo. Este controlador em malha fechada otimizará o sistema diminuindo o erro entre a velocidade desejada e a velocidade medida.

O controlador difuso implementado e simulado apresentou respostas rápidas às perturbações, contudo apresentou alguma oscilação no controlo da atitude e maior imunidade aos ruídos. Em trabalhos futuros sugere-se a utilização da acção integral no controlador difuso aumentando assim para três entradas. Sugere-se também a utilização de um número superior (>5) de funções de pertinência aumentando as regras. Em trabalhos futuros sugere-se a sua implementação num protótipo melhorado.

Numa próxima iteração do sistema sugere-se a construção de uma estrutura mecânica mais rígida e leve utilizando materiais como a fibra de carbono, a criação de uma *PCB* com os integrados de controlo, comunicação e processamento evitando assim o uso de múltiplas *PCBs* ocupando assim menos espaço e diminuindo o peso.

O isolamento dos sensores de atitude da estrutura mecânica evitando que as vibrações excessivas provocadas pela rotação dos propulsores afectem o controlo. Utilização de filtros de segunda ordem e filtros de *Kalman* fazendo uma análise comparativa entre os diferentes métodos de estimação.

Troca dos controladores de velocidade por outros com taxas de actualização superiores a 50Hz, usando comunicações digitais tais como *I2C* ou *SPI* evitando o uso de sinais PWM, pois apresentam menor imunidade aos ruídos electromagnéticos.

De modo a realizarem-se voos autónomos sugere-se a introdução de um sensor de *GPS*, um sensor barométrico, um sensor de temperatura e um sensor de humidade. Estes sensores

são capazes de calcular a posição em ambiente exterior. A introdução de sensores de obstáculos seria também uma sugestão permitindo o voo sem colisões dentro de edifícios.

Após o estudo realizado concluiu-se que este veículo ainda tem uma grande evolução a percorrer até ser possível a realização do voo totalmente autónomo apresentando robustez às perturbações e maior eficiência energética.

Anexo A

A.1 - Resultados obtidos dos testes aos propulsores

Tabela A.1 - Propulsor APC 1047SF e GWS 8040

Largura de pulso (<i>us</i>)	Corrente APC 1047 (A)	Força APC 1047 (N)	Corrente GWS 8040 (A)	Força GWS 8040 (N)
1000	0.1	0	0,1	0
1020	0.1	0	0,1	0
1040	0.1	0	0,1	0
1060	0.1	0	0,1	0
1080	0,15	0,098	0,17	0,1078
1100	0,2	0,1568	0,22	0,147
1120	0,28	0,2156	0,28	0,196
1140	0,36	0,2842	0,34	0,2548
1160	0,41	0,3528	0,42	0,3234
1180	0,54	0,49	0,5	0,3822
1200	0,61	0,588	0,58	0,441
1220	0,7	0,7644	0,65	0,5194
1240	0,85	0,8526	0,71	0,5782
1260	1	0,931	0,84	0,686
1280	1,07	1,0094	0,93	0,784
1300	1,15	1,1172	1	0,8428
1320	1,31	1,2152	1,11	0,9212
1340	1,57	1,3622	1,21	0,9898
1360	1,68	1,47	1,32	1,0682
1380	1,85	1,617	1,4	1,127
1400	2	1,666	1,5	1,1858
1420	2,08	1,7248	1,58	1,2446
1440	2,25	1,8326	1,68	1,3524

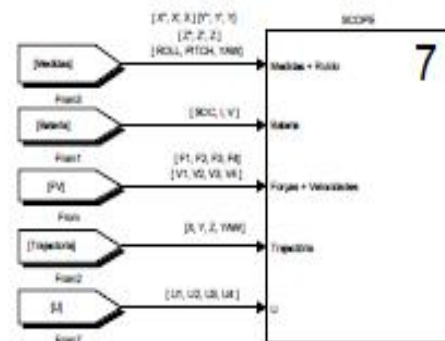
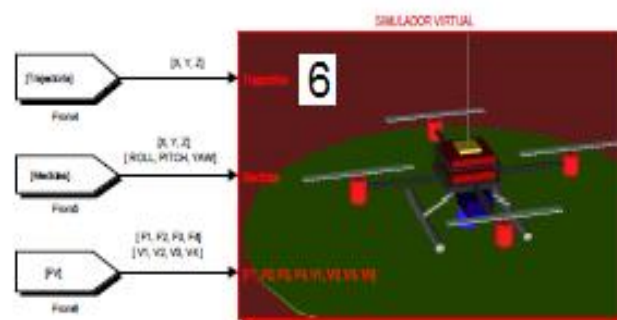
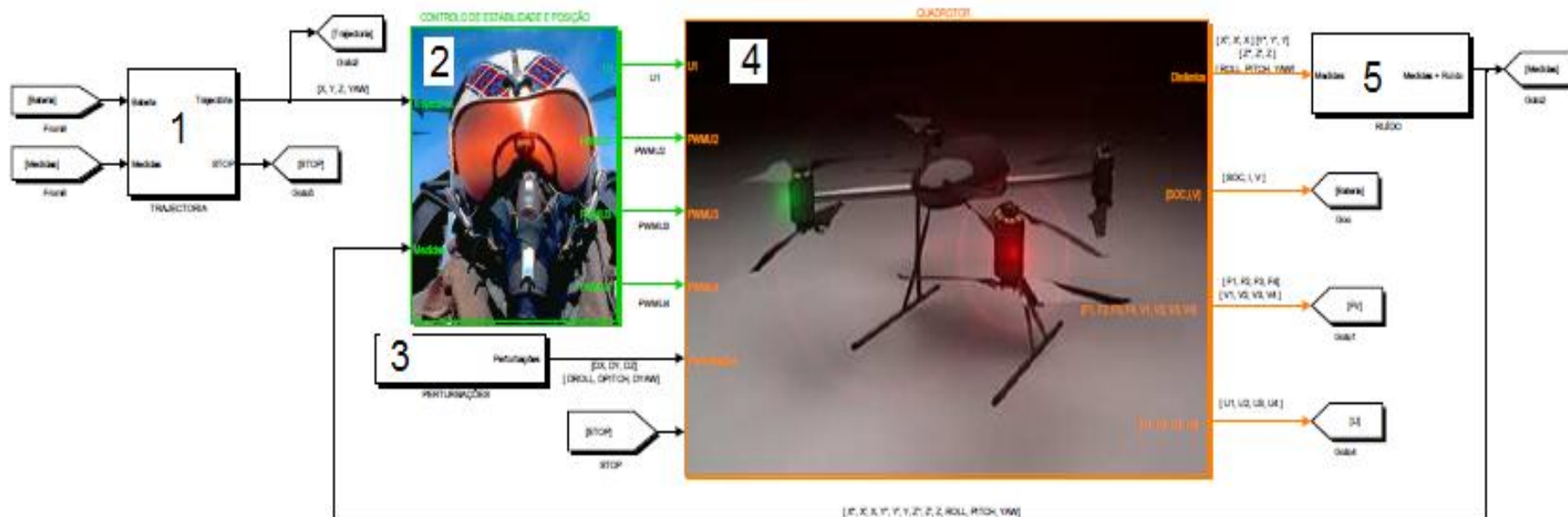
1460	2,53	1,9698	1,77	1,4406
1480	2,66	2,058	1,91	1,4896
1500	2,83	2,1854	2	1,5484
1520	3	2,2736	2,13	1,5876
1540	3,2	2,3716	2,24	1,7248
1560	3,39	2,4696	2,43	1,8326
1580	3,48	2,548	2,5	1,9012
1600	3,67	2,597	2,57	1,9992
1620	3,9	2,7244	2,7	2,1952
1640	4,2	2,9008	2,87	2,2344
1660	4,5	2,9792	3	2,303
1680	4,75	3,0772	3,14	2,3912
1700	4,9	3,1948	3,5	2,6264
1720	5,05	3,2144	3,66	2,695
1740	5,4	3,3614	3,74	2,7636
1760	5,66	3,479	3,93	2,8518
1780	5,89	3,528	4,05	2,9302
1800	6,14	3,6946	4,24	2,94
1820	6,4	3,7926	4,31	3,0184
1840	6,47	3,8514	4,57	3,185
1860	7	4,0474	4,96	3,3908
1880	7,5	4,361	5,37	3,6064
1900	8,34	4,6354	5,48	3,7436
1920	8,34	4,6354	5,56	3,8024

Anexo B

B.1 - Simulador Final

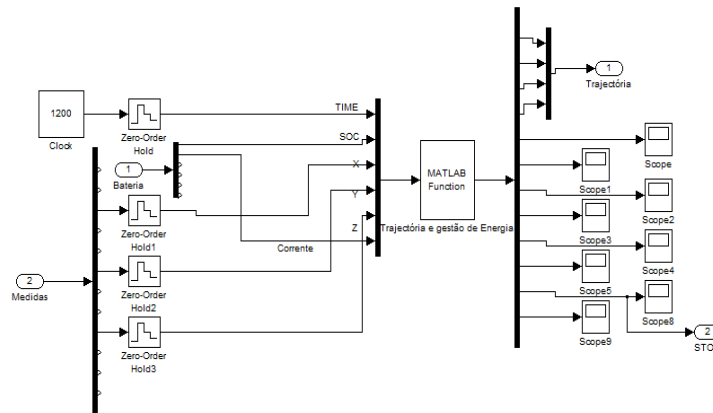
Neste anexo são apresentados os blocos e código utilizados no simulador desenvolvido em ambiente *Matlab/Simulink*. O Simulador Final é constituído por 7 blocos que por sua vez possuem diversos blocos internos de acordo com a seguinte hierarquia:

1. Trajectória.
2. Controlo de Estabilidade e Posição.
3. Perturbações.
4. Quadrotror.
 4. 1. Pré processamento
 4. 2. Motores, Bateria e propulsores
 - 4.2.1. Motores
 - 4.2.2. Bateria
 - 4.2.3. Propulsores
 4. 3. Pós processamento
 4. 4. Parâmetros do veículo
 4. 5. Dinâmica do veículo
5. Ruído.
6. Simulador Virtual.
7. Scope (*Gráficos dos parâmetros da simulação*).



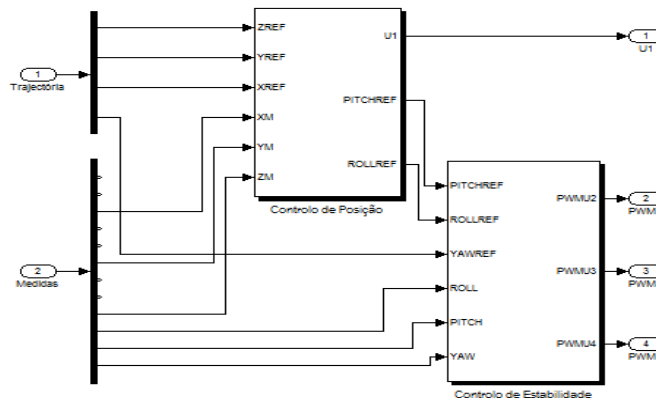
1. Trajectória e gestão de energia

Este bloco é responsável pela trajectória e pela gestão de energia do veículo. A trajectória do veículo é predefinida pelo utilizador antes do voo neste caso, contudo também poderá ser alterada ao longo do voo utilizando o modo de simulação em tempo real.



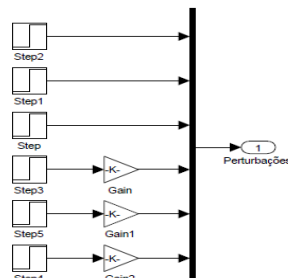
2. Controlo de Estabilidade e Posição

Este bloco é constituído por dois blocos internos, um responsável pelo controlo da posição e outro responsável pelo controlo da estabilidade. Estes blocos são iguais em termos de entradas e saídas mudando apenas a técnica de controlo utilizada. As técnicas de controlo utilizadas podem ser encontradas no *Capítulo 6 - Controlo*.



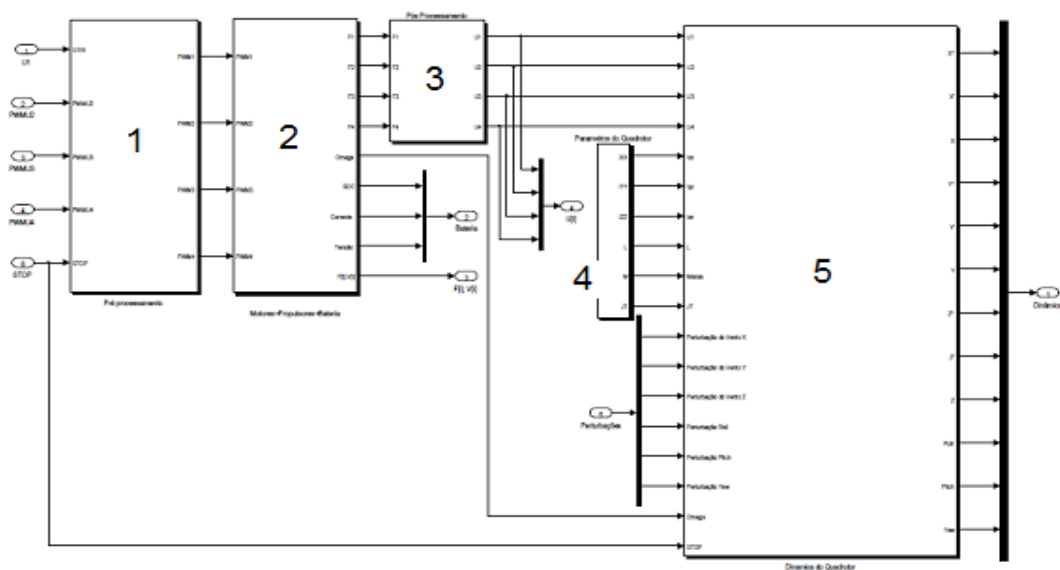
3. Perturbações

As perturbações foram introduzidas na forma de degrau neste caso, contudo poderão ser de outros tipos. A perturbação na posição é imposta através de uma alteração da velocidade do veículo devido ao vento. Na atitude estas perturbações impõem uma alteração directa dos ângulos.

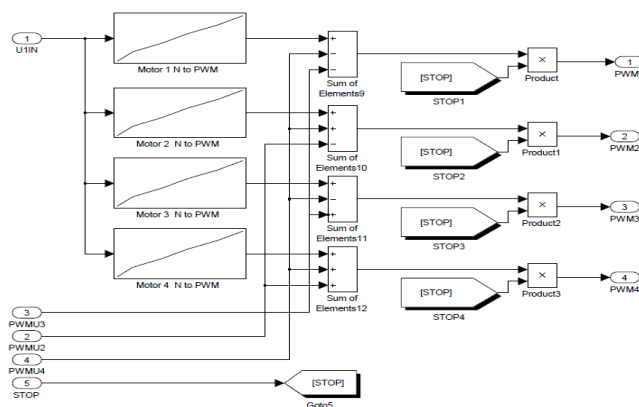


4. Quadrotor

Este bloco é constituído por um bloco de pré-processamento (1), um bloco com os motores, bateria e propulsores (2), um bloco de pós-processamento (3), um bloco com os parâmetros do veículo (4) e um bloco com as equações dinâmicas do veículo (5).

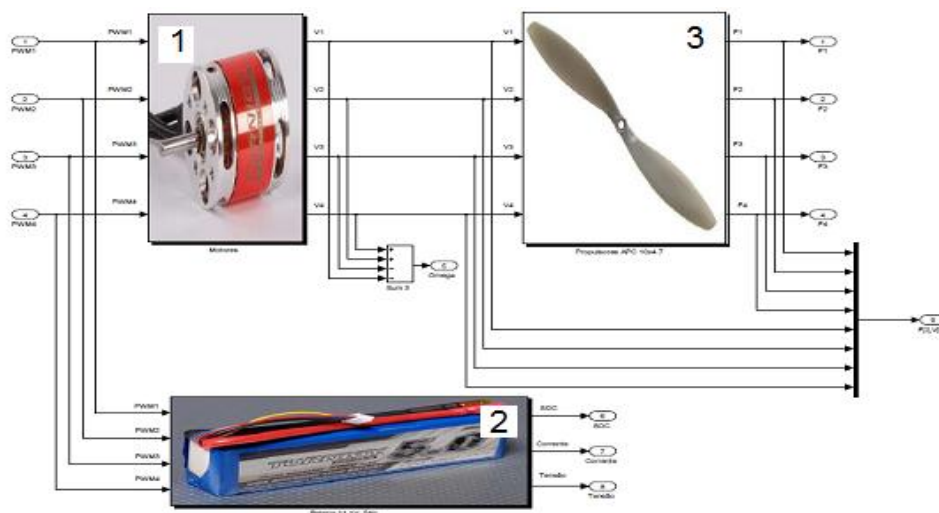


4.1 Pré-processamento/Cálculo do PWM (PWM1, PWM2, PWM3, PWM4)



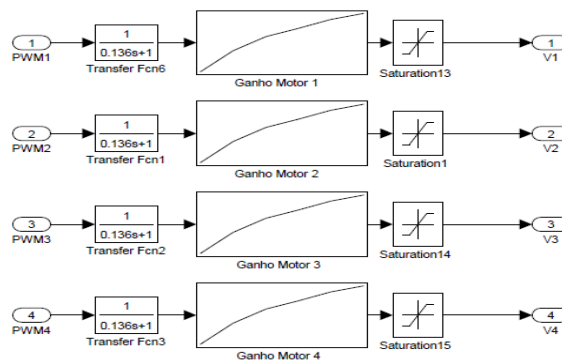
Estas equações poderão ser encontradas no *Capítulo 6 - Controle*.

4.2 Motores, bateria e propulsores

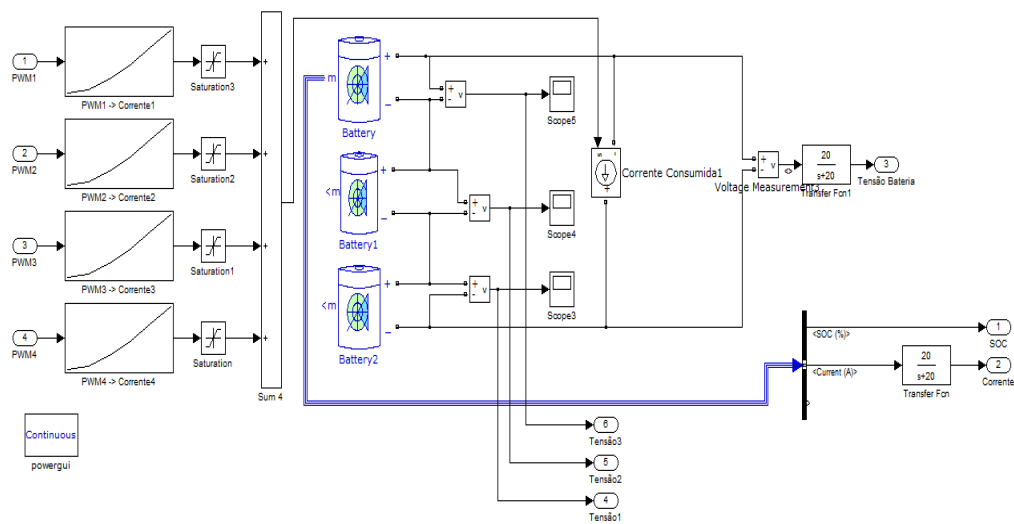


Este bloco é constituído pelos actuadores motores (1) + propulsores (3) e pela fonte de energia (2). As equações relativas as estes blocos podem ser encontradas no *Capítulo 3 - Modelo do Sistema*.

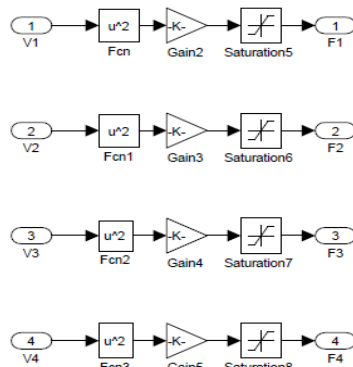
4.2.1 Motores



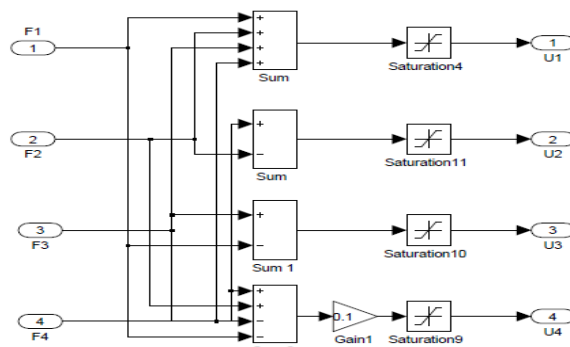
4.2.2 Bateria



4.2.3 Propulsores

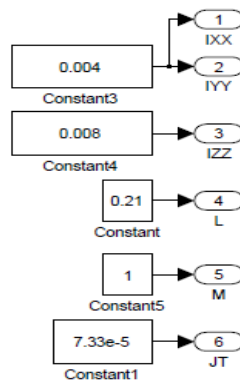


4.3 Pós processamento/Cálculo das forças ($U1$, $U2$, $U3$, $U4$)

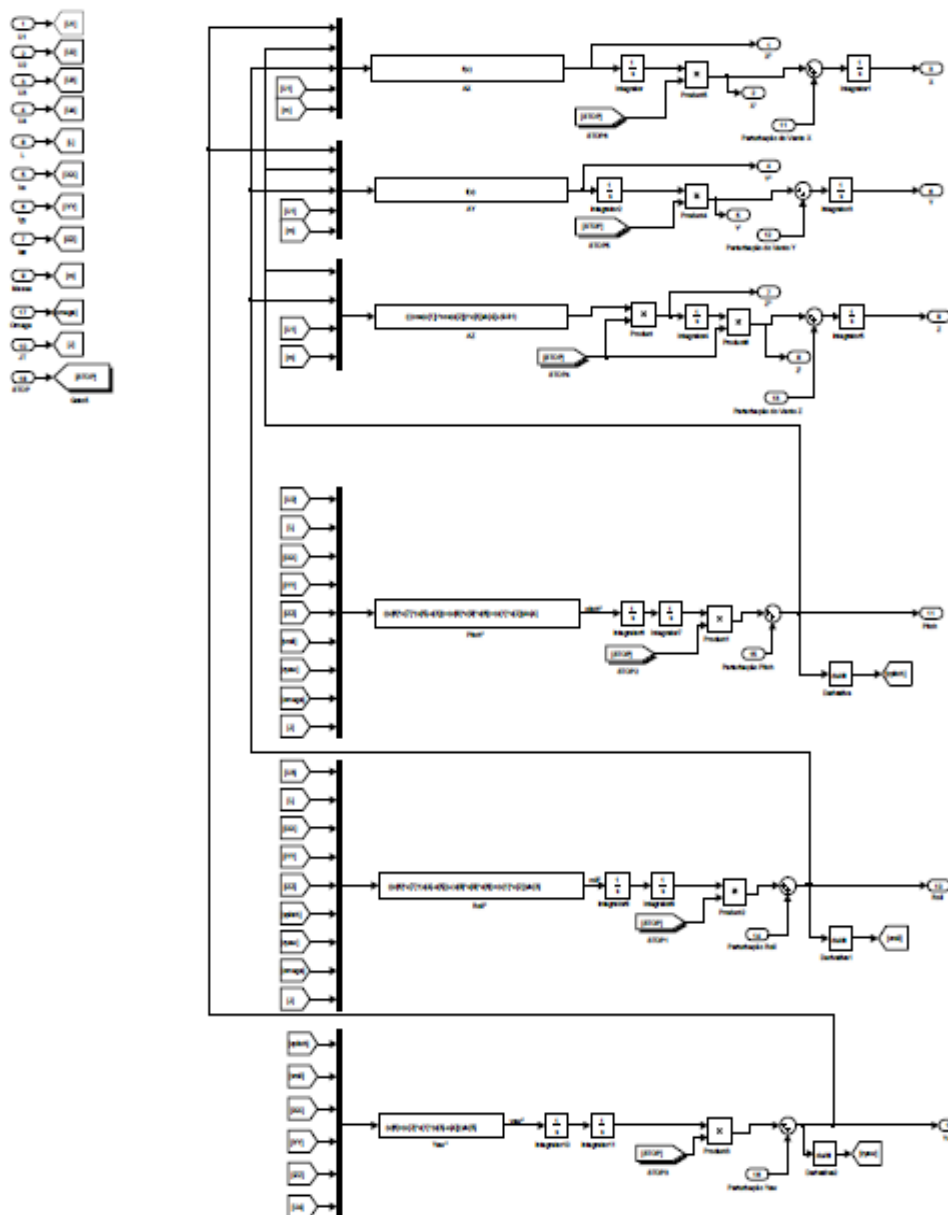


Estas equações podem ser encontradas no *Capítulo 3 - Modelo do Sistema*.

4.4 Parâmetros do veículo

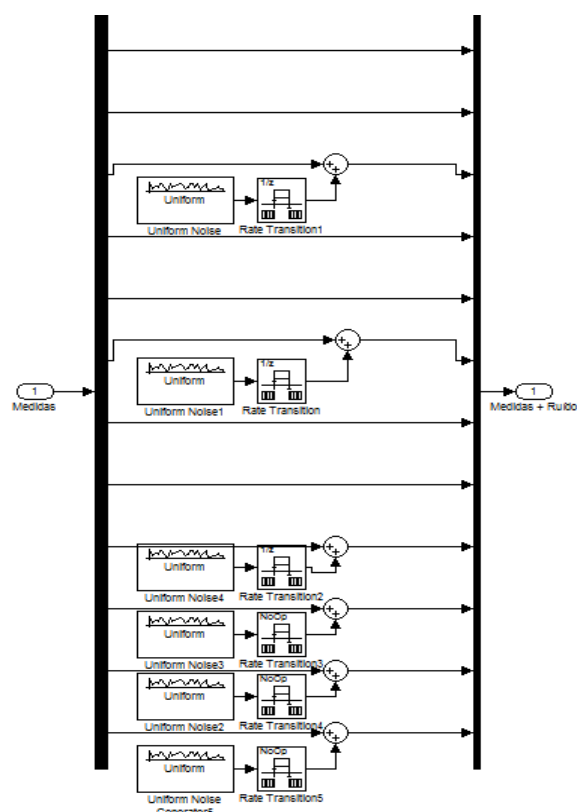


4.5 Dinâmica do veículo

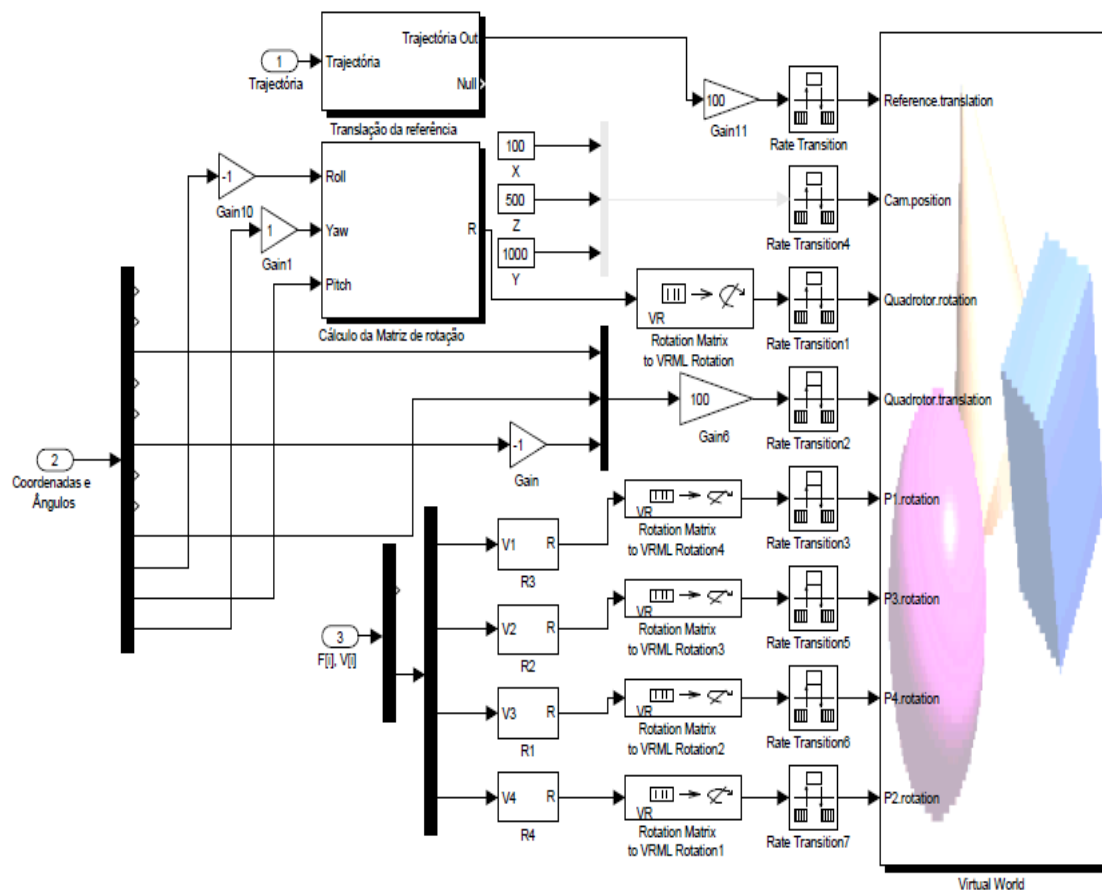


Estas equações encontram-se detalhadas no *Capítulo 3 - Modelo do Sistema*.

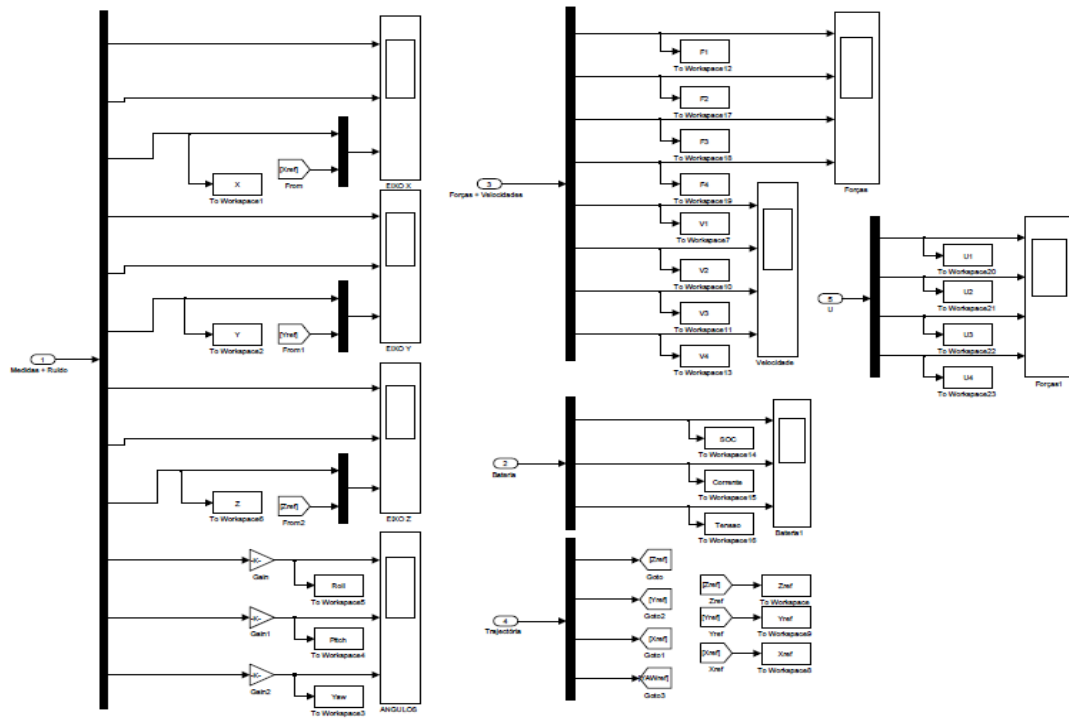
5. Ruído



6. Simulador Virtual



7. Scope



Anexo C

C.1 - Resultados de Simulação

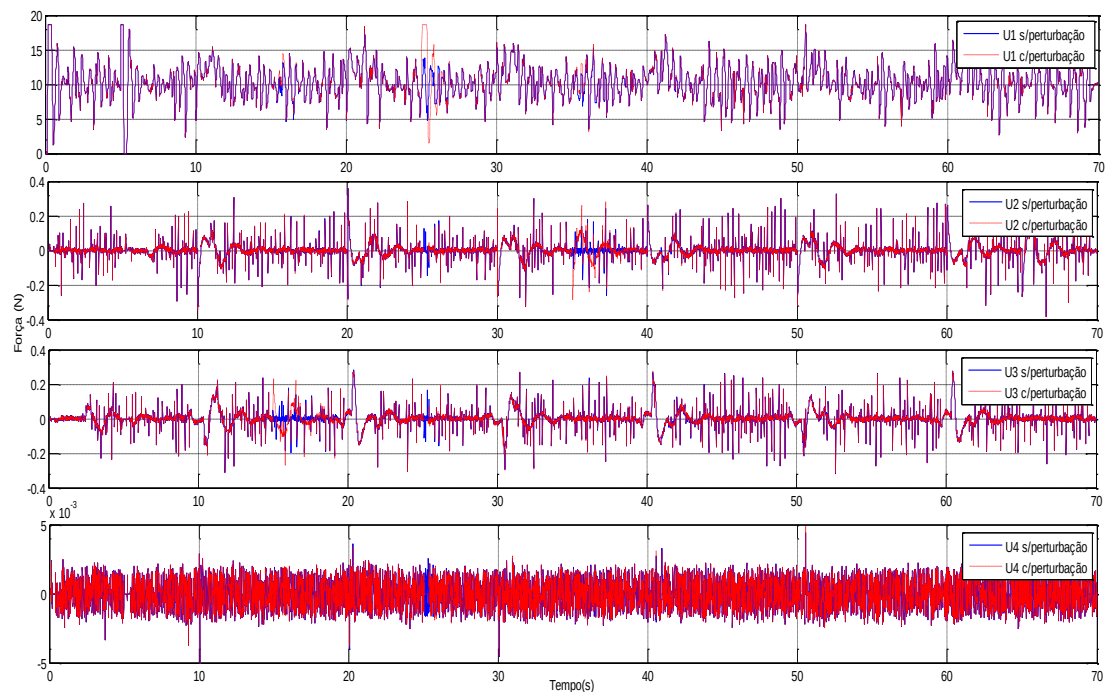


Figura C.1 - Forças existentes na trajetória em espiral

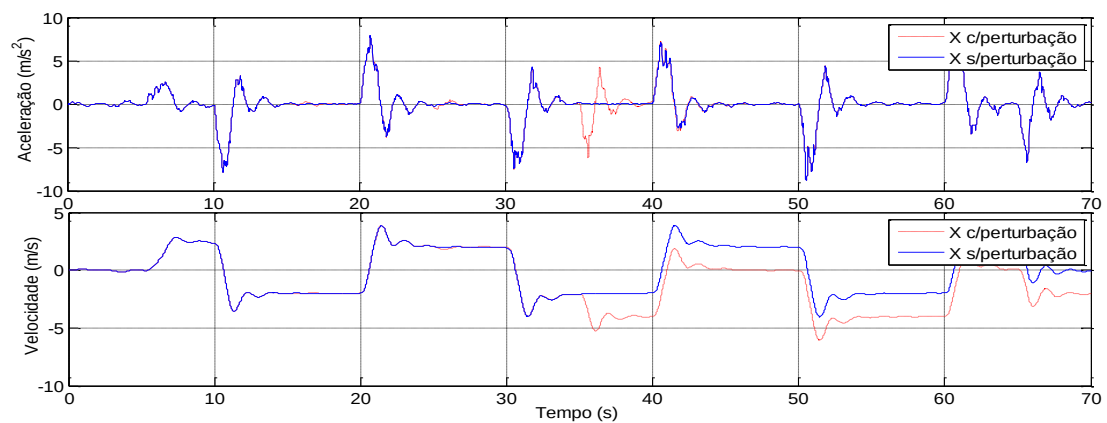


Figura C.2 - Aceleração e velocidade sobre o eixo X na trajetória em espiral

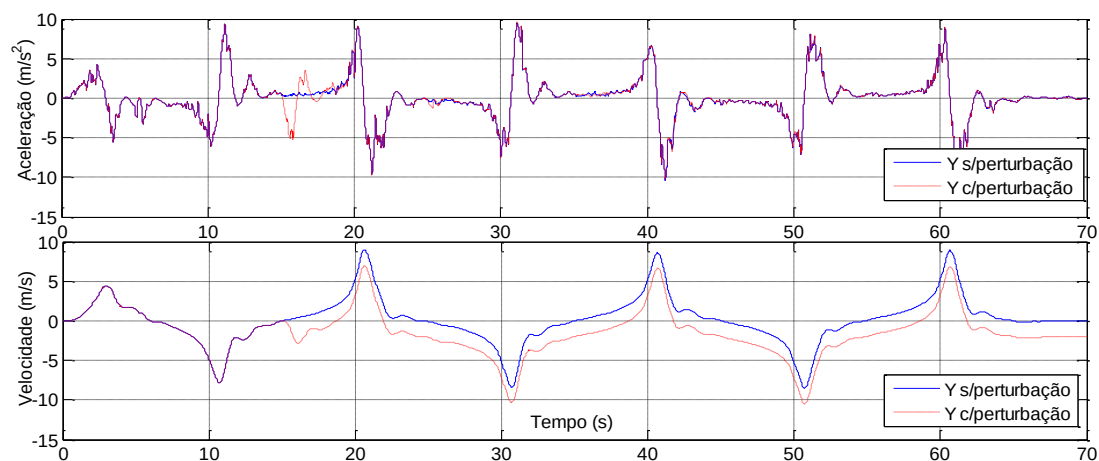


Figura C.3 - Aceleração e velocidade sobre o eixo Y na trajetória em espiral

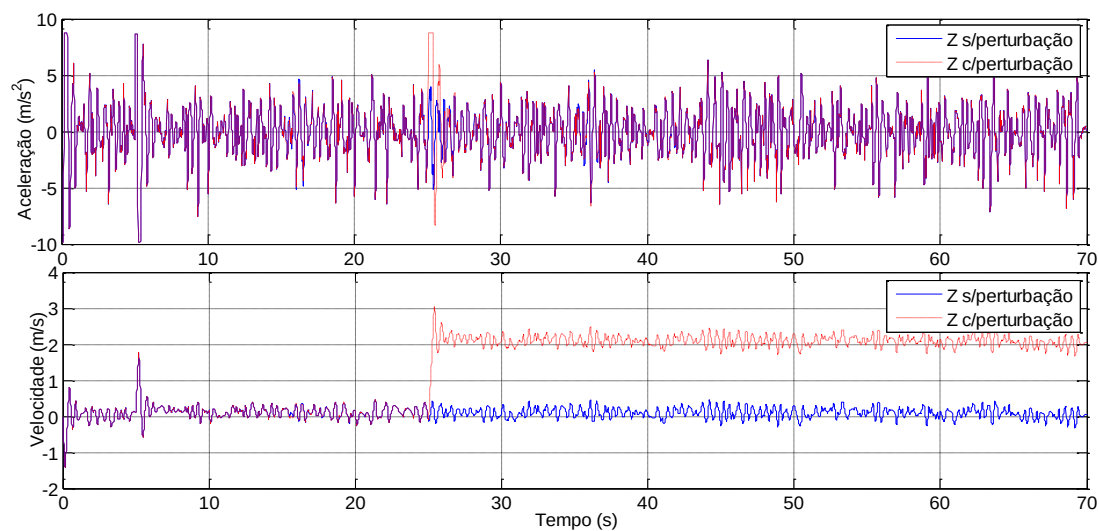


Figura C.4 - Aceleração e velocidade sobre o eixo Z na trajetória em espiral

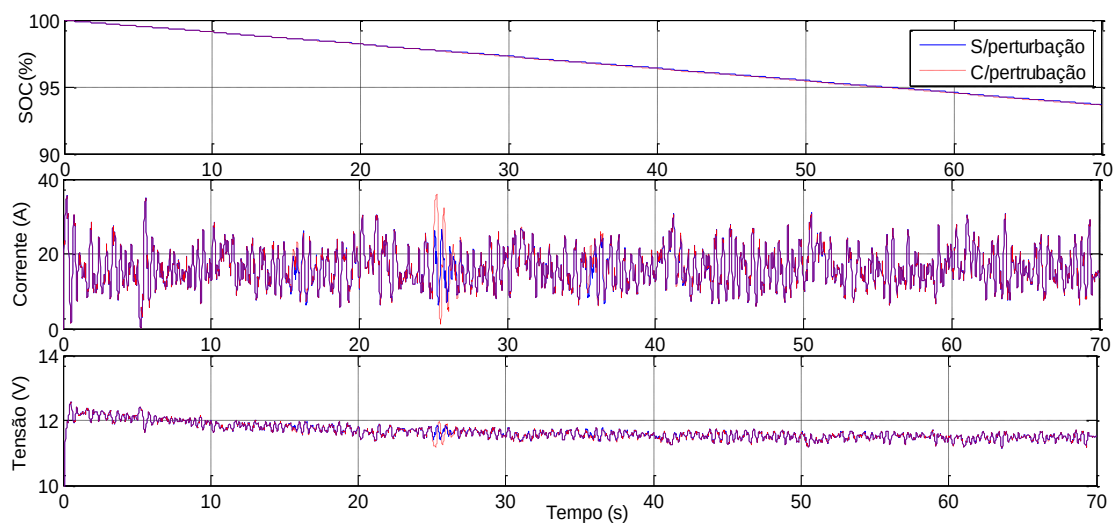
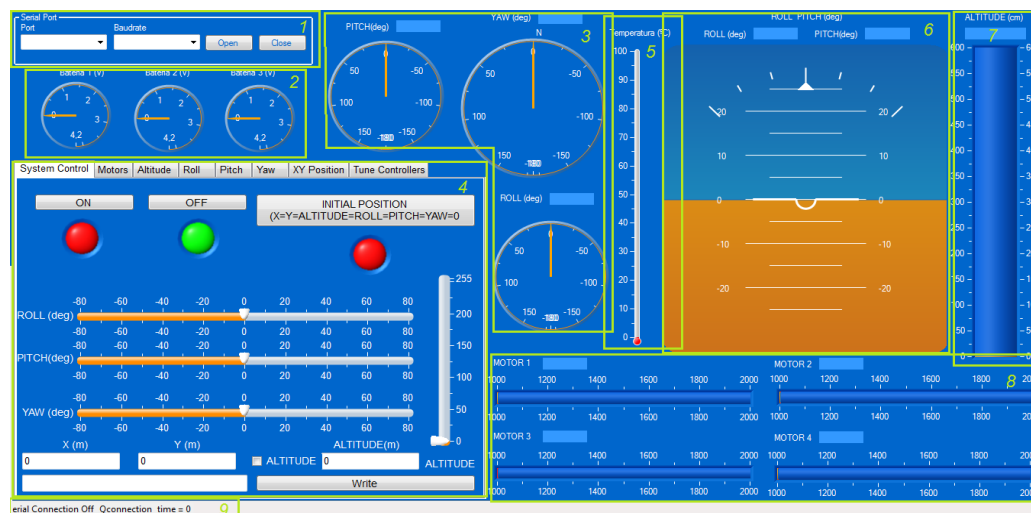


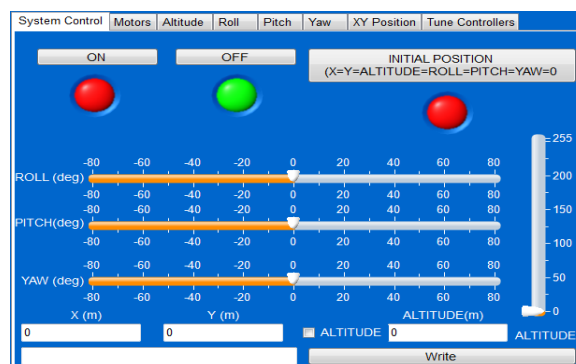
Figura C.5 - Estado da bateria ao longo da trajetória em espiral

Anexo D

D.1 - Interface Gráfica

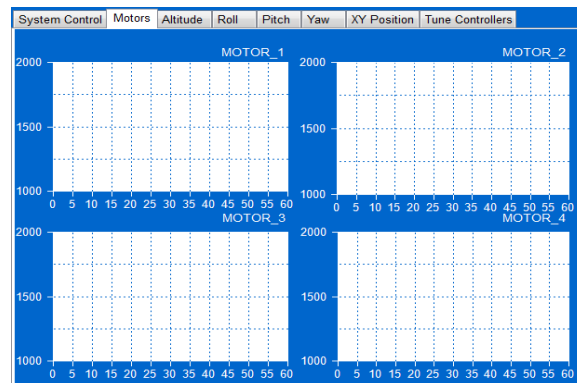


- 1 - Ajuste da porta série (Comx) e da velocidade de transmissão de dados (bps).
- 2 - Monitorização da tensão (V) nas células da bateria.
- 3 - Monitorização dos ângulos (deg) roll, pitch e yaw.
- 4 - Painel de controlo e monitorização.

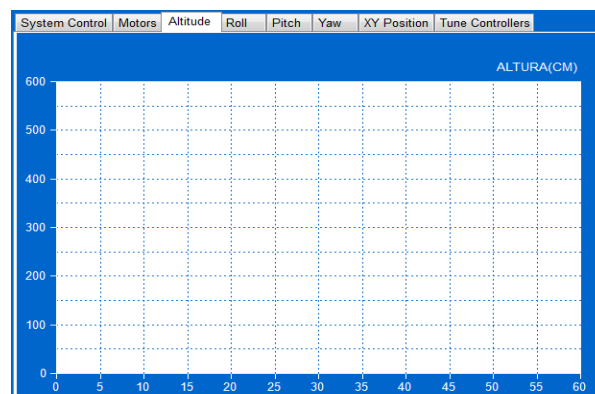


Este painel tem como funcionalidades:

- O controlo da posição e atitude desejada do veículo.
- Ligar/Desligar motores.



Este painel tem como objectivo apresentar graficamente a evolução do sinal entregue aos quatro motores ao longo do tempo.



Existem cinco painéis deste tipo como o objectivo de apresentar graficamente a evolução da altitude, do ângulo *roll*, *pitch*, *yaw* e da posição do veículo no plano *XY*.

Este painel tem como funcionalidade o ajuste dos parâmetros dos controladores

- 5 - Monitorização da temperatura.
- 6 - Monitorização dos ângulos *roll* e *pitch* em simultâneo.
- 7 - Monitorização da altitude.
- 8 - Monitorização dos quatro motores.
- 9 - Monitorização do tempo de comunicação e do estado das comunicações.

Referências

1. Agostino S., M.M., Nelson M, *Classification of Unmanned Aerial Vehicles*, University Of Adelaide: Australia.
2. Costa, S., *Controlo e Simulação de um Quadrirotor convencional*, in *Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Aeroespacial*. 2008, IST: Portugal.
3. Domingues, J., *Quadrotor prototype*, in *Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Mecânica*. 2009, IST: Portugal.
4. Wierema, M., *Implementation and flight test of indoor navigation and control system for a quadrotor UAV*. 2008, Delft University of Technology.
5. Ilan Kroo, F.B.P., *The Mesicopter: A Meso-Scale Flight Vehicle, NIAC Phase I Final Report*. 2001, Stanford University.
6. Ilan Kroo, F.B.P., *The Mesicopter: A Meso-Scale Flight Vehicle, NIAC Phase II Final Report*. 2001, Stanford University.
7. Hoffmann, G., et al. *The Stanford testbed of autonomous rotorcraft for multi agent control (STARMAC)*. 2004: IEEE.
8. Hoffmann, G.M., et al. *Quadrotor helicopter flight dynamics and control: Theory and experiment*. 2007: Citeseer.
9. Waslander, S.L., et al. *Multi-agent quadrotor testbed control design: Integral sliding mode vs. reinforcement learning*. 2005: IEEE.
10. Bouabdallah, S., *Design and control of quadrotors with application to autonomous flying*. 2007, EPFL: Lausanne.
11. Bouabdallah, S., P. Murrieri, and R. Siegwart. *Design and control of an indoor micro quadrotor*. 2004: IEEE.
12. Bouabdallah, S., P. Murrieri, and R. Siegwart, *Towards autonomous indoor micro VTOL*. *Autonomous Robots*, 2005. 18(2): p. 171-183.
13. Bouabdallah, S., A. Noth, and R. Siegwart. *PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor*. 2004: IEEE.
14. Bouabdallah, S. and R. Siegwart. *Backstepping and sliding-mode techniques applied to an indoor micro quadrotor*. 2005: IEEE.
15. Bouabdallah, S. and R. Siegwart. *Towards intelligent miniature flying robots*. 2006: Springer.
16. Rawashdeh, O.A., et al., *Microraptor: a low-cost autonomous quadrotor system*. 2009.
17. Hanford, S.D., *A small semi-autonomous rotary-wing unmanned air vehicle*. 2005, Citeseer.
18. Ogata, K., *Engenharia de Controlo Moderno*.
19. Raza., S.A., *Design and Control of a Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle*, in *School of Information Technology and Engineering*. 2010, Faculty of Engineering University of Ottawa.
20. Coza, C. and C. Macnab. *A new robust adaptive-fuzzy control method applied to quadrotor helicopter stabilization*. 2006: IEEE.
21. Bresciani T., *Modelling, Identification and Control of a Quadrotor Helicopter*, in *Master's Thesis, Department of Automatic Control*. 2008, Lund University

22. Pillay, P. and R. Krishnan, *Modelling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive*. Industry Applications, IEEE Transactions on, 1989. 25(2): p. 274-279.
23. Sanchez, A., et al., *Hovering Flight Improvement of a Quad-rotor Mini UAV Using Brushless DC Motors*. Journal of intelligent & robotic systems, 2011: p. 1-17.
24. Rahman, S.U., *Design of avionics and controllers for autonomous takeoff, hover and landing of a mini-tandem helicopter*. 2010.
25. Oliveira, H., *Análise do Desempenho e da Dinâmica de Robôs Omnidireccionais de Três e Quatro Rodas*, in Feup. 2007, Universidade do Porto: Porto.
26. Farshid Jafari Harandi., V.K., Alireza Mohammad Shahri., *Modelling, Simulation and Implementation of a Quadrotor*. Iran University of Science and Technology.
27. Instrumentos, A., *Comandos de Pesagem para Modbus RTU/ASCII*. 2004.
28. Colton, S., *A Simple Solution for Integrating Accelerometer and Gyroscope Measurements for a Balancing Platform*. 2007.
29. Weng, K.W. and M. Abidin. *Design and Control of a Quad-Rotor Flying Robot For Aerial Surveillance*. 2006: IEEE.
30. Mahony, R., T. Hamel, and J.M. Pflimlin, *Nonlinear complementary filters on the special orthogonal group*. Automatic Control, IEEE Transactions on, 2008. 53(5): p. 1203-1218.
31. Pedro Santana, M.B., *Concepção de um veículo aéreo não-tripulado do tipo Quadrirrotor*. 2008, Universidade de Brasília: Brasília.