

Universidade de São Paulo

ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Desenvolvimento de um Veículo Aéreo quadrirotor com sistema de estabilização baseado no filtro de Kalman

Bruno Fernando Mendonça Callegaro

ORIENTADOR: Prof. Dr. Evandro Luis Linhari Rodrigues

São Carlos

2014

Bruno Fernando Mendonça Callegaro

**Desenvolvimento de um Veículo Aéreo
quadrirotor com sistema de estabilização
baseado no filtro de Kalman**

Trabalho de Conclusão de Curso

apresentado à Escola de Engenharia de São Carlos

Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. Evandro Luis Linhari Rodrigues

São Carlos

2014

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

C157 Callegaro, Bruno Fernando Mendonça
d Desenvolvimento de um veículo aéreo quadrirotor com
sistema de estabilização baseado no filtro de Kalman /
Bruno Fernando Mendonça Callegaro; orientador Evandro
Luis Linhari Rodrigues. São Carlos, 2014.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2014.

1. Quadricoptero. 2. filtro de Kalman. 3. Drone. 4.
Sistemas embarcados. 5. Arquitetura ARM. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Bruno Fernando Mendonça Callegaro

Título: "Ambiente para o desenvolvimento de um veículo aéreo quadrotor com controle de estabilidade"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 24 / 06 / 2014,

com NOTA 10,0 (dez, zero), pela Comissão Julgadora:

Prof. Associado Evandro Luís Linhari Rodrigues - (Orientador - SEL/EESC/USP)

Prof. Dr. José Roberto Boffino de Almeida Monteiro - (SEL/EESC/USP)

Mestre Thales Eugenio Portes de Almeida - (Doutorando - SEL/EESC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

Dedicatória

Dedico o trabalho aqui apresentado a meus avós que se sacrificaram ao longo de suas vidas para que eu pudesse obter saúde, educação e a oportunidade de realização dos meus objetivos.

Agradecimentos

Agradeço inicialmente aos meus familiares pela confiança e apoio a mim conferidos para tornar possível a realização do sonho de cursar o ensino superior, em especial, aos meus avós maternos, meu tio Cleber e meus pais.

Agradeço a minha namorada Letícia por todos os momentos de companheirismo, dedicação e compreensão.

Agradeço aos meus amigos, Adriano, André e Tiago por toda ajuda que me propiciou a capacidade de alcançar uma formação melhor ao longo dos últimos anos.

Agradeço ao Prof. Evandro pela confiança necessária para tornar possível a execução deste projeto.

Resumo

Este trabalho apresenta um ambiente para o desenvolvimento de um veículo aéreo quadrirotor (quadricoptero) que utiliza a realimentação proveniente de uma unidade inercial composta de acelerômetro, giroscópio e magnetômetro, para desenvolvimento de um sistema de estabilização por meio de controladores discretos do tipo *PID*, provendo também mecanismos para controle do deslocamento do mesmo. Devido às características mecânicas do veículo e dos sensores, mostrou-se necessário o tratamento dos sinais provenientes da unidade inercial por meio de um filtro de Kalman para posteriores cálculos dos ângulos de Euler (*Roll*, *Pitch* e *Yaw*). O microcontrolador utilizado foi um STM32F407VG presente no *kit* de desenvolvimento STM32F4-Discovery, com todo o software desenvolvido compilado através da ferramenta “*GNU toolchain from ARM Cortex-M & Cortex-R processors*”. Com o objetivo de permitir a análise dinâmica houve, conjuntamente, o desenvolvimento de uma unidade de telemetria baseada em LabVIEW® para capturar, em tempo real, dados considerados relevantes para o processo, além de possibilitar a comparação destes com simulações realizadas através do pacote Simulink incluso no *software* Matlab®. Os resultados apresentados no texto atestam o êxito do trabalho de conclusão de curso.

Palavras-chave: Quadricoptero, filtro de Kalman, Drone, Sistemas embarcados, Arquitetura ARM

Abstract

The process described in this document shows the procedures of the development of a quadcopter aircraft that utilizes the feedback provided by an inertial unit that contains an accelerometer, a gyroscope and a magnetometer to obtain stability control by the use of a discrete PID controller and therefore provide mechanisms for control its movements by lateral inclinations. Because of the mechanics characteristics of the vehicle it showed-up necessary the treatment of the signals provided by the inertial unit utilizing a Kalman filter before the calculation of the Euler angles (Roll, Pitch and Yaw). The microcontroller utilized for this task is a STM32F407VG contained in the development kit STM32F4-Discovery, the program was compiled by the tool “GNU toolchain from ARM Cortex-M & Cortex-R processors”. Within the goal of allow the analyzes of the vehicle dynamics, in parallel, was developed a telemetry interface based on LabVIEW to capture, in real time, the relevant data to the process and make the comparison with the simulation made by the package Simulink, contained in the software Matlab, possible.

Key words Quadcopter, Kalman filter, Drone, Embedded Systems, ARM architecture

Índice de figuras

Figura 1 - Posicionamento dos eixos do referencial de veículo em relação ao <i>frame</i> do quadricóptero.....	21
Figura 2 - Disposição dos sensores dentro da unidade inercial (Using the GY80 10DOF module with Arduino, 2013).....	30
Figura 3 - Módulo RF nRF24l01p utilizado para telemetria.....	32
Figura 4 - Frame em ABS utilizado para montagem da aeronave.)	33
Figura 5 - Motores brushless EMAX CF2822 Electronic Speed Controllers	33
Figura 6 - Controlador de velocidade eletrônico (ESC).....	34
Figura 7 - Hélices utilizadas no projeto.	34
Figura 8 - Bateria utilizada como fonte de alimentação para a aeronave.....	35
Figura 9 - Radio e receptor utilizados no projeto.	35
Figura 10 - Esquema da placa de interface dos componentes eletrônicos.	36
Figura 11 - Posicionamento dos motores e dos eixos de rotação.	39
Figura 12 - Esquema elétrico da placa de telemetria.....	41
Figura 13 - Posição do centro de gravidades e propriedades físicas da montagem.....	42
Figura 14 - Analisador lógico e montagem experimental.	43
Figura 15 - Diagrama completo utilizado no Simulink para simulação do sistema.	44
Figura 16 - Dados utilizados para identificação do modelo linearizado.	45
Figura 17 - Placa de circuito utilizada para conexão dos componentes eletrônicos.....	47
Figura 18- Montagem final completa da aeronave.....	47
Figura 19 - Tela principal do software de telemetria.	49
Figura 20 - Gráficos de telemetria para os ângulos após o tratamento e das referências.	49
Figura 21 - Placa de circuito impresso para telemetria.	50
Figura 22 - Influências dos motores sobre os sensores	50
Figura 23 - Sensores pré-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em repouso... ..	52
Figura 24 - Sensores pós-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em repouso... ..	52
Figura 25 - Ângulos calculados com os valores estimados	53

Figura 26 - Sensores pré-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em voo.....	54
Figura 27 - Sensores pós-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em voo	54
Figura 28 - Comparação entre os ângulos calculados e os ângulos reais da aeronave simulada	55
Figura 29 - Dados do acelerômetro obtidos através da telemetria para teste do filtro de Kalman.	56
Figura 30 - Saída do analisador lógico para os testes de aceleração do conjunto atuador.	56
Figura 31 - Valores mensurados da resposta ao impulso dos conjuntos atuadores.....	57
Figura 32 - Respostas dos conjuntos atuadores partindo de um comando intermediário.....	57
Figura 33 - Comparativos entre as respostas ao impulso: Sistema real vs. modelo retirado a partir do regime permanente	58
Figura 34 - Ângulos de saída utilizando os modelos de primeira ordem com atraso - Hélices de 8 polegadas.....	59
Figura 35 - Ângulos de saída utilizando os modelos de primeira ordem com atraso - Hélices de 8 polegadas.....	59
Figura 36 - Ângulos de saída utilizando os modelos não lineares - Hélices de 8 polegadas	60
Figura 37 - Ângulos de saída utilizando os modelos não lineares - Hélices de 10 polegadas.....	60
Figura 38 - Comparação entre o modelo não linear (Simulink) e as funções de transferência aproximadas – Hélice de 8 polegadas	61
Figura 39 - Comparação entre o modelo não linear (Simulink) e as funções de transferência aproximadas – Hélice de 10 polegadas	62
Figura 40 - Diagrama de blocos do modelo linearizado do sistema.....	62
Figura 41 - Saídas do sistema para referências nulas - Hélice de 8 polegadas.....	63
Figura 42 - Saídas do sistema para referências nulas - Hélice de 10 polegadas.....	63
Figura 43 - Saída do sistema com hélices de 8 polegadas e referências variando.	64
Figura 44 - Saída do sistema com hélices de 10 polegadas e referências variando.	64
Figura 45 - Comparações entre as simulações e as saídas reais para as mesmas referências. Hélices de 8 polegadas	65
Figura 46- Comparações entre as simulações e as saídas reais para as mesmas referências. Hélices de 10 polegadas	65
Figura 47 - Fluxograma do firmware do microcontrolador ARM	73

Figura 48 - Fluxograma do <i>software</i> de telemetria em LabVIEW	74
Figura 49 - Esquema e parâmetros do controle PID utilizado no Simulink®	75
Figura 50 - Adequação dos sinais provenientes dos controladores.....	76
Figura 51 - Simulação da resposta dinâmica dos ESCs, motores e hélices.....	77
Figura 52 - Cálculo do empuxo das hélices	78
Figura 53 - Bloco do Simulink® para cálculo dos torques.	78
Figura 54 - Parâmetros do bloco de simulação da dinâmica do sistema.....	79
Figura 55 - Parâmetros de configuração e bloco de simulação do filtro de Kalman.....	80
Figura 56 - Discretizadores utilizados no diagrama do Simulink®.	80
Figura 57 - Cálculos dos ângulos utilizados como referência nos controladores através do Simulink®	81

Lista de abreviações

ARM – *Adanced RISC Machine.*

IMU – *Inertial Measurement Unit.*

SPI – *Serial Peripheral Interface.*

PC – *Inter-IntegratedCircuit.*

MEMS – *Microelectromechanical systems*

ESCS – *Electronic speed controller*

PWM – *Pulse Width Modulation*

DSP – *Digital Signal Processor*

LiPo – *LithiumPolymer*

CRC – *Cyclic redundancy check*

PID – *Proportional-integral-derivative*

IDE – *Integrated Development Environment*

LED – *Light Emitting Diode*

Sumário

1	Introdução	19
1.1	Objetivos	20
1.2	Organização do trabalho.....	20
2	Embasamento teórico	21
2.1	Referências de análise e modelo	21
2.2	Filtro de Kalman.....	23
2.2.1	Modelo de predição do filtro de Kalman.....	25
2.2.2	Algoritmo de cálculos do filtro de Kalman	26
2.3	Controlador <i>PID</i>	27
2.4	Cálculos de empuxo	28
3	Materiais e Métodos	29
3.1	Caracterização dos componentes.....	29
3.1.1	Microcontrolador e configuração do ambiente de desenvolvimento.....	29
3.1.2	Unidade Inercial	29
3.1.3	Módulo de rádio frequência para telemetria.....	31
3.1.4	Microcontrolador utilizado para recepção dos dados de telemetria	32
3.1.5	Componentes mecânicos	32
3.2	Placa de interface	36
3.3	<i>Firmware</i> de controle	37
3.4	Adequação da ação de controle para atuação sobre os motores.....	39
3.5	Software de telemetria.....	40
3.6	Momento de inércia do conjunto.....	42
3.7	Resposta ao impulso do conjunto atuador (<i>ESC</i> , motor e hélice).	42
3.8	Modelo de simulação (<i>Simulink</i> [®]).....	43
3.9	Funções de transferência	45
4	Resultados	47
4.1	Placa de circuito da aeronave e montagem.	47

4.2	Momento de inércia do conjunto.....	48
4.3	Métricas de tempo do <i>firmware</i> de controle.....	48
4.4	<i>Software</i> de telemetria.....	48
4.5	Testes preliminares.....	50
4.6	Filtro de Kalman.....	51
4.7	Resposta ao impulso dos atuadores.....	56
4.8	Simulações	58
4.9	Funções de transferência aproximadas.....	61
4.10	Testes de voo.....	62
5	Conclusões	69
	Referências Bibliográfica.....	71
	Apêndice A – Fluxograma do firmware contido no ARM.....	73
	Apêndice B – Fluxograma do <i>software</i> para controle da telemetria em LabVIEW.....	74
	Apêndice C – Descrição dos blocos utilizados para simulação dinâmica no Simulink	74
	Controladores PID.....	74
	Adequação do sinal dos controladores	75
	Dinâmica dos conjuntos atuadores.....	76
	Cálculo do empuxo	77
	Modelo dinâmico da aeronave	78
	Filtro de Kalman e amostragem	79
	Cálculos de inclinação e orientação	80

1 Introdução

Nos últimos anos vêm se observando grande aumento no desenvolvimento e utilização de veículos aéreos multirotores, popularmente conhecidos como quadricópteros. Estes dispositivos estão começando a ser utilizados em diversas atividades como aquisição de imagens aéreas para reportagens, vigilância, e agricultura de precisão. O desenvolvimento de veículos deste tipo iniciou-se no começo do século XX com os desenhos de George De Bothezat e Etienne Oemiche. (BASTA, 2012).

A grande vantagem construtiva de um quadricóptero é sua simplicidade de operação quando comparados aos helicópteros convencionais, nos quais a inclinação do veículo é realizada através da alteração do ângulo de ataque das hélices do rotor principal, exigindo um mecanismo complexo e caro. (GAO, 2013). A presença de quatro rotores permite que a inclinação de um veículo aéreo quadrirotor ocorra através do controle de rotação independente dos rotores, causando um torque resultante no centro de massa do objeto.

Em consequência da dinâmica inerentemente instável deste tipo de veículo, o sistema de estabilização exigido por este tipo de veículo passou a tornar-se viável para o público civil nos últimos anos graças ao surgimento de microcontroladores capazes de realizar processamento digital de sinais em tempo real e unidades inerciais de baixo custo, em especial, os microcontroladores que utilizam arquitetura ARM® da linha Cortex®, (Cortex-M4 Processor), giroscópios e acelerômetros integrados na tecnologia MEMS (*microelectromechanical systems*).

Por meio dos sensores presentes na unidade inercial é possível obter a inclinação do referencial fixo ao corpo do objeto em relação à superfície terrestre (referencial inercial) na forma dos ângulos de Euler (*roll*, *pitch* e *yaw*) e, desta forma, aplicar as ações necessárias em cada motor individualmente para manter a estabilidade de voo do sistema. Para o deslocamento em torno do eixo Z, *yaw*, o princípio físico de conservação do momento angular, juntamente com o sentido de rotação dos motores, pode ser utilizado de maneira coerente de forma a gerar um torque giroscópico no sentido desejado de rotação.

Sabendo-se que o deslocamento angular total do corpo pode ser decomposto em deslocamentos parciais nos três eixos de rotação ortogonais, o processo de controle realizado, através de controladores do tipo PID (*proportional-integral-derivative*) discretos, para cada um dos eixos de rotação, visa obter a variação de rotação resultante que cada motor tem de executar para alcançar o referencial desejado. Em consequência da variação da força de empuxo que estes desenvolvem no sistema e assim, podem ser utilizados para gerar torques coerentes no conjunto.

Sendo os motores utilizados no projeto do tipo *brushless*, estes necessitam de comutação adequada na tensão de cada uma de suas três fases para funcionar da maneira adequada (WARD, BROWN; MICROCHIP), e com o objetivo de tornar o controle dos motores transparente, aliviando a carga sobre o microcontrolador principal, foram utilizados controladores *brushless* comerciais, convencionalmente conhecidos por ESCs (*electronic speed controllers*). Estes controladores recebem como comando um pulso de largura variável, geralmente entre 1 e 2 ms, para o qual a velocidade do motor é proporcional e, desta forma, a saída dos controladores do sistema de estabilização é “traduzida” em pulsos de larguras variáveis através de um dos periféricos para geração de *PWM* presentes no microcontrolador ARM[®] utilizado.

A utilização de uma unidade inercial baseada em sensores integrados na tecnologia MEMS traz uma série de vantagens ao projeto, podendo-se destacar o baixo custo de aquisição, baixo consumo, tamanho físico e peso reduzidos, porém a utilização dos sinais provenientes destes sem o devido tratamento se mostra muito difícil uma vez que apresentam erros de medida e susceptibilidade a perturbações externas.

Dentre os efeitos de erro presentes no sistema, observa-se que o *drift* presente no giroscópio e a susceptibilidade do acelerômetro às vibrações causadas pela rotação dos motores tornam necessária a utilização de um algoritmo para tratamento destes sinais e viabilizar a utilização de uma unidade inercial de baixo custo. Neste sentido, utilizou-se o filtro de Kalman para fusão dos dados provenientes de diferentes sensores e obtenção de uma melhor estimativa das leituras destes. (WOODMAN, 2007)

1.1 Objetivos

O objetivo principal do projeto se concentra na construção do veículo quadrirotor e implementação da malha de controle para estabilização da aeronave, desenvolvimento da interface de telemetria baseada em LabVIEW[®] com a finalidade de facilitar a obtenção dos dados em tempo real e posterior comparação entre os dados simulados e os dados provenientes da telemetria. Aproveitando o sistema, deseja-se ainda avaliar o desempenho e a viabilidade de utilização do microcontrolador escolhido (*STM32F407VGT6*) para a aplicação.

1.2 Organização do trabalho

A organização deste apresenta, de maneira respectiva, o embasamento teórico para o desenvolvimento do projeto, a caracterização dos componentes utilizados, tanto eletrônicos quanto mecânicos, qual a metodologia utilizada para construção e teste do protótipo e finalmente os resultados obtidos com os testes e o comparativo destes com as simulações utilizando o modelo a seguir apresentado.

2 Embasamento teórico

2.1 Referências de análise e modelo

Para análise do problema proposto e obtenção da inclinação do veículo foram adotados dois referenciais, um fixo ao centro de massa da aeronave e outro à superfície terrestre sendo que este último será utilizado como referência para cálculo dos ângulos desejados. A Figura 1 expõe o posicionamento dos eixos do referencial do veículo em relação à aeronave, trasladados da posição real para facilitar sua visualização. Dadas as matrizes de rotação adequadas (PEDLEY, MARK; FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2013), um vetor qualquer representado no referencial terrestre pode ser representado no referencial do corpo do veículo através de uma sequência de rotações coerente. Dados os ângulos de Euler ϕ , θ e ψ respectivamente *roll*, *pitch* e *yaw*, exibidos também na Figura 1, e seguindo a convenção aeronáutica de rotações XYZ têm-se a seguinte matriz de rotação:

$$R(\psi, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} \cos \theta \cdot \cos \psi & \sin \theta \cdot \sin \phi \cdot \cos \psi - \cos \phi \cdot \sin \psi & \sin \theta \cdot \cos \phi \cdot \cos \psi + \sin \phi \cdot \sin \psi \\ \cos \theta \cdot \sin \psi & \sin \theta \cdot \sin \phi \cdot \sin \psi + \cos \phi \cdot \cos \psi & \sin \theta \cdot \cos \phi \cdot \sin \psi - \sin \phi \cdot \cos \psi \\ -\sin \theta & \cos \theta \cdot \sin \phi & \cos \phi \cdot \cos \theta \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 1}$$

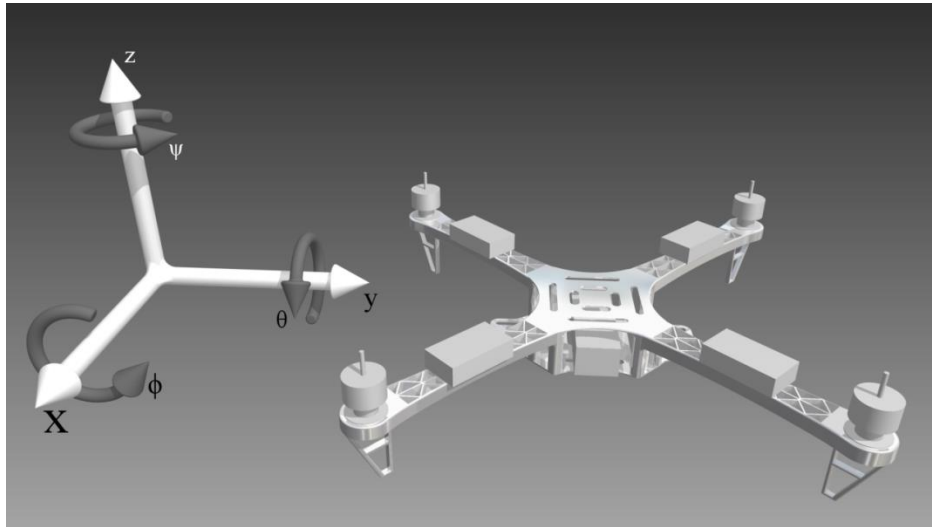


Figura 1 - Posicionamento dos eixos do referencial de veículo em relação ao *frame* do quadricóptero.

Desta forma, um vetor qualquer mensurado no referencial do veículo ($V_{veículo}$) pode ser convertido para o referencial terrestre ($V_{terrestre}$) pela seguinte expressão:

$$\vec{V}_{terrestre} = R \cdot \vec{V}_{veículo} \quad \text{Eq. 2}$$

Como as matrizes de rotação são ortogonais, sabe-se que a inversa de uma matriz de rotação é igual à sua transposta e desta forma:

$$\vec{V}_{veículo} = R^t \cdot \vec{V}_{terrestre} \quad \text{Eq. 3}$$

Observando que um acelerômetro sobre a superfície terrestre está submetido à aceleração da gravidade, $1g$ ou $-9,81 \text{ m/s}^2$ no eixo Z quando não está submetido a nenhuma inclinação ou aceleração linear, pode-se estimar a leitura do acelerômetro atado ao referencial da aeronave da pela expressão:

$$\vec{a} = R^t \cdot \vec{g} \quad \text{Eq. 4}$$

Sendo $\vec{g} = [0 \ 0 \ 1]^t$ a aceleração da gravidade no referencial terrestre e $\vec{a} = [a_x \ a_y \ a_z]^t$ os valores mensurados através do acelerômetro, logo: (OZYAGCILAR, TALAT; FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2012)

$$\begin{aligned} \phi &= \tan^{-1} \frac{a_y}{a_z} \\ \theta &= \tan^{-1} \frac{-a_x}{a_y \cdot \sin \phi + a_z \cdot \cos \phi} \end{aligned} \quad \text{Eq. 5}$$

De maneira similar ao acelerômetro, pode-se fazer a mesma operação aplicada ao magnetômetro de três eixos. Sendo $\vec{B}_{\text{terrestre}}$ o vetor magnético na superfície, direcionado para o norte magnético, e $\vec{B}_{\text{veículo}}$ o valor mensurado pelo sensor atado ao corpo do veículo:

$$\vec{B}_{\text{veículo}} = R^t \cdot \vec{B}_{\text{terrestre}} \quad \text{Eq. 6}$$

Nas expressões acima é importante notar que os efeitos distorção nas leituras, como vibrações captadas pelo acelerômetro e o efeito de “*hard iron*” sobre o magnetômetro, não estão representados. Ainda baseando-se nas matrizes de rotação acima pode-se obter a orientação, ψ , pela seguinte expressão: (OZYAGCILAR, TALAT; FREESCALE SEMICONDUCTOR, 2012).

$$\psi = \tan^{-1} \frac{(b_z - V_z) \cdot \sin \phi - (b_y - V_y) \cdot \cos \phi}{(b_x - V_x) \cdot \cos \theta + (b_y - V_y) \cdot \sin \theta \sin \phi + (b_z - V_z) \cdot \sin \theta \cos \phi} \quad \text{Eq. 7}$$

O vetor $\vec{b} = [b_x \ b_y \ b_z]^t$ representa os valores mensurados através do magnetômetro no corpo da aeronave enquanto o vetor $\vec{V} = [V_x \ V_y \ V_z]^t$ apresenta as correções do efeito *hard iron*. Estas distorções são causadas pela interferência dos elementos construtivos da aeronave e resultam na adição de níveis às leituras deste tipo de sensor.

O terceiro sensor utilizado no projeto, giroscópio, provê medidas acerca das velocidades angulares no veículo, aqui descritas como $\omega = [p \ q \ r]^t$. Desta forma, dados os ângulos de Euler descritos acima é possível a obtenção da taxa de variação destes através da seguinte igualdade: (TEPPO, 2011).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\sin \theta \\ 0 & \cos \phi & \cos \theta \cdot \sin \phi \\ 0 & -\sin \phi & \cos \theta \cdot \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 8}$$

Para simulação da dinâmica do veículo utilizou-se a segunda lei de Newton para movimentos rotacionais, descrevendo os torques aplicados e a aceleração angular adquirida nos ângulos de rotação descritos acima. Dada a matriz contendo os momentos de inércia, I , o vetor contendo as velocidades angulares no referencial do veículo, ω , e os torques aplicados em cada um dos três eixos de rotação acima descritos, τ , tem-se as seguintes equações: (TEPPO, 2011).

$$I \cdot \dot{\omega} + \omega \times (I \cdot \omega) + \Gamma = \tau$$

$$I = \begin{bmatrix} I_{xx} & 0 & 0 \\ 0 & I_{yy} & 0 \\ 0 & 0 & I_{zz} \end{bmatrix}; \tau = \begin{bmatrix} \tau_{\phi} \\ \tau_{\theta} \\ \tau_{\psi} \end{bmatrix}$$

Na expressão acima o termo Γ representa os torques giroscópicos no sistema e $\omega \times (I \cdot \omega)$ os torques centrípetos. Desprezando os efeitos de Γ com o objetivo de facilitar a identificação do sistema:

$$\begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{q} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(I_{yy} - I_{zz}) \cdot q \cdot r}{I_{xx}} \\ \frac{(I_{zz} - I_{xx}) \cdot p \cdot r}{I_{yy}} \\ \frac{(I_{xx} - I_{yy}) \cdot p \cdot q}{I_{zz}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\tau_{\phi}}{I_{xx}} \\ \frac{\tau_{\theta}}{I_{yy}} \\ \frac{\tau_{\psi}}{I_{zz}} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 9}$$

2.2 Filtro de Kalman

Consequente à utilização de uma unidade inercial de baixo custo, nota-se que as medidas obtidas através desta apresentam distorções concernentes a erros intrínsecos da tecnologia utilizada para fabricação dos sensores, além de outros induzidos pelo sistema como as vibrações e campos magnéticos inerentes dos motores, tornando crucial a filtragem destes.

Segundo (ALMEIDA, 2014), “[...] O Filtro de Kalman, desenvolvido em 1960 por R. E. Kalman trata de uma solução recursiva para filtragem linear de dados discretos, utilizando equações matemáticas para estimar o estado de um processo de modo a minimizar do erro quadrático médio.[...]” e assim, este pode ser descrito pela seguinte igualdade:

$$x_k = F \cdot x_{k-1} + B \cdot u_{k-1} + w_{k-1}$$

Na expressão acima x_k representa o estado estimado pelo filtro na k -ésima iteração, $x_k \in \mathbb{R}^n$. Dada uma medição qualquer relacionada ao estado a ser estimado, $z \in \mathbb{R}^m$, e uma matriz que permite a obtenção desta relação, H , com w_{k-1} e v_k representando as distorções do

processo de estimativa e medida, respectivamente, ambos com média zero e distribuição normal:

$$z_k = H \cdot x_k + v_k$$

A sequência de operações realizadas para obtenção da estimativa realizada, para um modelo linear do sistema, é então realizada pela seguinte sequência de equações: (ALMEIDA, 2014).

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k|k-1} &= F \cdot \hat{x}_{k-1} + B \cdot u_{k-1} \\ P_{k|k-1} &= F \cdot P_{k-1} \cdot F^t + Q \\ \tilde{y}_k &= z_k - H \cdot \hat{x}_{k|k-1} \\ S_k &= (H \cdot P_{k|k-1} \cdot H^t + R)^{-1} \\ K_k &= P_{k|k-1} \cdot H^t \cdot S_k \\ \hat{x}_k &= \hat{x}_{k|k-1} + K_k \cdot y_k \\ P_k &= (I - K_k \cdot H) \cdot P_{k|k-1}\end{aligned} \tag{Eq. 10}$$

No filtro desenvolvido o estado a ser estimado é composto dos sensores, magnetômetro e acelerômetro, e do *drift* do giroscópio, **Eq. 11**. No modelo de equações acima a matriz F representa a matriz de transição de estados, responsável por estimar o estado atual com base no anterior, a matriz B realiza a inclusão de eventuais entradas ao sistema, H o mapeamento do estado estimado na iteração atual para as leituras obtidas dos sensores, permitindo assim comparação entre estes, Q e R são as matrizes contendo as covariâncias do processo de estimativa e medição, respectivamente.

$$\hat{x}_k = [a_x \ a_y \ a_z \ b_x \ b_y \ b_z \ d_p \ d_q \ d_r]^t \tag{Eq. 11}$$

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{acel} \cdot I_3 & 0 & 0 \\ 0 & Q_{mag} \cdot I_3 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{bias} \cdot I_3 \end{bmatrix}_{9 \times 9} \cdot T_s \tag{Eq. 12}$$

$$R = \begin{bmatrix} R_{acel} \cdot I_3 & 0 \\ 0 & R_{mag} \cdot I_3 \end{bmatrix}_{6 \times 6}$$

Nas equações acima apresentadas Q_{acel} , Q_{mag} , Q_{bias} , R_{acel} e R_{mag} são os valores das covariâncias para cada um dos estados e medidas, I_3 é uma matriz identidade de terceira ordem e T_s é o tempo de amostragem do sistema.

2.2.1 Modelo de predição do filtro de Kalman

Dado um vetor qualquer $R(t) \in \mathbb{R}^3$ e a velocidade angular de deslocamento deste vetor, $\omega = [p \ q \ r]^t$, ambos mensurados no mesmo referencial, pode-se utilizar a seguinte relação para obtenção a estimativa deste vetor após um intervalo de tempo dt : (PREMERLANI e BIZARD, 2009).

$$R(t + dt) = \left(\begin{bmatrix} 1 & r & -q \\ -r & 1 & p \\ q & -p & 1 \end{bmatrix} dt \right) \cdot R(t)$$

$$DCM_g(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & r & -q \\ -r & 1 & p \\ q & -p & 1 \end{bmatrix} \cdot dt$$
Eq. 13

No sistema de equações apresentados acima, $DCM_g(\omega)$ define a matriz diretora de cossenos utilizada para obtenção de uma nova estimado para um dado vetor com base em leituras do giroscópio. (PREMERLANI e BIZARD, 2009)

O vetor de gravidade \vec{a} , mensurado através do acelerômetro, e o vetor do campo magnético terrestre \vec{b} podem então ser estimados com base na matriz acima.

$$\vec{a}_{k|k-1} = DCM_g \cdot \vec{a}_{k-1|k-1}$$

$$\vec{b}_{k|k-1} = DCM_g \cdot \vec{b}_{k-1|k-1}$$
Eq. 14

Além da estimação dos sensores descrita acima, foram inseridos três estados para obtenção do *drift* presente no giroscópio, caracterizado segundo a seguinte expressão: (PREMERLANI e BIZARD, 2009).

$$\omega(t) = \omega_{real}(t) + \omega_{drift}(t)$$
Eq. 15

Consequentemente, pode-se subtrair o *drift* estimado em uma iteração anterior das velocidades angulares mensuradas atualmente, resultando em uma estimativa dos vetores \vec{a} e \vec{b} com *drift* corrigido, baseando-se no fato que este tipo de perturbação é geralmente de natureza lenta. Finalmente tem-se a matriz F do filtro de Kalman com d_{gyro}^{accel} e d_{gyro}^{mag} sendo matrizes resultantes da subtração do *drift*.

$$F = \begin{bmatrix} DCM_g & 0 & b_{gyro}^{accel} \\ 0 & DCM_g & b_{gyro}^{mag} \\ 0 & 0 & I_3 \end{bmatrix}_{9 \times 9}$$

$$d_{gyro}^{accel}(\vec{a}) = \begin{bmatrix} 0 & accel_z & -accel_y \\ -accel_z & 0 & accel_x \\ accel_y & -accel_x & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$

$$d_{gyro}^{mag}(\vec{b}) = \begin{bmatrix} 0 & mag_z & -mag_y \\ -mag_z & 0 & mag_x \\ mag_y & -mag_x & 0 \end{bmatrix}_{3 \times 3}$$
Eq. 16

Sabendo que o estado estimado é composto dos valores do acelerômetro e magnetômetro e que estes serão os valores de medidas utilizados para o cálculo do resíduo da medição, \tilde{y}_k , a matriz H utilizada para mapeamento das medidas dentro dos estados é uma matriz com apenas uns em uma das diagonais.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{6 \times 9}$$

2.2.2 Algoritmo de cálculos do filtro de Kalman

Utilizando as matrizes para atualização acima apresentadas, as expressões abaixo apresentam a sequência de operações no microcontrolador para obtenção da estimativa dos sensores utilizada para os cálculos dos ângulos desejados para a estabilização do veículo. Inicialmente a matriz para obtenção da estimativa *a priori* é atualizada com base nos valores atuais medidos do giroscópio, ω_k , e os valores estimados para o acelerômetro e magnetômetro na iteração anterior, $\vec{\hat{a}}_{k-1|k-1}$ e $\vec{\hat{b}}_{k-1|k-1}$:

$$\begin{aligned} DCM_{g|k}(\omega_k) &= \begin{bmatrix} 1 & r_k & -q_k \\ -r_k & 1 & p_k \\ q_k & -p_k & 1 \end{bmatrix} \cdot dt \\ d_{gyro|k}^{accel}(\vec{\hat{a}}_{k-1|k-1}) &= \begin{bmatrix} 0 & accel_z & -accel_y \\ -accel_z & 0 & accel_x \\ accel_y & -accel_x & 0 \end{bmatrix} \\ d_{gyro|k}^{mag}(\vec{\hat{b}}_{k-1|k-1}) &= \begin{bmatrix} 0 & mag_z & -mag_y \\ -mag_z & 0 & mag_x \\ mag_y & -mag_x & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Eq. 17}$$

$$\begin{aligned} F_k &= \begin{bmatrix} DCM_{g|k} & 0 & d_{gyro|k}^{accel} \\ 0 & DCM_{g|k} & d_{gyro|k}^{mag} \\ 0 & 0 & I_3 \end{bmatrix} \\ \hat{x}_{k|k-1} &= \begin{bmatrix} \vec{\hat{a}}_{k|k-1} \\ \vec{\hat{b}}_{k|k-1} \\ \vec{\hat{d}}_{k|k-1} \end{bmatrix} = F_k \cdot \hat{x}_{k-1|k-1} \end{aligned} \quad \text{Eq. 18}$$

A matriz de covariâncias do processo de medição, Q, possui valores constantes inicialmente definidos e assim estes são carregados para atualização *a priori* de P.

$$P_{k|k-1} = F_k \cdot P_{k-1|k-1} \cdot F_k^t + Q$$

Com \vec{a}_k e \vec{b}_k sendo os valores das medições atuais do acelerômetro e magnetômetro, pode-se obter o resíduo da medição:

$$\tilde{y}_k = z_k - H \cdot \hat{x}_{k|k-1} \rightarrow \tilde{y}_k = \begin{bmatrix} \vec{a}_k \\ \vec{b}_k \end{bmatrix} - H \cdot \hat{x}_{k|k-1} = \begin{bmatrix} \vec{a}_k \\ \vec{b}_k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \vec{\hat{a}}_{k-1|k-1} \\ \vec{\hat{b}}_{k-1|k-1} \end{bmatrix}$$

Assim como a matriz Q, a matriz de covariâncias do processo de medição, R, também é composta de valores constantes.

$$S_k = (H \cdot P_{k|k-1} \cdot H^t + R)^{-1}$$

$$K_k = P_{k|k-1} \cdot H^t \cdot S_k$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k \cdot y_k$$

$$P_{k|k} = (I - K_k \cdot H) \cdot P_{k|k-1}$$

2.3 Controlador PID

Para os controladores que compõe o sistema de estabilização, como citado anteriormente, serão utilizados controladores do tipo PID discretos. Dado um controlador PID contínuo, utilizou-se o método da aproximação diferencial (integração retangular) para obter um modelo discreto da parte derivativa e o método da integração trapezoidal para o termo integrativo.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

$$\frac{U[z]}{E[z]} = K_p + K_i \frac{T_s}{2} \frac{z+1}{z-1} + K_d \frac{z-1}{zT_s}$$

Simplificando a equação proveniente do processo de discretização com o objetivo de se facilitar a obtenção da equação de diferenças:

$$\frac{U[z]}{E[z]} = \frac{\left(K_p + K_i \frac{T_s}{2} + \frac{K_d}{T_s}\right) z^2 + \left(-K_p + K_i \frac{T_s}{2} - 2 \frac{K_d}{T_s}\right) z + \frac{K_d}{T_s}}{z^2 - z}$$

$$u_k = u_{k-1} + \left(K_p + K_i \frac{T_s}{2} + \frac{K_d}{T_s}\right) e_k + \left(-K_p + K_i \frac{T_s}{2} - 2 \frac{K_d}{T_s}\right) e_{k-1} + \frac{K_d}{T_s} e_{k-2}$$

Eq. 19

2.4 Cálculos de empuxo

Para o cálculo dos empuxos das hélices inseridos na simulação dinâmica do sistema no Simulink[®], utilizou-se a **Eq. 20** que permite estimar esta força com base nos parâmetros diâmetro, passo, frequência de rotação, densidade e velocidade do ar passando por estas. (STAPLES, 2014).

$$F = \rho \frac{\pi d^2}{4} (V_e^2 - V_e V_{ac}) \quad \text{Eq. 20}$$

Na equação acima ρ expressa a densidade do ar em kg/m^3 , d o diâmetro em metros, V_e a velocidade do ar induzida pela hélice e V_{ac} a velocidade relativa entre a hélice e o ar ao seu redor, ambas em m/s . Para obtenção de V_e utiliza-se a característica denominada passo que expressa qual o deslocamento da hélice, paralelo ao seu eixo de rotação, para cada revolução desta e assim se obtém a seguinte expressão: (STAPLES, 2014).

$$V_e = \omega_{hélice} P_{hélice}$$
$$\omega_{hélice} \left[\frac{\text{revoluções}}{\text{segundo}} \right] e \text{Pitch}_{hélice} \left[\frac{\text{metros}}{\text{revolução}} \right]$$

Na expressão de cálculo da velocidade induzida, V_e , é suposto que mesmo quando parada a hélice desloca um “cilindro” de ar com seu diâmetro e de altura igual ao seu passo em cada revolução. Outra simplificação que será utilizada é a desconsideração da velocidade relativa do ar, V_{ac} , ou seja, os cálculos subsequentes irão compreender apenas o empuxo estático e, desta forma, se obtém a seguinte equação:

$$F_{emp} = \rho \frac{\pi}{4} (\omega_{hélice} \text{Pitch}_{hélice} . d)^2 \quad \text{Eq. 21}$$

3 Materiais e Métodos

Abaixo estão descritos quais foram os elementos utilizados para o desenvolvimento da aeronave e os procedimentos que foram executados para validação e testes desta.

3.1 Caracterização dos componentes

3.1.1 Microcontrolador e configuração do ambiente de desenvolvimento

Observando a demanda computacional gerada pelos cálculos matriciais necessários para execução do filtro de Kalman, além da necessidade de periféricos para interface com os outros elementos utilizados, como a *IMU*, *ESCs* e *transceiver* para telemetria, o kit de desenvolvimento *STM32F4-Discovery* se mostrou capacitado para execução projeto.

A placa em questão contém um microcontrolador com arquitetura ARM[®] Cortex[®]-M4, STM32F407VGT6, a ferramenta de depuração e gravação ST-LINKV2[®] e um acelerômetro digital MEMS Lis302dl. Para desenvolvimento e compilação do código utilizado no microcontrolador (*firmware*) utilizou-se como base um modelo de diretórios e arquivos disponível no servidor de repositórios *github*, (NABILT, 2011), desenvolvido para utilizar o compilador *GNU Make* e o *toolchain open source* para processadores ARM[®] (GNU Tools for ARM Embedded Processors), que viabiliza a compilação cruzada a partir do computador, arquitetura x86/x64, para a arquitetura ARM utilizada.

Visando obter melhor desempenho para realizar os cálculos do algoritmo de filtragem e controlador PID, utilizando o conjunto de instruções DSP (*digital Signal Processor*), utilizou-se o pacote de bibliotecas padrões para processadores do tipo Cortex[®], (CMSIS - Cortex Microcontroller Software Interface Standard). O CMSIS possui um pacote de funções específicas para processamento digital de sinais, CMSIS-DSP, que reúne um conjunto de ferramentas comumente utilizadas, como filtros, cálculos matriciais, transformadas, funções estatísticas e funções de interpolação. A inclusão destas funções no projeto é realizada por meio do *link* com a biblioteca “**arm_cortexM4lf_math.lib**”, inserida no *makefile*.

A declaração das funções disponibilizadas neste pacote é realizada no arquivo “**arm_math.h**”, adicionado ao projeto também por meio do *makefile*. O trecho de código abaixo exhibe as configurações necessárias para tais adições ao processo de compilação do *firmware*.

```
CFLAGS +=-DARM_MATH_CM4=1-DARM_MATH_MATRIX_CHECK=1-D__FPU_USED=1
CFLAGS +=-mfloat-abi=hard
CFLAGS +=-larm_cortexM4lf_math
```

3.1.2 Unidade Inercial

As principais características observadas para escolha da unidade inercial incluíram a presença de todos os sensores necessários, baixo custo e ser de fácil substituição. Levando em

conta estes critérios fez-se aquisição de uma *IMU* que contém o acelerômetro ADXL345, giroscópio L3G4200D, magnetômetro de três eixos HMC5883L e o barômetro digital BMP085. A Figura 2, (Using the GY80 10DOF module with Arduino, 2013), demonstra a disposição dos sensores na unidade inercial.

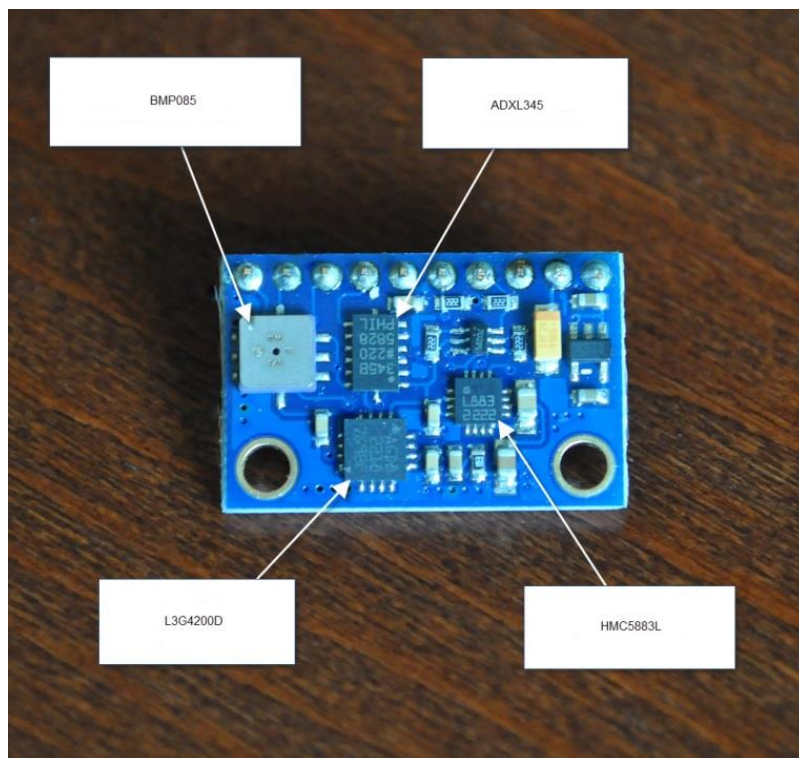


Figura 2 - Disposição dos sensores dentro da unidade inercial (Using the GY80 10DOF module with Arduino, 2013)

É interessante observar que o referencial da unidade inercial está alinhado com o referencial do veículo discutido, porém, estes não estão sobrepostos, uma vez que o do veículo encontra-se atrelado ao centro de massa da aeronave, o que não necessariamente é verdade para a unidade inercial, entretanto, pode-se assumir a esta está submetida às mesmas acelerações e velocidades as quais o veículo está submetido.

3.1.2.1 Acelerômetro

Dadas as configurações disponíveis, o acelerômetro foi configurado com fundo de escala de $\pm 8g$, frequência de atualização de 800 Hz e frequência de corte do filtro passa-baixas em 400 Hz. A resolução foi fixada em 10 bits e, desta forma, a sensibilidade típica resultante nesta escala é de 15,6 mg/LSB. A resolução fixa foi utilizada de maneira a simplificar o desenvolvimento das funções para configuração e aquisição dos sinais do acelerômetro.

A utilização do acelerômetro presente na unidade inercial ao invés da utilização do presente no *kit* STM32F4-Discovery foi preferencial uma vez que a frequência de atualização do ADXL345 alcança até 3,2 kHz, enquanto o Lis302dl está limitado 400 Hz. Outra

característica que torna o ADXL345 uma escolha mais adequada ao projeto é a presença do filtro passa-baixas configurável, já que este sensor é muito susceptível às vibrações causadas pelos motores do veículo.

3.1.2.2 Giroscópio

Para utilização do giroscópio, este foi configurado com fundo de escala de $2000dps$, frequência de atualização de 800 Hz , maior possível, e frequência de corte do filtro passa baixas em 30 Hz , menor disponível. O filtro passa-altas foi desabilitado também para simplificar o desenvolvimento das bibliotecas para interface com este dispositivo.

3.1.2.3 Magnetômetro

O magnetômetro foi configurado com frequência de atualização de 75 Hz , máximo disponível para conversões contínuas. Neste modo os registradores do sensor que contém as medidas do campo magnético são atualizados automaticamente sempre que um novo processo de mensuração é concluído. O ganho foi ajustado para cinco, para o qual, o campo magnético máximo a qual o sensor deve ser submetido, recomendado pelo fabricante na folha de dados, é de $\pm 4,7\text{ Ga}$.

3.1.3 Módulo de rádio frequência para telemetria

A transmissão de dados de telemetria foi realizada por intermédio de um módulo rádio frequência de $2,4\text{ GHz}$ baseada no circuito integrado *nRF24L01p*, *Nordic Semiconductor*. Aliado ao seu baixo custo e facilidade de obtenção, o dispositivo em questão apresenta como características principais a capacidade de transmissão de pacotes de até 32 bytes e frequência de atualização máxima de 2Mbps.

Nas configurações deste dispositivo utilizou-se a taxa de transferência de 250 kbps, a menor possível, uma vez que, segundo o fabricante em sua folha de dados, taxas mais baixas propiciam maior alcance do dispositivo, CRC de dois bytes para checagem da integridade das mensagens, pacotes de dados de 32 bytes e sem atenuação na potência de saída.

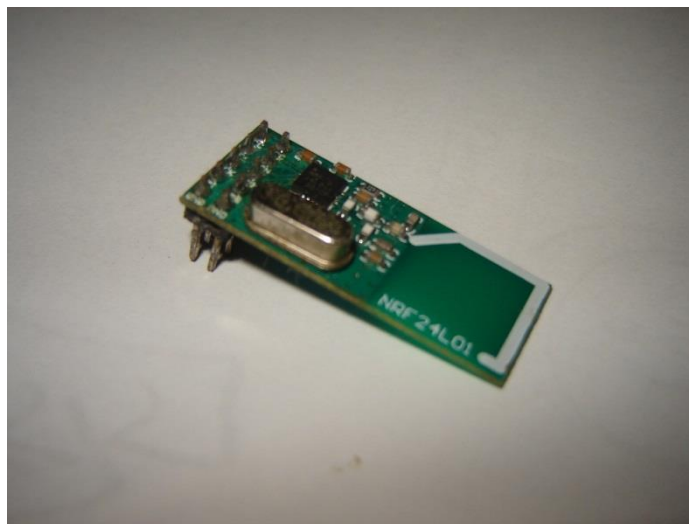


Figura 3 - Módulo RF nRF24L01p utilizado para telemetria.

3.1.4 Microcontrolador utilizado para recepção dos dados de telemetria

Para recepção e tratamento dos dados de telemetria dentro do ambiente do LabVIEW[®] foi necessário o desenvolvimento de um dispositivo secundário que contenha uma nRF24L01p e seja capaz de transmitir os dados recebidos para o computador, e neste sentido, utilizou-se um microcontrolador PIC18F2550, Microchip[®]. A escolha deste microcontrolador foi baseada em trabalhos desenvolvidos anteriormente para a troca de dados entre este e um computador através da interface USB-HID, além da presença do periférico SPI necessário para troca de dados com o *transceiver* RF.

Tomando como base o pacote de criação de instrumentos virtuais *NI-VISA*[®] da *National Instruments* é possível tornar o PIC18F2550 um dispositivo nativo ao LabVIEW[®] de maneira simples e, desta forma, realizar a transmissão dos dados de telemetria recebidos em tempo real. O *NI-VISA*[®] coleta informações acerca da identificação do dispositivo USB-HID em questão dentro do sistema operacional e cria um novo *driver, software* responsável por gerenciar os componentes de um computador pessoal, que caracteriza o microcontrolador em questão como um instrumento virtual dentro do sistema.

3.1.5 Componentes mecânicos

3.1.5.1 Frame de montagem

O frame utilizado para a montagem do quadricóptero, Figura 4, HJ450, possui 45 *cm* e 8 *cm* de altura sendo fabricado em plástico ABS e tem o peso aproximado de 260 gramas.



Figura 4 - Frame em ABS utilizado para montagem da aeronave.)

3.1.5.2 Motores

Os motores *brushless* utilizados são EMAX CF2822, Figura 5, com constante de velocidade (Kv) de $1200 \frac{RPM}{V}$ e corrente máxima de até 16A por até 60 segundos. Cada motor tem o peso aproximado de 39g



Figura 5 - Motores brushless EMAX CF2822 Electronic Speed Controllers

Os controladores de velocidade para os motores, Figura 6, utilizados são do modelo SS Series 18-20A, *Hobby King*, e podem ser utilizados para correntes constantes de até 18A ou picos de 20A por 30 segundos, no máximo. Este tipo de controlador tem a velocidade do motor controlada proporcionalmente à largura de um pulso de 1ms até 2ms. O peso total unitário de cada *ESC* é de aproximadamente 18 gamas.

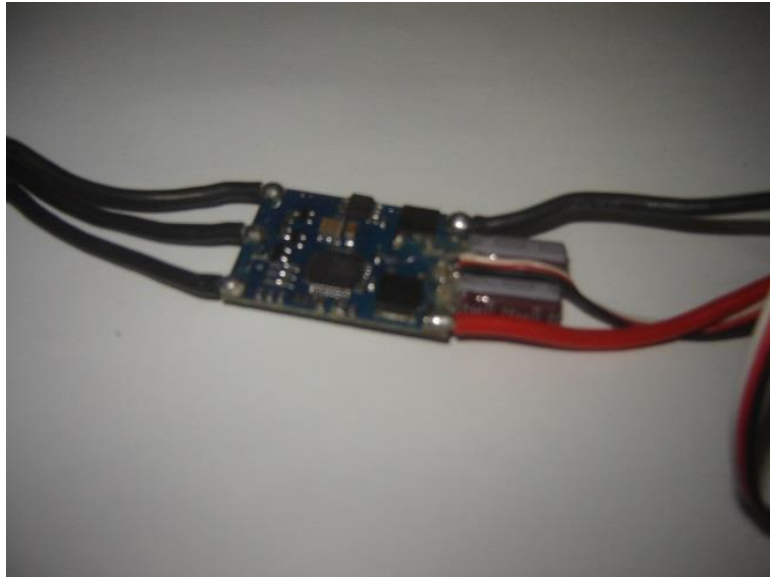


Figura 6 - Controlador de velocidade eletrônico (ESC)

3.1.5.3 Hélices

Para execução do projeto foram utilizados dois diâmetros diferentes para as hélices, 8 e 10 polegadas, ambas com passo de 4,5 polegadas. A utilização de dois diâmetros tem o objetivo de observar quais os efeitos sobre a dinâmica de voo resultantes da alteração do momento de inércia sobre os motores utilizados. Estas podem ser observadas abaixo na Figura 7.



Figura 7 - Hélices utilizadas no projeto.

3.1.5.4 Bateria

A bateria utilizada, Figura 8, é constituída de três células em série *LiPo* e possui como características operacionais capacidade de 2200 *mAh*, taxa de descarga contínua de 20C (44 A)

com picos de até 30C (66 A). Devido às características para composição do conjunto da bateria sua tensão oscila entre 11,1V e 12,6V.

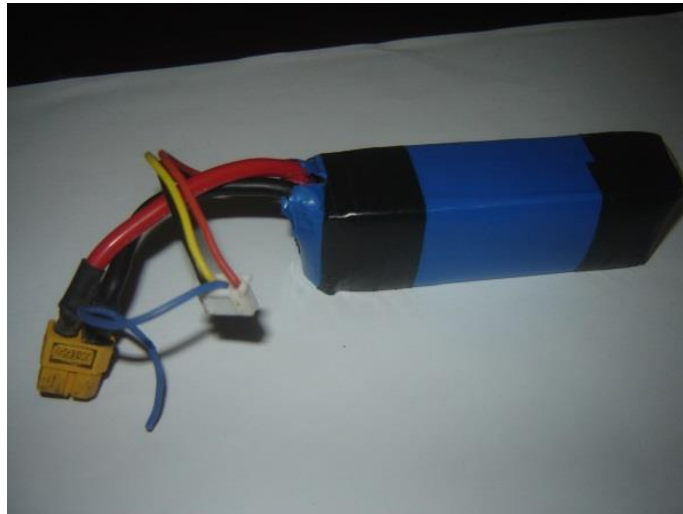


Figura 8 - Bateria utilizada como fonte de alimentação para a aeronave

3.1.5.5 Controle remoto

Para inserção das referências de inclinação nos controladores *PID* utilizou-se um controle comercial padrão para aeromodelismo, Figura 9, composto de seis canais, dos quais apenas quatro foram utilizados para o projeto. Cada um dos canais utilizados resulta em um pulso de largura variável entre um e dois milissegundos, amplitude de 5V, frequência de aproximadamente 55 Hz e apresentam 1024 níveis entre os extremos.



Figura 9 - Radio e receptor utilizados no projeto.

3.2 Placa de interface

Visando integrar os elementos eletrônicos citados acima foi realizado o *layout* de uma placa de circuito impresso com esta finalidade, que possui, entre outro elementos, um regulador de tensão de 5V, 7805, diodo retificador comum *1n4004* na tensão de entrada do regulador com a finalidade de evitar danos por inversão da polaridade de alimentação, diodo do tipo *Schottky* na saída do regulador de tensão e transistores MOSFET de canal-n nas saídas de PWM utilizadas para controle do *ESC*.

Um aspecto relevante quanto ao material base da placa utilizada é sua rigidez, uma vez que esta característica está relacionada com a propagação de vibrações provenientes dos motores até o acelerômetro, muito sensível a este tipo de perturbação, assim, a placa de circuito foi confeccionada em fibra de vidro para atenuar este tipo de problema. Este componente é preso ao *frame* por meio de quatro coxins com parafusos de diâmetro de cinco milímetros como medida adicional para atenuação de vibrações.

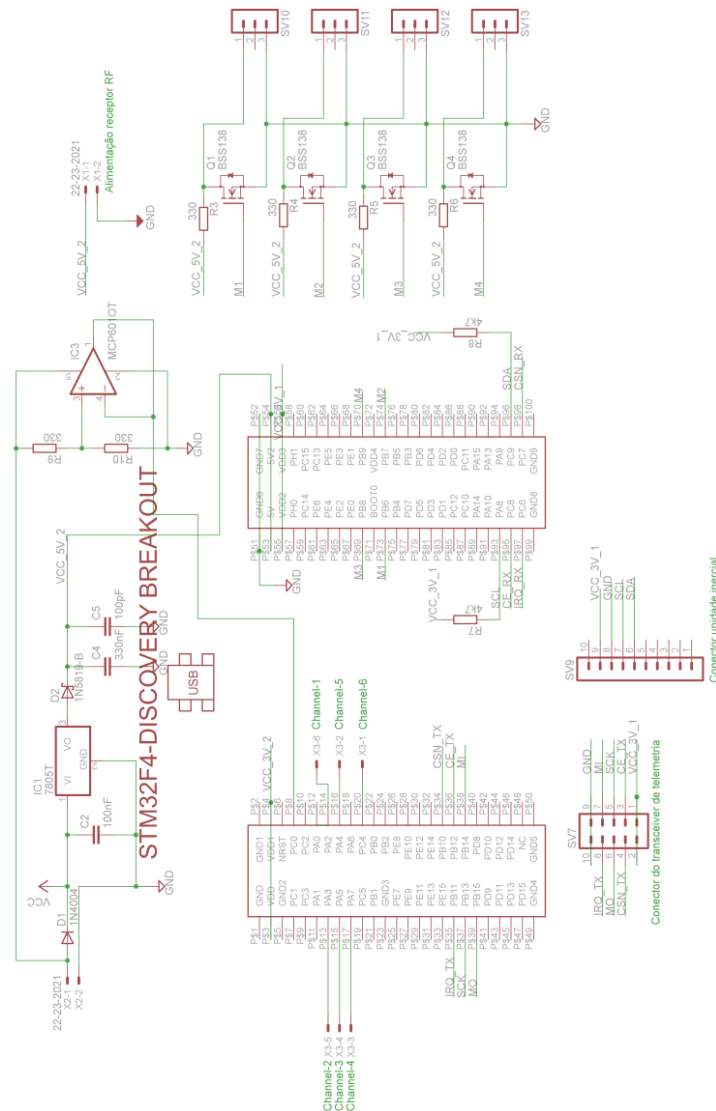


Figura 10 - Esquema da placa de interface dos componentes eletrônicos.

O amplificador operacional que pode ser observado no diagrama elétrico, Figura 10, tem por objetivo futuro a medição da tensão da bateria, que alimenta a placa de interface, e assim, fornecer possibilidade de se estimar a carga remanescente na bateria.

3.3 *Firmware de controle*

A primeira etapa de desenvolvimento do software do microcontrolador ARM[®] buscou a inclusão da biblioteca de funções matemáticas e ativação da unidade de ponto flutuante deste. Para o desenvolvimento foram utilizadas as bibliotecas para configuração e utilização dos periféricos do microcontrolador desenvolvidas pelo fabricante, *ST Microelectronics*. Estas utilizam tipos estruturados da linguagem C, *structs*, para agrupar configurações de inicialização que posteriormente são passados por referência para funções responsáveis por escrever nos registradores adequados. O trecho de código abaixo exemplifica o processo de configuração da interface I2C utilizada para comunicação com os sensores da unidade inercial:

```
I2C_InitStruct.I2C_ClockSpeed =400000;// 400kHz
I2C_InitStruct.I2C_Mode = I2C_Mode_I2C;// I2C mode
I2C_InitStruct.I2C_DutyCycle = I2C_DutyCycle_2;// 50% dutycycle -->
standard
I2C_InitStruct.I2C_OwnAddress1 =0xFF;// Endereço próprio - Não é
relevante uma vez que este é utilizado como MASTER.
I2C_InitStruct.I2C_Ack = I2C_Ack_Disable;//
disableacknowledgewhenreading (canbechanged later on)
I2C_InitStruct.I2C_AcknowledgedAddress =
I2C_AcknowledgedAddress_7bit;// Endereços de 7 bits.

I2C_Init(I2C3,&I2C_InitStruct);// init I2C3

// enable I2C3
I2C_Cmd(I2C3, ENABLE);
```

De maneira a flexibilizar e agilizar o processo de compilação, este é realizado em duas partes distintas. A primeira etapa realiza a compilação dos arquivos fonte das bibliotecas dos periféricos fornecidos pelo fabricante e realiza o agrupamento destes em único arquivo do tipo “.a”, “*libstm32f4.a*”, que posteriormente é anexado ao projeto principal durante a sua compilação.

Buscando a homogeneização no desenvolvimento do software assim como legibilidade e transparência para configuração e utilização dos dispositivos externos utilizados no projeto, sensores da *IMU* e *transceiver* RF, foram escritas funções com funcionamento similar àquelas disponibilizadas pelo fabricante do microcontrolador para utilização de seus periféricos. Nestas, as opções de configurações iniciais de cada um dos sensores é realizada através de *structs* enquanto a obtenção dos valores mensurados nestes pode ser feita através de métodos específicos.

Nos dois trechos de código subsequentes são exemplificados, consecutivamente, os processos de configuração inicial do giroscópio e de leitura dos dados mensurados através deste.

As etapas de aquisição, tratamento e utilização dos dados obtidos da unidade inercial foram executadas dentro da rotina de interrupção de um dos *timers* presente no microcontrolador, enquanto a aquisição dos sinais do controle remoto foram efetuados através de periféricos para mensuração de sinais PWM, *pwm inputs*, e diretamente inseridas nas variáveis associadas às referências dos controladores PID.

```
L3G4200D_InitTypeDef Configuracao_gyro;//Estrutura de configuração inicial

Configuracao_gyro.Axes_Enable= XYZ_EN;//Ativação dos três eixos
Configuracao_gyro.Power_Mode= NORMAL_MODE;//Modo de operação normal
Configuracao_gyro.Output_DataRate= DR1 | DR0;//DR = 800 Hz
Configuracao_gyro.bandwidth=0;//Frequência de corte = 30 Hz
Configuracao_gyro.Self_Test= ST_NORMAL;//Self-Teste desativado
Configuracao_gyro.Full_Scale= FS2000DPS;//Fundo de escala de 2000 graus por segundo

L3G4200D_Init(I2C3,&Configuracao_gyro);

L3G4200D_Read_Data(I2C3,saida_gyro_dps_pf);//Realiza a leitura do giroscópio
```

A interrupção do *timer* associado ao tratamento dos sinais foi configurada como prioridade máxima, assim, a frequência de amostragem é garantida apesar de outras funções executadas e o tempo configurado para a interrupção deste timer foi de 2,5 milissegundos, caracterizando assim, uma frequência de amostragem de 400 Hz. A taxa de aquisição foi escolhida, inicialmente, de maneira arbitrária e após o desenvolvimento do controlador, foi analisada em relação à posição dos polos e zeros do sistema.

O fluxo normal de execução do firmware do STM32F4 foi utilizado para tratamento dos dados recebidos através da telemetria é executado continuamente até que haja a interrupção para execução da malha de controle. Para a realização das operações matriciais necessárias para o filtro de Kalman os trechos de código seguintes exemplificam, respectivamente, a declaração da matriz de transição de estados F , Eq. 16, a etapa de atualização de estados da matriz P e o procedimento de utilização das funções de matrizes presentes na biblioteca CMSIS.

```
//Matriz de atualização dos estados.  
float F_f32[81]={1,wz,-wy,0,0,0,0,acel_z,-acel_y,  
-wz,1 wx,0,0,0,-acel_z,0,acel_x,  
wy,-wx,1,0,0,0,acel_y,-acel_x,0,  
0,0,0,1,wz,-wy,0,mag_z,-mag_y,  
0,0,0,-wz,1 wx,-mag_z,0,mag_x,  
0,0,0,wy,-wx,1,mag_y,-mag_x,0,  
0,0,0,0,0,0,1,0,0,  
0,0,0,0,0,0,0,1,0,  
0,0,0,0,0,0,0,0,1};  
  
arm_mat_init_f32(&F, 9, 9, F_f32);
```

```

//Fase de update -> Estimativa do novo estado com base no estado
anterior
arm_mat_mult_f32(&F,&X,&temp_calc_910);

arm_copy_f32(temp_calc_910_f32, X_f32,9);

//temp_calc_990 = F*P
arm_mat_mult_f32(&F,&P,&temp_calc_990);

//temp_calc_991 = F*P*F'
arm_mat_mult_f32(&temp_calc_990,&Ft,&temp_calc_991);

//P = temp_calc_991 + Q = F*P*F' + Q
arm_mat_add_f32(&temp_calc_991,&Q,&P);

```

Visando obter uma métrica do tempo consumido para aquisição dos dados da unidade inercial através do barramento I²C, do algoritmo de Kalman e dos controladores discretos utilizou-se o analisador lógico previamente citado para mensuração destes tempos. Para tal procedimento alguns dos pinos de saída do microcontrolador foram colocados em estado lógico alto durante a execução destas operações, fazendo-se a suposição que os tempos para tais alterações nestes sejam desprezíveis perto do tempo dos processos que se deseja observar.

3.4 Adequação da ação de controle para atuação sobre os motores

Para expor como as ações de controle individuais de cada um dos motores são compostas, inicialmente, a Figura 11 expõe o número associado a cada um dos motores, a posição dos eixos de rotação acima considerados e o sentido de rotação de cada motor.

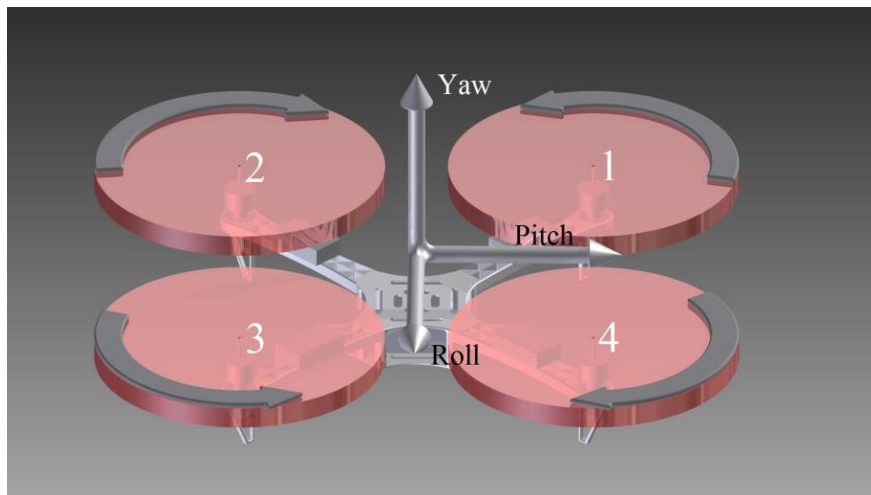


Figura 11 - Posicionamento dos motores e dos eixos de rotação.

Assim, baseando-se na Figura 11, pode-se inferir que as rotações em torno dos eixos acima destacados são resultados do equilíbrio de torques gerados pelos empuxos dos motores em cada um dos lados. Sendo l a distância entre o centro dos motores e o centro de gravidade do conjunto, as seguintes equações expressam os torques em cada um dos eixos de rotação:

$$\begin{aligned}\Sigma\tau_{\theta} &= \sqrt{2}l[(F_{emp,1} + F_{emp,4}) - (F_{emp,2} + F_{emp,3})] \\ \Sigma\tau_{\phi} &= \sqrt{2}l[(F_{emp,1} + F_{emp,2}) - (F_{emp,3} + F_{emp,4})]\end{aligned}\tag{Eq. 22}$$

Observando a Figura 11, nota-se que o sentido de rotação das hélices são opostos e, assim, a atuação sobre motores com rotações iguais faz com que a conservação de momento angular do sistema resulte em um torque giroscópico para controle do ângulo de *yaw*. Nota-se ainda, para os cálculos de $\Sigma\tau_{\theta}$ e $\Sigma\tau_{\phi}$, que os motores envolvidos em ambos os sentidos apresentam rotações invertidas e, consequentemente, não alteram o momento angular do sistema para eventuais deslocamentos de *pitch* ou *roll*.

$$\Sigma\tau_{\psi} \propto [(F_{emp,2} + F_{emp,4}) - (F_{emp,1} + F_{emp,3})]\tag{Eq. 23}$$

Finalmente, baseando-se nas equações e conceitos acima discutidas, dadas as ações de controle u_{pitch} , u_{roll} e u_{yaw} que expressam, indiretamente, o torque resultante que se deseja inserir para estabilização do veículo, estas serão divididas em um aumento na rotação dos motores de um dos lados e a diminuição no lado oposto de maneira a manter o empuxo total do sistema constante. Assim, têm-se as seguintes equações:

$$\begin{aligned}CM_1 &= \sqrt{\omega_{med} + u_{pitch} + u_{roll} - u_{yaw}} \\ CM_2 &= \sqrt{\omega_{med} + u_{pitch} - u_{roll} + u_{yaw}} \\ CM_3 &= \sqrt{\omega_{med} - u_{pitch} - u_{roll} - u_{yaw}} \\ CM_4 &= \sqrt{\omega_{med} - u_{pitch} + u_{roll} + u_{yaw}}\end{aligned}\tag{Eq. 24}$$

A raiz quadrada foi inserida nos cálculos na tentativa de linearização do sistema uma vez que, observando a expressão para cálculo do empuxo, Eq. 21, nota-se que este é proporcional ao quadrado da frequência de rotação das hélices.

$$\begin{aligned}F_{emp} &\propto \omega_{hélice}^2 \\ Se \ \omega_{hélice} &\propto CM_n \rightarrow F_{emp} \propto CM_n^2 \\ F_{emp} &\propto (\omega_{med} \pm u_{pitch} \pm u_{roll} \pm u_{yaw})\end{aligned}\tag{Eq. 25}$$

3.5 Software de telemetria

A primeira etapa para o desenvolvimento da interface de telemetria foi o *layout* de uma placa de circuito impresso para agregar o microcontrolador e o *transceiver* RF. Para o firmware contido no PIC18F2550, utilizado na placa de telemetria, fez-se o uso do compilador *HI-TECH*[®] integrado na *IDE* (*integrated Development Environment*) proprietária da própria fabricante

deste, Microchip, voltada para o desenvolvimento para sua linha de microcontroladores. A seguir na Figura 12, apresenta-se o diagrama elétrico da placa para recepção dos dados de telemetria.

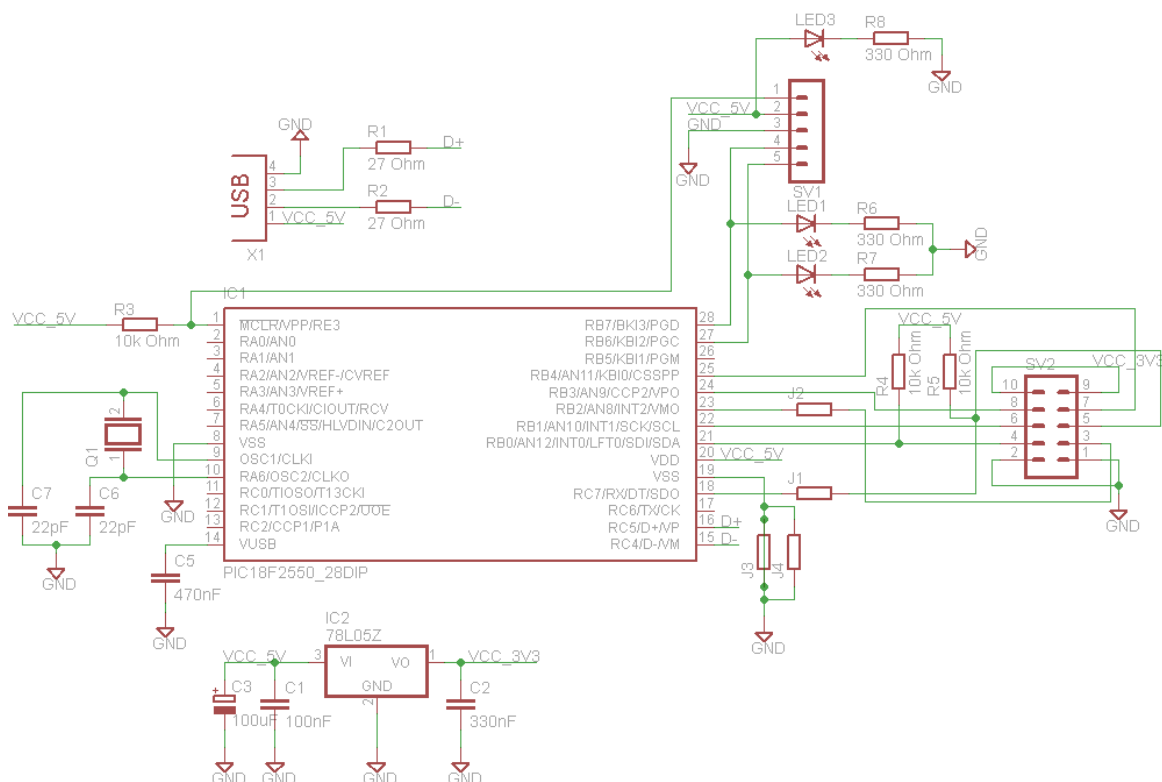


Figura 12 - Esquema elétrico da placa de telemetria.

Referente ao software em LabVIEW[®] para recepção dos dados de telemetria através da USB, este foi desenvolvido visando observar o comportamento em tempo real destes através de gráficos atualizados dinamicamente, e envio de uma sequência de caracteres para aeronave para propósitos diversos; como alteração dos dados que se deseja receber e dos parâmetros do controlador e estimador. Utilizando a capacidade inerente do LabVIEW[®] para criação de programas em processamento paralelo, utilizaram-se dois laços para controle da interface de telemetria, sendo um deles para cuidar da transmissão dos dados entre o computador e microcontrolador PIC18F2550 e o segundo para tratamento das informações recebidas.

O fluxo de comunicação entre estes dois processos foi realizado através de uma estrutura de enfileiramento de dados para cada um dos processos, ou seja, os dados enviados para um processo são colocados em uma fila e este realiza o tratamento adequado quando possível, e assim, os processos podem operar de maneira totalmente assíncrona. Outro procedimento executado no *software* de telemetria foi a capacidade de exportar os dados recebidos para um arquivo de texto para, posteriormente, possibilitar a comparação destes com o resultado da simulação realizada no Simulink[®].

Dentre os dados que se deseja transmitir durante o voo do veículo quadrirotor estão os sinais do acelerômetro e magnetômetro após a passagem destes pelo estimador, os ângulos que se deseja controlar e finalmente os valores de referência que estão sendo inseridos no controlador.

3.6 Momento de inércia do conjunto.

A estimação do momento de inércia do conjunto foi realizada através da modelagem dos elementos acima citados no *software* de simulações mecânicas Autodesk Inventor 2014[®] que permite a inserção da massa de cada um destes para obtenção da grandeza desejada. Adicionalmente o software permite a obtenção da posição do centro de gravidade de conjunto, exemplificado na Figura 13.

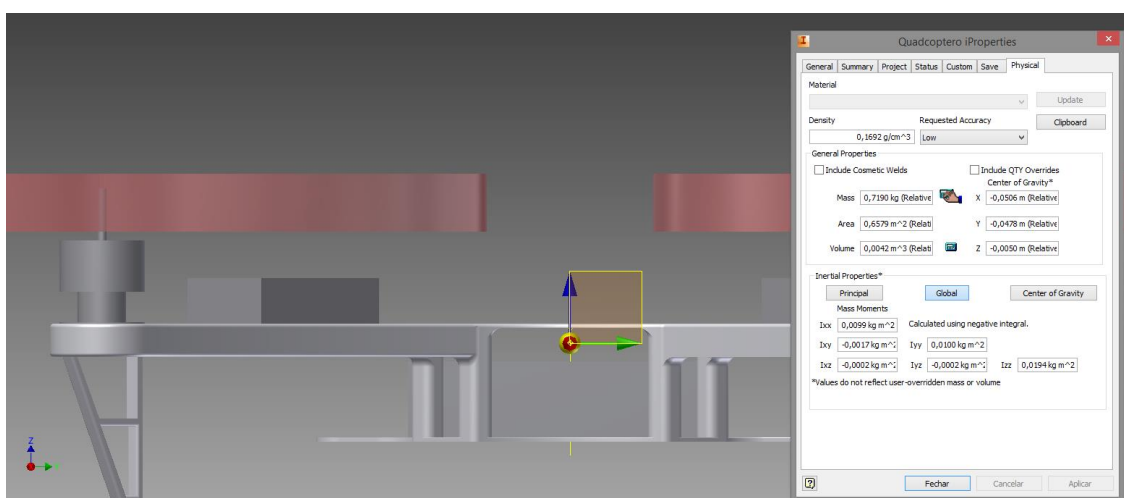


Figura 13 - Posição do centro de gravidades e propriedades físicas da montagem.

3.7 Resposta ao impulso do conjunto atuador (ESC, motor e hélice).

Com o objetivo de se obter um modelo de simulação coerente com o sistema real e diminuir o número de parâmetros necessários para esta, realizou-se uma montagem experimental com o objetivo de se obter a resposta ao impulso do conjunto formado pelo motor, ESC e hélice. A entrada da função de transferência caracteriza-se por uma grandeza associada à largura do pulso de controle do ESC, CM, enquanto a saída desejada é caracterizada pela frequência de rotação do motor, f_{motor} .

O sinal de controle, $CM \in [0, 100]$, é associado à largura de pulso de 1 ms quando zero, largura de pulso correspondente com o motor desligado, e o valor de 100 à um pulso de dois milissegundo, velocidade máxima. A montagem experimental em questão utiliza um par de LEDs (*light emitting diode*) infravermelhos, emissor e receptor, posicionados de forma que a hélice passe entre estes e cause variação na luz captada pelo receptor, desta forma gerando

pulsos e, conseqüentemente, pode-se estimar a frequência de rotação através do tempo entre dois pulsos consecutivos, T_s , e assim pode-se expressar:

$$f_{motor} = \frac{1}{T_s * n}, \text{ n é o número de pás da hélice.} \quad \text{Eq. 26}$$

A aquisição dos dados da montagem foi realizada através do analisador lógico de *hardware* aberto *Open Bench Logic Sniffer*, e a identificação da função de transferência em questão foi realizada através do Matlab®. Na Figura 14 apresentam-se, respectivamente, o analisador lógico utilizado e a montagem experimental contendo os *LEDs* para caracterização da dinâmica da hélice.

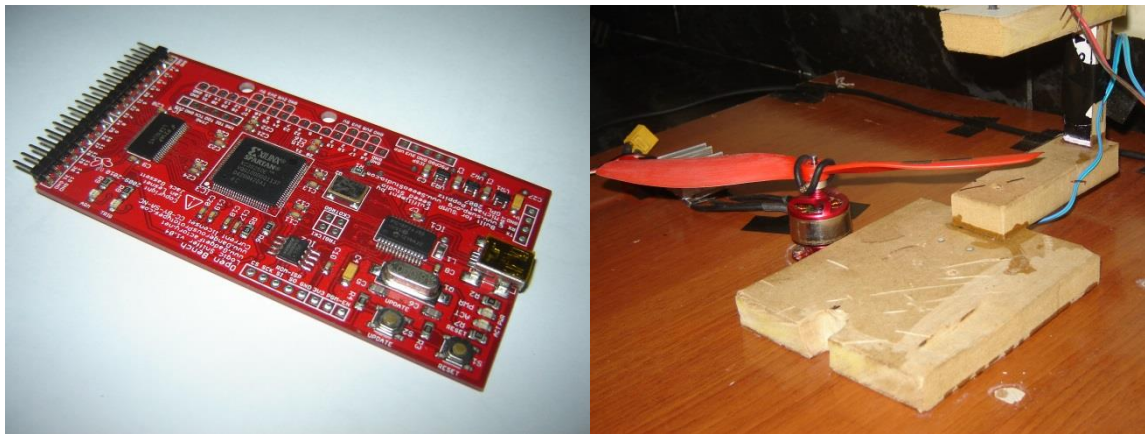


Figura 14 - Analisador lógico e montagem experimental.

3.8 Modelo de simulação (*Simulink*®)

Com base nas equações dinâmicas apresentadas acima o diagrama de blocos do *Simulink*® foi realizado visando blocos cujos parâmetros pudessem ser ajustados para permitir a generalização dos modelos e assim, utilização destes para dimensionamento de componentes e otimização de parâmetros tanto do controlador quanto do estimador. Nas seções subseqüentes há o detalhamento dos blocos relevantes à simulação do projeto em ordem de propagação do sinal dentro da simulação.

Os blocos que representam etapas de simulações discretas utilizaram o tempo configurado no firmware de controle para o timer que controla a periodicidade de amostragem dos sensores da *IMU*, 400 Hz, enquanto os blocos representando procedimentos contínuos foram configurados com uma frequência de amostragem de 100 kHz. A Figura 15 apresenta o diagrama completo desenvolvido e utilizado para simulação da dinâmica do sistema.

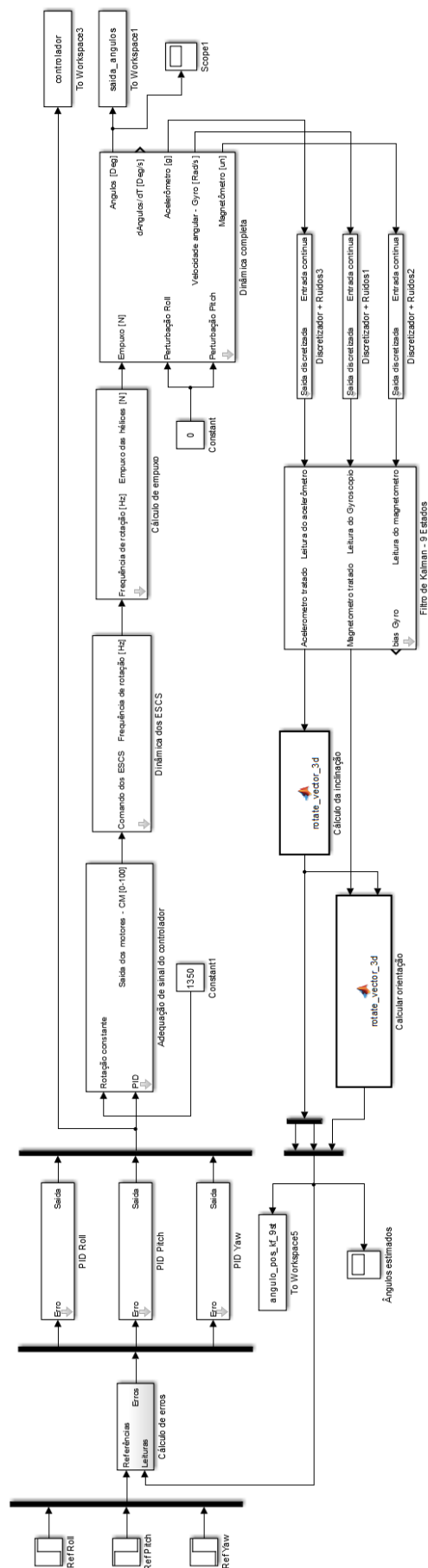


Figura 15 - Diagrama completo utilizado no Simulink para simulação do sistema.

3.9 Funções de transferência

Para obtenção das funções de transferência do sistema utilizou-se o Simulink juntamente com o pacote de identificação de sistema do Matlab, *Ident*, para obtenção do modelo próximo ao ponto de operação, uma vez que, ao se observar as equações Eq. 8 e Eq. 9, nota-se que o sistema apresenta um conjunto de equações não lineares. A Figura 16 apresenta os pontos dos quais os dados foram obtidos para utilização dentro do *Ident*.

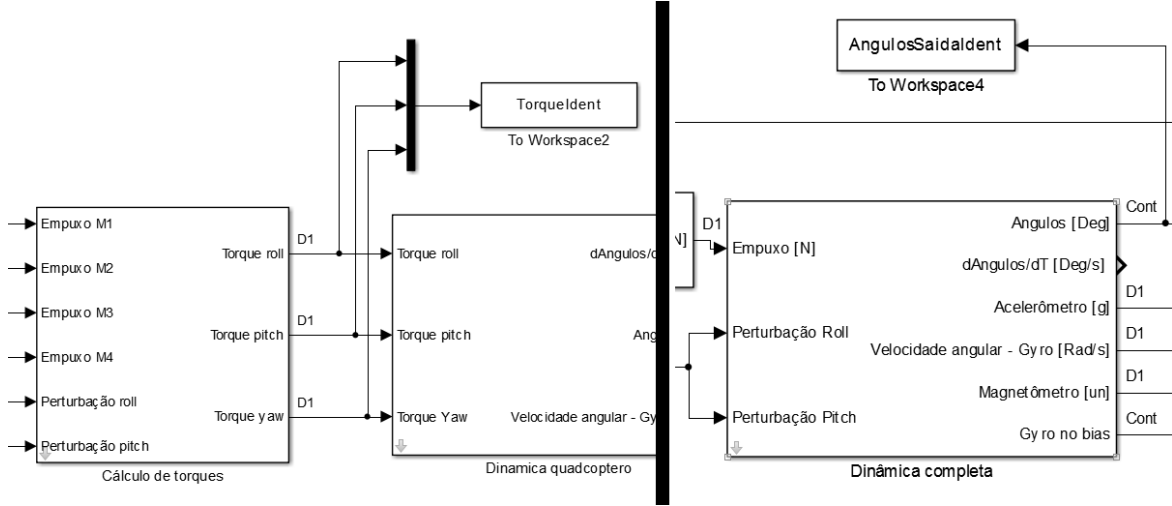


Figura 16 - Dados utilizados para identificação do modelo linearizado.

Ao se observar as expressões em Eq. 8 e Eq. 9, supondo que os momentos de inércia são próximos, os movimentos angulares do veículo serão executados de maneira independente e que os ângulos de inclinação aos quais a aeronave é submetida são menores que 15°, têm-se que:

$$\sin x \approx x; \cos x \approx 1$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\theta \\ 0 & 1 & \phi \\ 0 & -\phi & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 27}$$

Adicionalmente supondo que o controlador para o ângulo de yaw, ψ , têm o objetivo apenas de impedir que a aeronave entre em rotação descontrolada em torno de seu próprio eixo:

$$\dot{\psi} \approx 0$$

Assim pode-se esperar uma resposta aproximada no processo de identificação do sistema da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} - \phi \cdot \dot{\theta} \end{bmatrix}$$

$$G_{quad}^{roll}(s) = \frac{\Phi(s)}{\Sigma T_{\Phi}(s)} = \frac{1}{I_{xx} \cdot s^2}$$

$$G_{quad}^{pitch}(s) = \frac{\Theta(s)}{\Sigma T_{\Theta}(s)} = \frac{1}{I_{yy} \cdot s^2}$$

Para a obtenção dos torques aos quais o sistema é submetido utilizaram-se as expressões contidas em **Eq. 21** e **Eq. 22**, nas quais $\omega_n(t)$ representa a rotação em cada um dos motores.

$$\begin{aligned}\Sigma\tau_\phi(t) &= \frac{\sqrt{2}l\rho\pi}{4}(P_{hél}d)^2\Sigma\omega_\phi \\ \Sigma\omega_\phi &= \left[\left(\omega_1^2(t) + \omega_2^2(t) \right) - \left(\omega_3^2(t) + \omega_4^2(t) \right) \right] \\ \Sigma\tau_\theta(t) &= \frac{\sqrt{2}l\rho\pi}{4}(P_{hél}d)^2\Sigma\omega_\theta \\ \Sigma\omega_\theta &= \left[\left(\omega_1^2(t) + \omega_4^2(t) \right) - \left(\omega_2^2(t) + \omega_3^2(t) \right) \right]\end{aligned}\tag{Eq. 28}$$

Observando **Eq. 28** nota-se que a aplicação de Laplace nesta para obtenção de $\Sigma T_{\Phi(s)}$ e $\Sigma T_{\Theta(s)}$ irá resultar num produto de convolução nos termos elevados ao quadrado das velocidades angulares. Novamente o Simulink foi utilizado juntamente com o pacote de identificação de sistemas para obtenção de uma função de transferência deste processo próximo ao ponto de operação. A função obtida tem por objetivo caracterizar o atuador do sistema, com sua entrada sendo a ação de controle do controlador no eixo desejado, $U_n(s)$, e a saída os torques $\Sigma T_n(s)$.

$$G_{atuador}(s) = \frac{\Sigma T_n(s)}{U_n(s)}$$

Finalmente utilizando as equações e funções de transferência obtidas pode-se estimar a dinâmica completa em malha aberta do veículo.

$$\begin{aligned}G_{total}^{roll}(s) &= \frac{1}{I_{xx}s^2}G_{atuador}(s)U_{roll}(s) \\ G_{total}^{pitch}(s) &= \frac{1}{I_{xx}s^2}G_{atuador}(s)U_{pitch}(s)\end{aligned}\tag{Eq. 29}$$

4 Resultados

4.1 Placa de circuito da aeronave e montagem.

A Figura 17 apresenta a placa de circuito impresso confeccionada para a conexão dos componentes eletrônicos demonstrando a disposição dos componentes nesta e o posicionamento desta sobre o frame da aeronave.

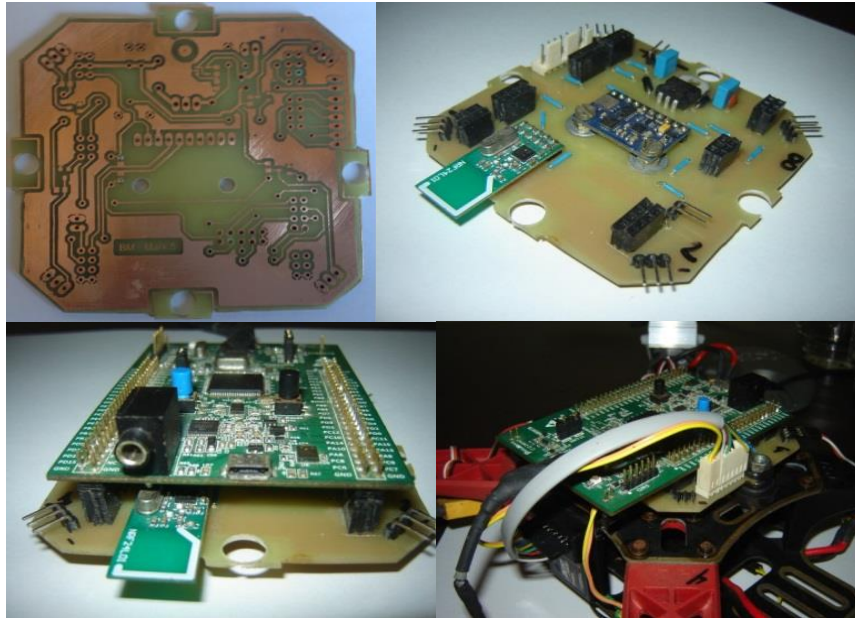


Figura 17 - Placa de circuito utilizada para conexão dos componentes eletrônicos.

A montagem final do sistema contendo todos os elementos supracitados é apresentada na Figura 18 na qual se pode observar ainda que foram inseridos dissipadores de calor sobre os ESCs, posicionados sobre cada um dos braços. A massa total do conjunto após a montagem ficou em aproximadamente 900 gramas.

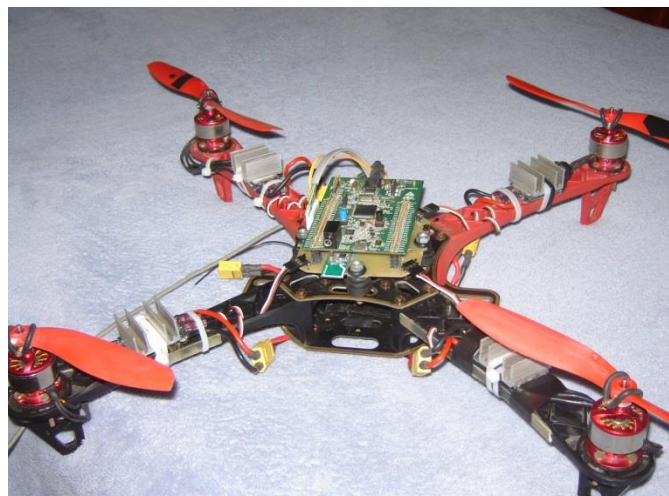


Figura 18- Montagem final completa da aeronave.

4.2 Momento de inércia do conjunto

Utilizando-se do modelo desenvolvido no *software* Inventor®, a matriz contendo os momentos de inércia obtidos que foram utilizados nas equações para a simulação do veículo é:

$$I = \begin{bmatrix} 0,0099 & 0 & 0 \\ 0 & 0,0099 & 0 \\ 0 & 0 & 0,0151 \end{bmatrix} kg.m^2$$

4.3 Métricas de tempo do *firmware* de controle

Ao se analisar o desempenho do microcontrolador para execução dos procedimentos para o sistema de estabilização da aeronave, os tempos observados para cada um destes foi:

Total do processo de aquisição, estimação e controle: 1,41 ms

Aquisição da unidade inercial: 739 us

Filtro de Kalman: 498 us

Cálculos dos ângulos (roll, pitch e yaw): 161 us

Controladores PID: 12us

Referente ao envio dos dados pela interface de telemetria, este processo leva, ao todo, aproximadamente 7,40 ms.

4.4 *Software* de telemetria

Na Figura 19 se pode observar a janela principal do *software* de telemetria. Esta possui duas abas principais denominadas “Controles Gerais” e “Parâmetros de controle”, sendo a primeira responsável pelo envio e recebimento de vetores de caracteres diretamente, alteração do conjunto de dados enviados através do botão denominado “Telemetria” e contadores de pacotes enviados e recebidos através do *transceiver* RF. A segunda aba permite carregar os parâmetros do controlador e do filtro de Kalman e alterá-los de maneira dinâmica.

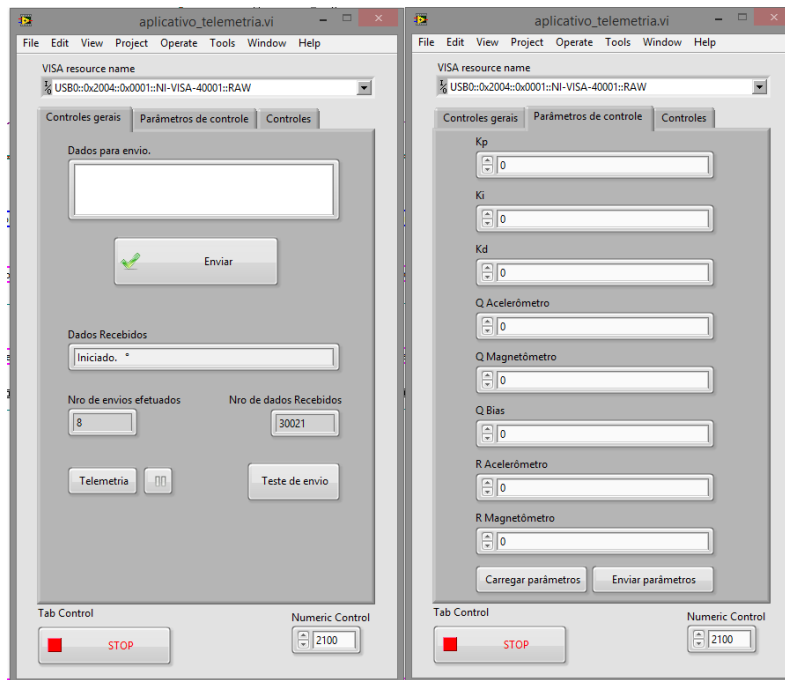


Figura 19 - Tela principal do software de telemetria.

A segunda janela é caracterizada pelos gráficos atualizados a cada recepção de dados de telemetria, enviados periodicamente a cada cem milissegundos, e é ajustada automaticamente de acordo com o pacote de dados selecionado pelo usuário. O primeiro pacote é composto dos ângulos de *pitch*, *roll* e *yaw* e das referências inseridas nos controladores, exemplificado na Figura 20, enquanto o segundo pacote é composto dos valores tratados do acelerômetro e magnetômetro. O resultado da confecção da placa de circuito impresso para telemetria pode ser observado na Figura 21.

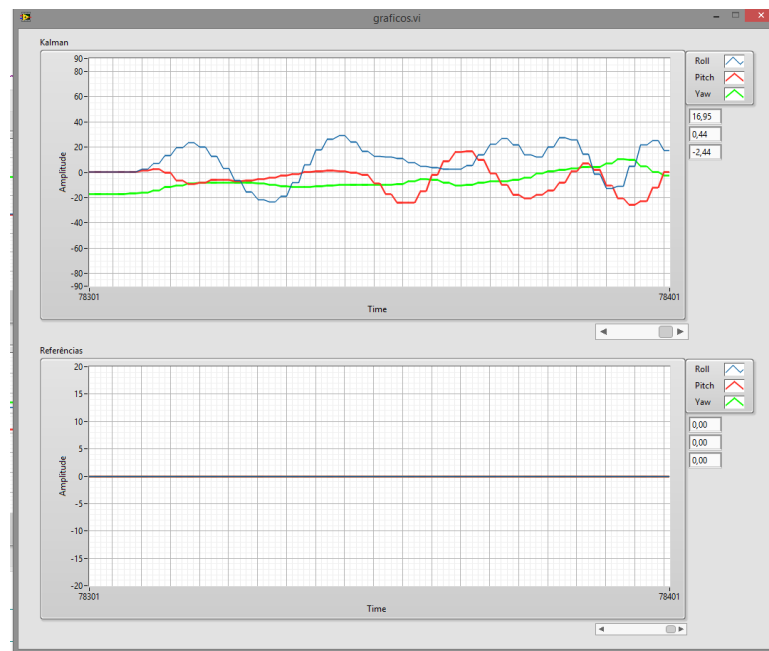


Figura 20 - Gráficos de telemetria para os ângulos após o tratamento e das referências.

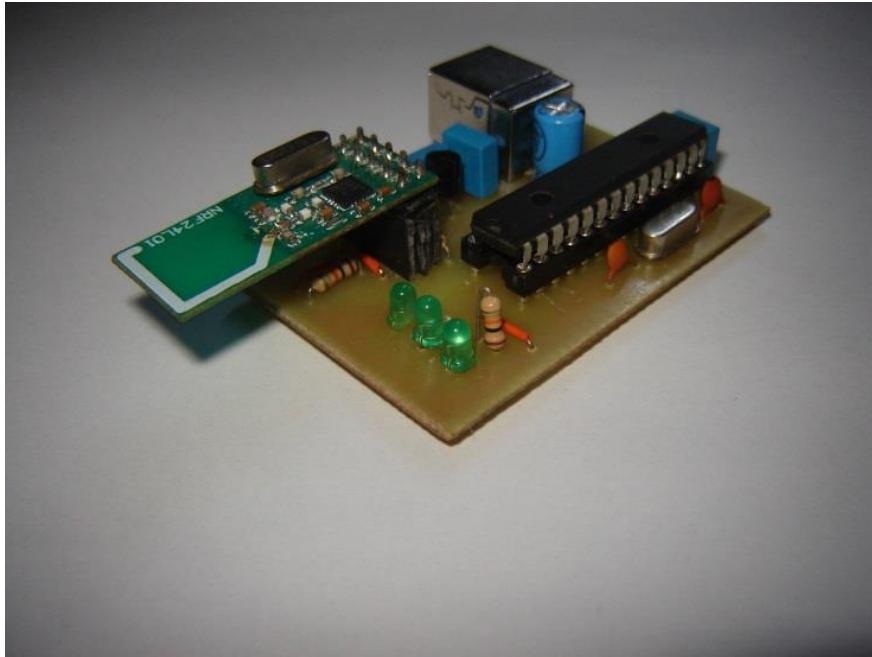


Figura 21 - Placa de circuito impresso para telemetria.

4.5 Testes preliminares

Abaixo se apresenta o teste realizado para obter o comportamento dos sensores, particularmente o acelerômetro e o magnetômetro, quando estes são submetidos no sistema com os motores em funcionamento. Com a aeronave em repouso e presa ao solo seus motores foram acionados e mantidos em funcionamento por aproximadamente 30 segundos.

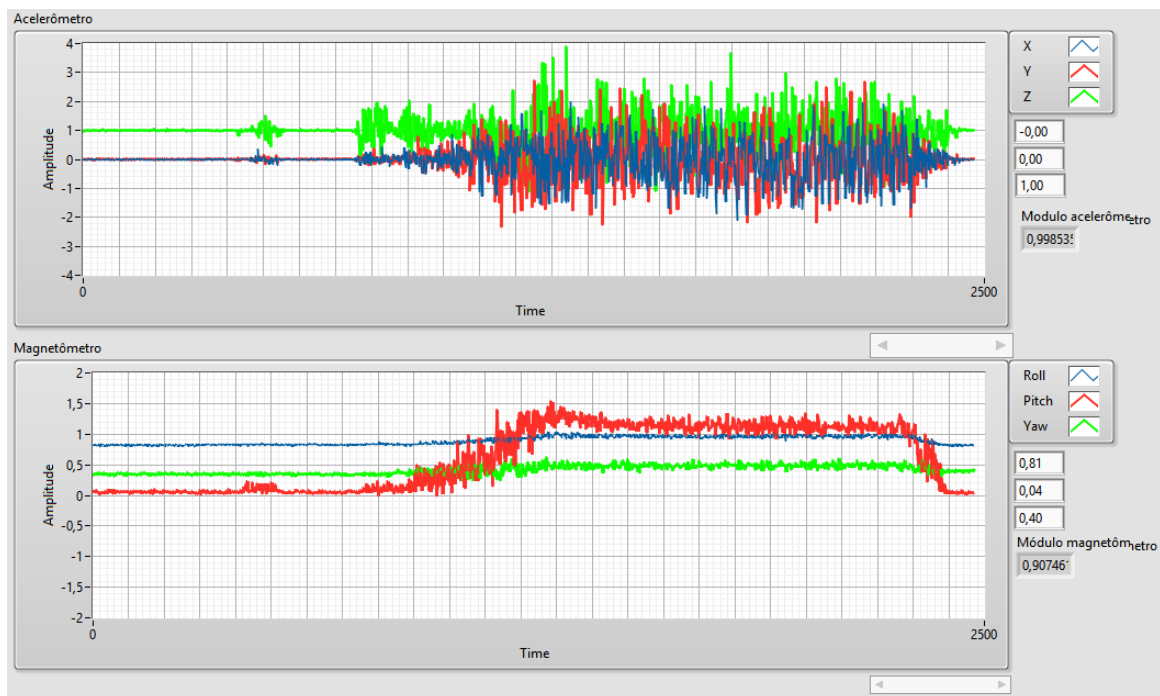


Figura 22 - Influências dos motores sobre os sensores

4.6 Filtro de Kalman

Utilizando a aeronave desenvolvida e a capacidade da interface de telemetria de alteração dos parâmetros do filtro de Kalman ajustaram-se os valores das covariâncias, empiricamente, para permitir estimativas viáveis dos sensores para posterior cálculo dos ângulos. Os critérios utilizados para ajuste dos filtros de Kalman visaram obter sinais de saída com pouca influência das perturbações aos quais o acelerômetro e o magnetômetro são submetidos e, adicionalmente fornecer sinais com pouco atraso em relação que permitissem sua utilização como realimentação para o controlador.

Com tal finalidade os valores desejados para a covariância para a matriz Q foram deixados os menores possíveis sem que o efeito do *drift* do giroscópio se tornasse significativo na saída. Para as covariâncias associadas ao processo de medida contidas na matriz R os valores foram ajustados de forma a se obter os menores possíveis sem que as perturbações presentes no acelerômetro e no magnetômetro fossem observadas de maneira significativa nos valores estimados destes sensores.

Utilizando os procedimentos de ajuste acima citados e nas constantes obtidas através destes, **Eq. 30**, o diagrama do Simulink foi utilizado como forma de validação do filtro. Para os testes os empuxos foram forçados à zero com o objetivo de se obter uma simulação da aeronave em repouso. No segundo teste foram inseridas entradas arbitrárias para as referências dos controladores e os ângulos calculados pós-filtro de Kalman e os ângulos resultantes da simulação da dinâmica do veículo foram comparados.

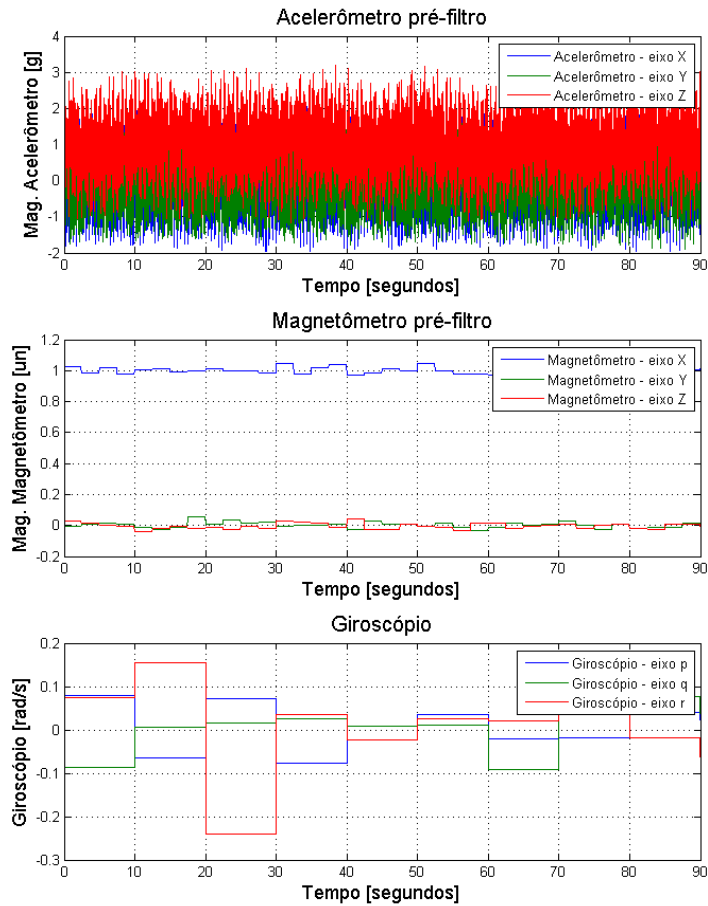


Figura 23 - Sensores pré-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em repouso.

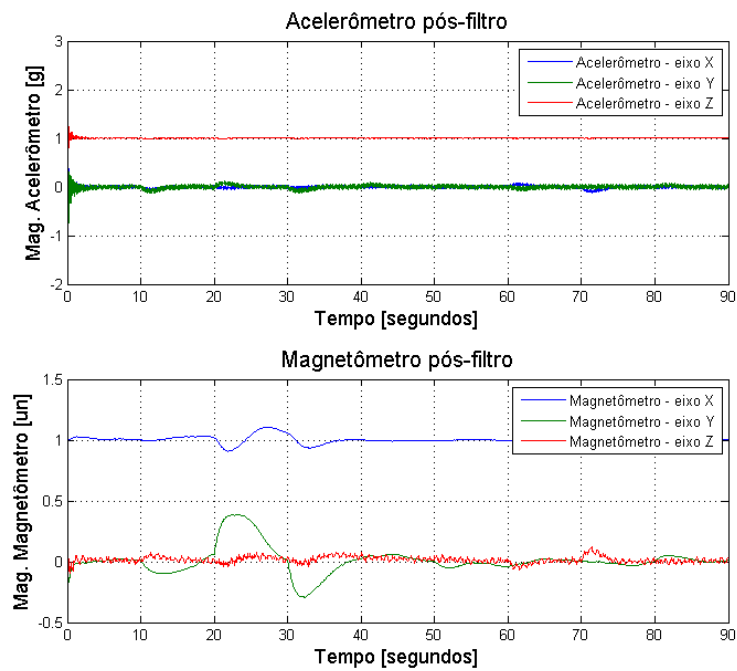


Figura 24 - Sensores pós-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em repouso

Utilizando os valores estimados pelo filtro de Kalman apresentados na Figura 24 os ângulos de *roll*, *pitch* e *yaw* foram calculados. É importante lembrar que os valores esperados para a Figura 25 são zero uma vez que na simulação o quadricóptero teve seus atuadores desabilitados.

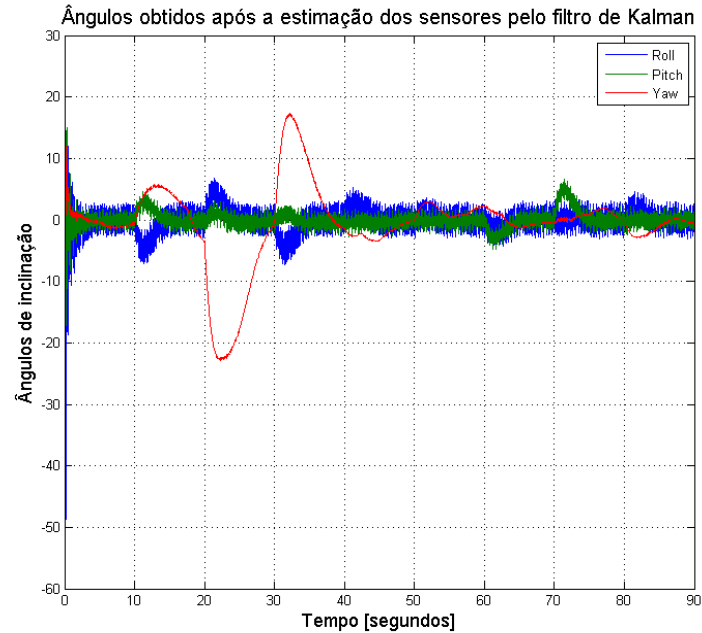


Figura 25 - Ângulos calculados com os valores estimados

As figuras abaixo apresentam os dados obtidos para a simulação da aeronave com os atuadores habilitados e assim apresentam uma visão do comportamento do filtro quando aplicado ao veículo em movimentos.

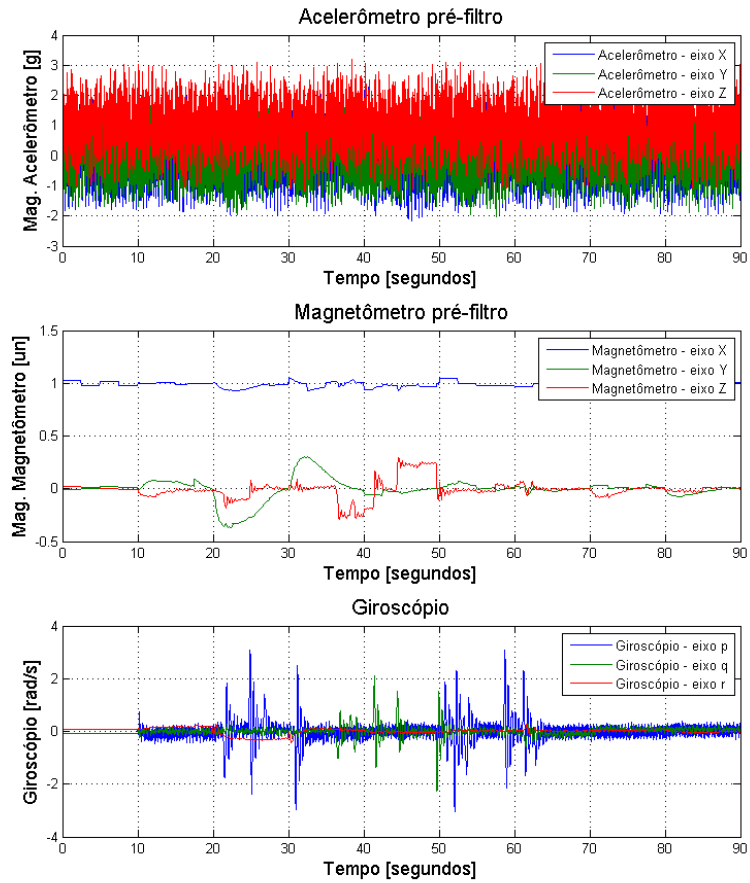


Figura 26 - Sensores pré-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em voo

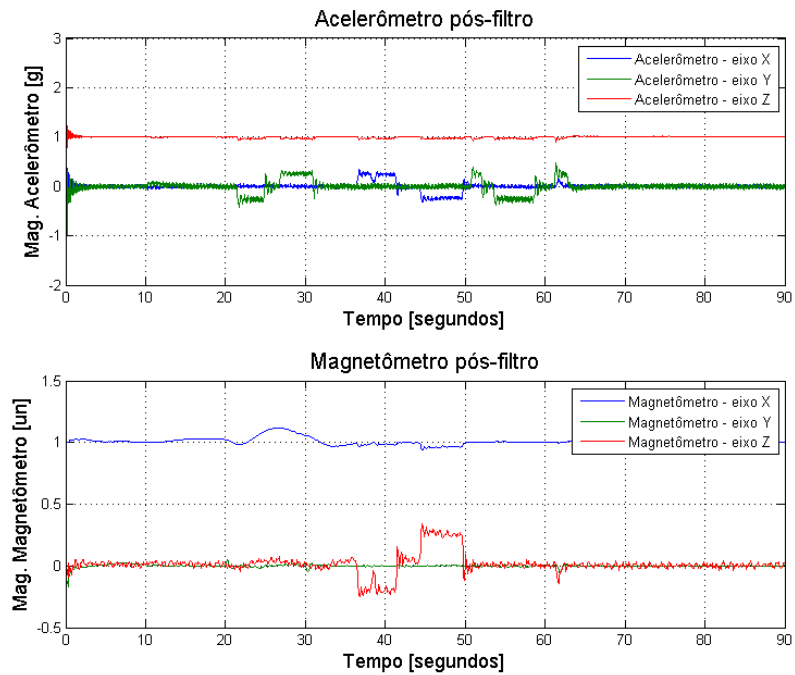


Figura 27 - Sensores pós-aplicação no filtro de Kalman – Simulação do veículo em voo

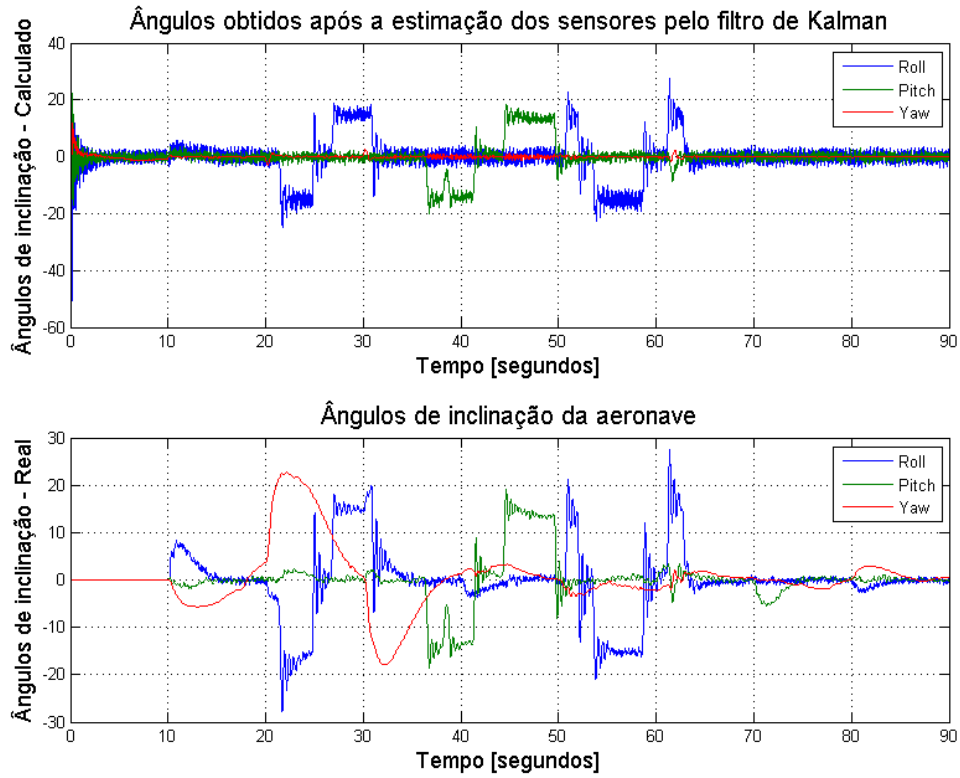


Figura 28 - Comparação entre os ângulos calculados e os ângulos reais da aeronave simulada

Na Figura 29 observa-se, no gráfico superior, o sinal do acelerômetro após o tratamento com o filtro de Kalman enquanto os valores inferiores apresentam os dados retirados diretamente da unidade inercial. Para obtenção do gráfico em questão o quadricóptero teve seus motores acelerados com o corpo preso ao chão, assim, o valor que se espera do acelerômetro é apenas o da aceleração da gravidade na superfície terrestre, de 1g, no eixo Z. Nota-se que os valores dos outros sensores não foram exibidos na telemetria devido às limitações funcionais sistema.

$$Q_{acel} = 1.10^{-5}$$

$$Q_{mag} = 1.10^{-6}$$

$$Q_{bias} = 5.10^{-4}$$

$$R_{acel} = 4$$

$$R_{mag} = 45$$

Eq. 30

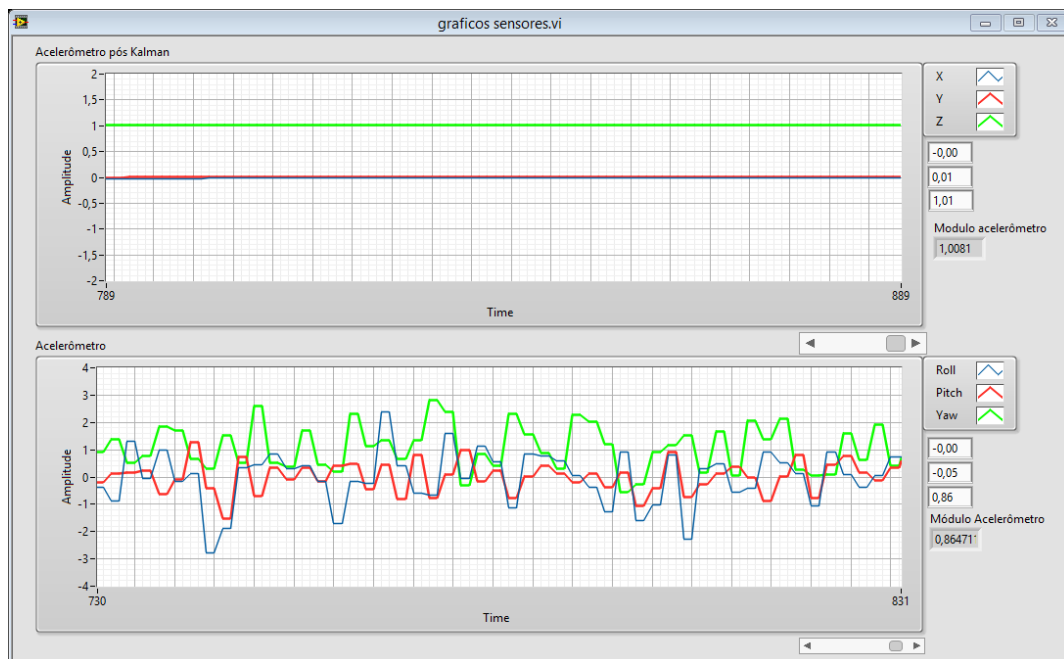


Figura 29 - Dados do acelerômetro obtidos através da telemetria para teste do filtro de Kalman.

4.7 Resposta ao impulso dos atuadores

Com base na montagem experimental descrita na seção 3.7 a Figura 30 exemplifica a saída do analisador lógico quando submetido ao procedimento de identificação do sistema do conjunto atuador. Nesta é relevante ainda ressaltar que o “*Channel-0*” está ligado ao receptor infravermelho enquanto o “*Channel-1*” apresenta as entradas às quais o sistema foi submetido durante o teste. Utilizando as ferramentas de análise disponibilizadas pela ferramenta de mensuração foi possível obter a resposta de aceleração desejada.

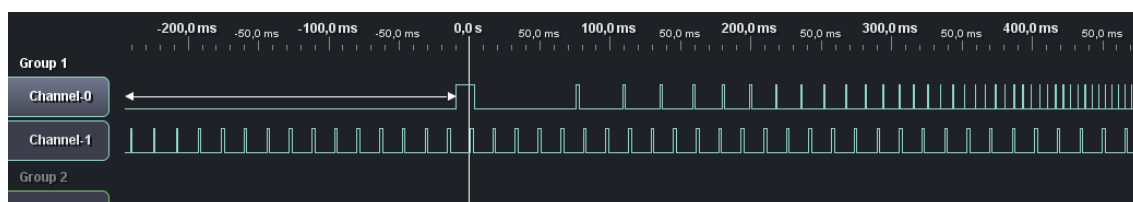


Figura 30 - Saída do analisador lógico para os testes de aceleração do conjunto atuador.

Na Figura 31 podem ser observadas as respostas de aceleração obtidas com os testes para cada uma das hélices, além da comparação com as funções de transferências identificadas quando submetidas às mesmas entradas.

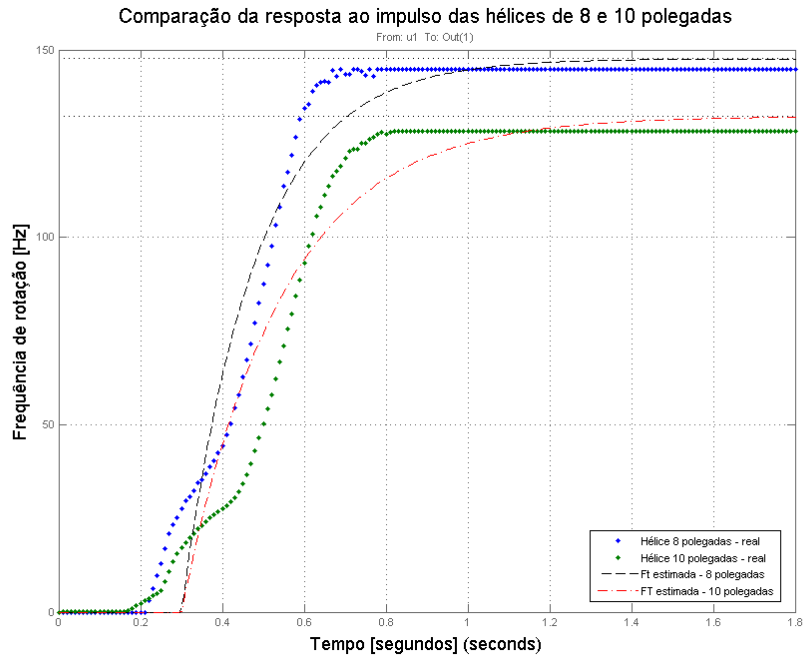


Figura 31 - Valores mensurados da resposta ao impulso dos conjuntos atuadores.

$$G_{8in}(s) = \frac{1,4763}{1 + 0,17915.s} \cdot e^{-0.3.s}$$

Eq. 31

$$G_{10in}(s) = \frac{1,3229}{1 + 0,2413.s} \cdot e^{-0.3.s}$$

Como medida para obtenção de um modelo mais próximo ao real, a identificação do sistema, utilizando o mesmo procedimento supracitado, foi realizada com o degrau partindo de um regime permanente alcançado após o sistema ser submetido a uma entrada em 50% da rotação máxima. Outra diferença para este modelo foi a utilização de um modelo não linear.

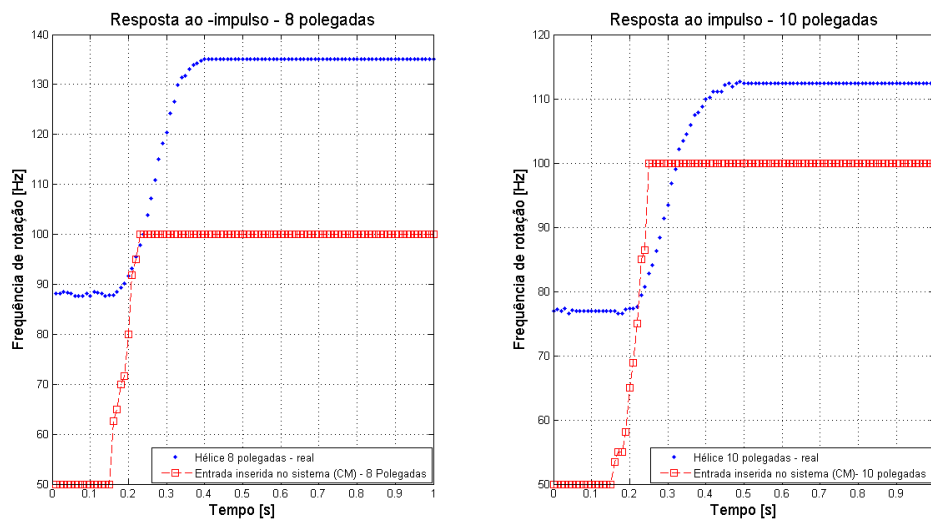


Figura 32 - Respostas dos conjuntos atuadores partindo de um comando intermediário.

Finalmente, os sistemas identificados a partir dos dados expostos na Figura 32 estão apresentados abaixo nos gráficos apresentados na Figura 33.

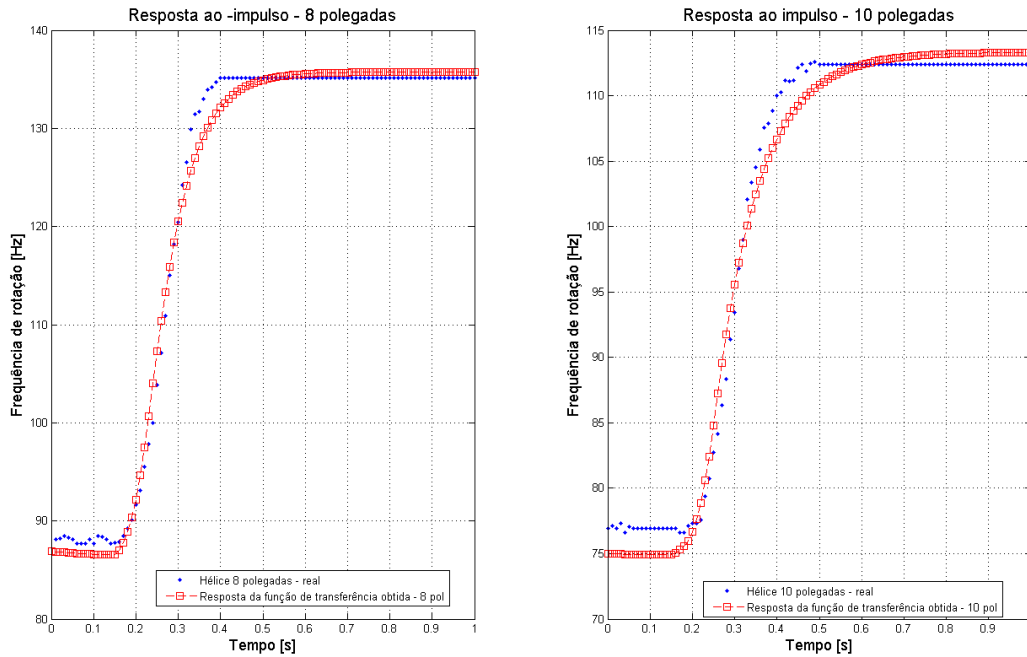


Figura 33 - Comparativos entre as respostas ao impulso: Sistema real vs. modelo retirado a partir do regime permanente

Os resultados da identificação de modelos não lineares não apresentam expressões que os descrevam analiticamente, uma vez que o propósito da ferramenta é propiciar a capacidade de simular tais sistemas identificados.

4.8 Simulações

Utilizando os modelos de atuadores identificados na seção 4.7 foram realizadas simulações para checar seu comportamento para simulação do veículo. As imagens apresentadas na Figura 34 e na Figura 35 apresentam as simulações realizadas no Simulink com o bloco de dinâmica do conjunto atuador utilizando as funções de transferência apresentadas, **Eq. 31**.

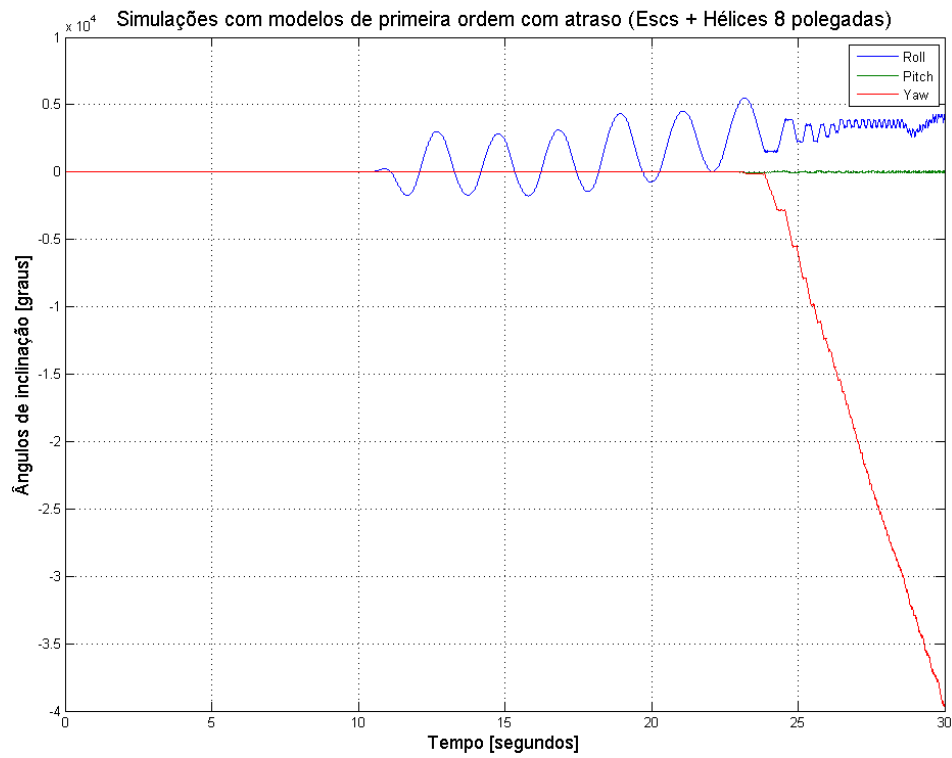


Figura 34 - Ângulos de saída utilizando os modelos de primeira ordem com atraso - Hélices de 8 polegadas

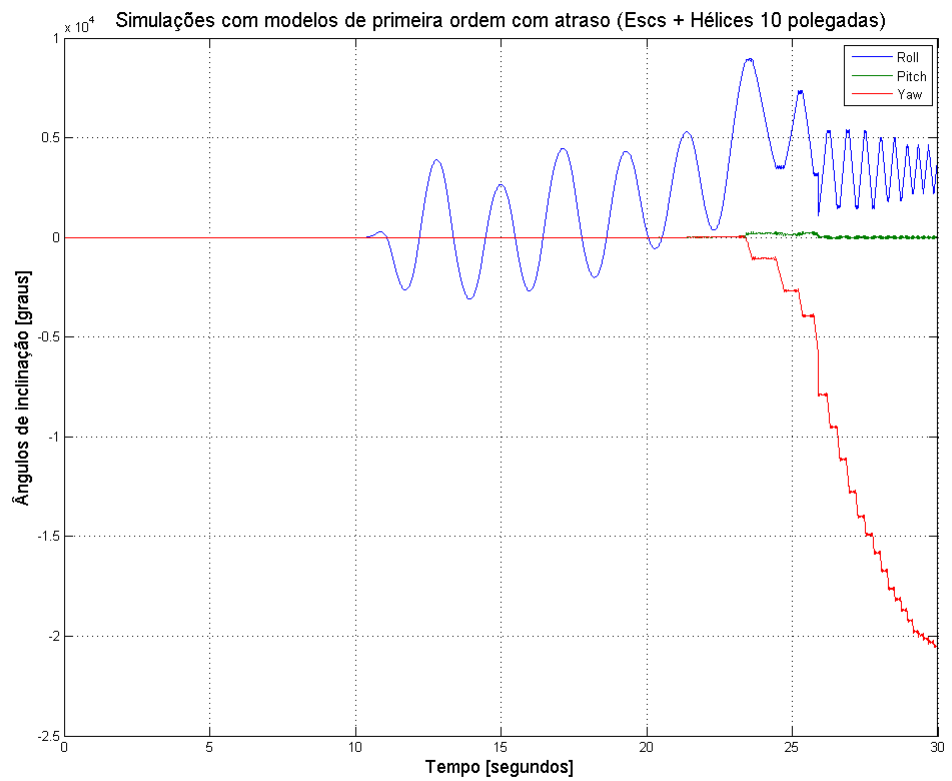


Figura 35 - Ângulos de saída utilizando os modelos de primeira ordem com atraso - Hélices de 8 polegadas

As duas figuras subsequentes apresentam o comportamento do sistema quando se utiliza o modelo não linear para o comportamento dos ESCs e hélices, apresentados na Figura 33.

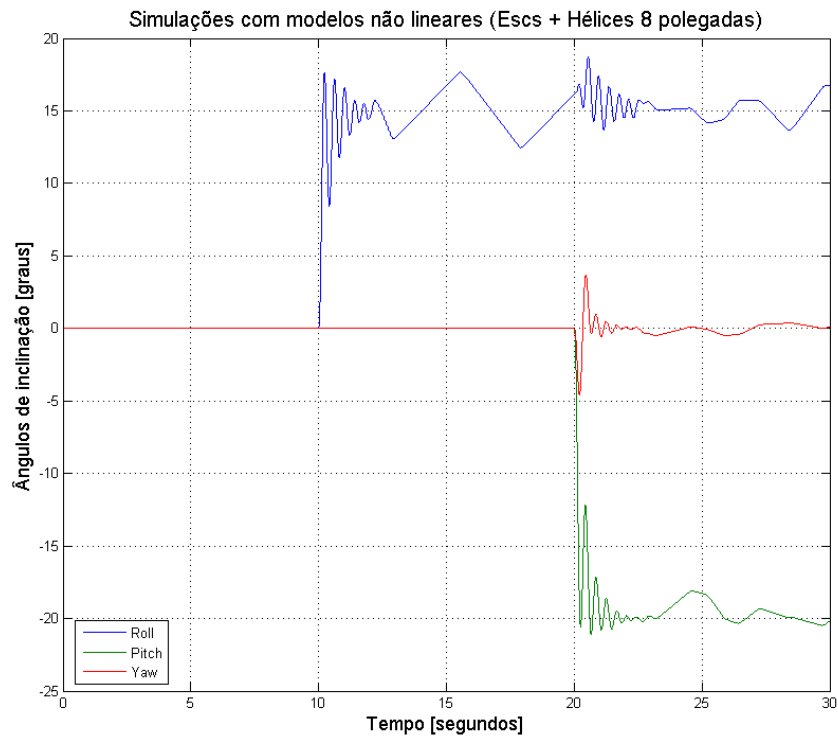


Figura 36 - Ângulos de saída utilizando os modelos não lineares - Hélices de 8 polegadas

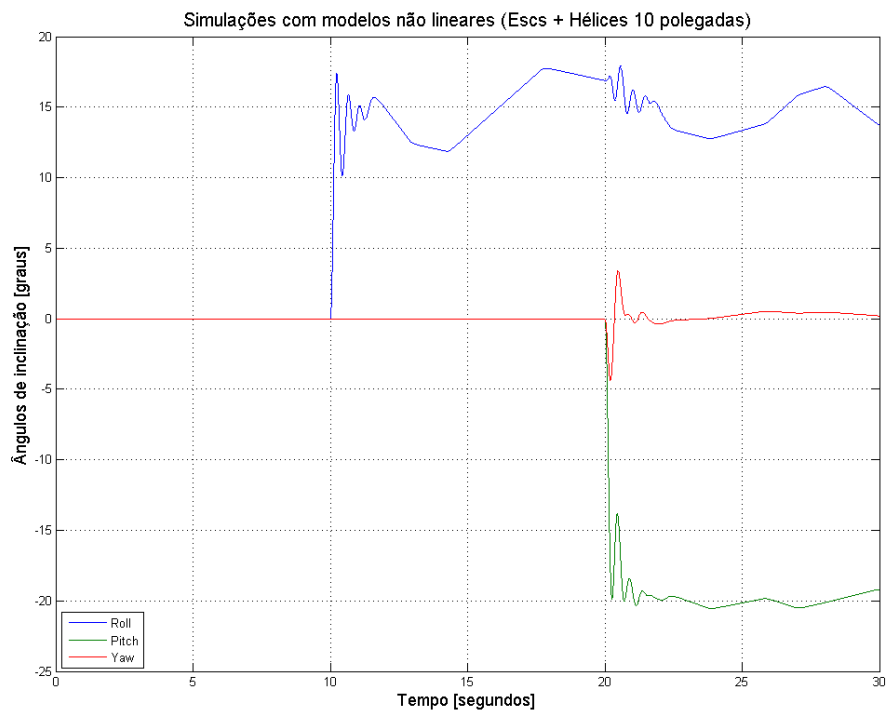


Figura 37 - Ângulos de saída utilizando os modelos não lineares - Hélices de 10 polegadas

4.9 Funções de transferência aproximadas

As funções de transferência obtidas próximas à região de operação do quadricóptero utilizando os *softwares* Simulink e *Ident* foram:

$$G_{quad}^{pitch}(s) = G_{quad}^{roll}(s) = \frac{5524s + 638.8}{s^3 + 0,1622s^2 + 0,009248s + 0,0015} \quad \text{Eq. 32}$$

Para os atuadores, as respostas obtidas foram, respectivamente para hélices de 8 e 10 polegadas:

$$G_{atuador}^{8pol}(s) = \frac{0,0569}{s^2 + 27,39s + 364} \quad \text{Eq. 33}$$

$$G_{atuador}^{10pol}(s) = \frac{0,05011}{s^2 + 28,44s + 360,1}$$

Os modelos não lineares dos atuadores apresentados na Figura 33 foram utilizados como parte do sistema que compõe as funções de transferência da **Eq. 33**. A Figura 38 e a Figura 39 apresentam as comparações entre os modelos completos não lineares, desenvolvido no Simulink, Figura 15, e as funções de transferências apresentas em **Eq. 32** e **Eq. 33**, para os dois atuadores analisados no projeto.

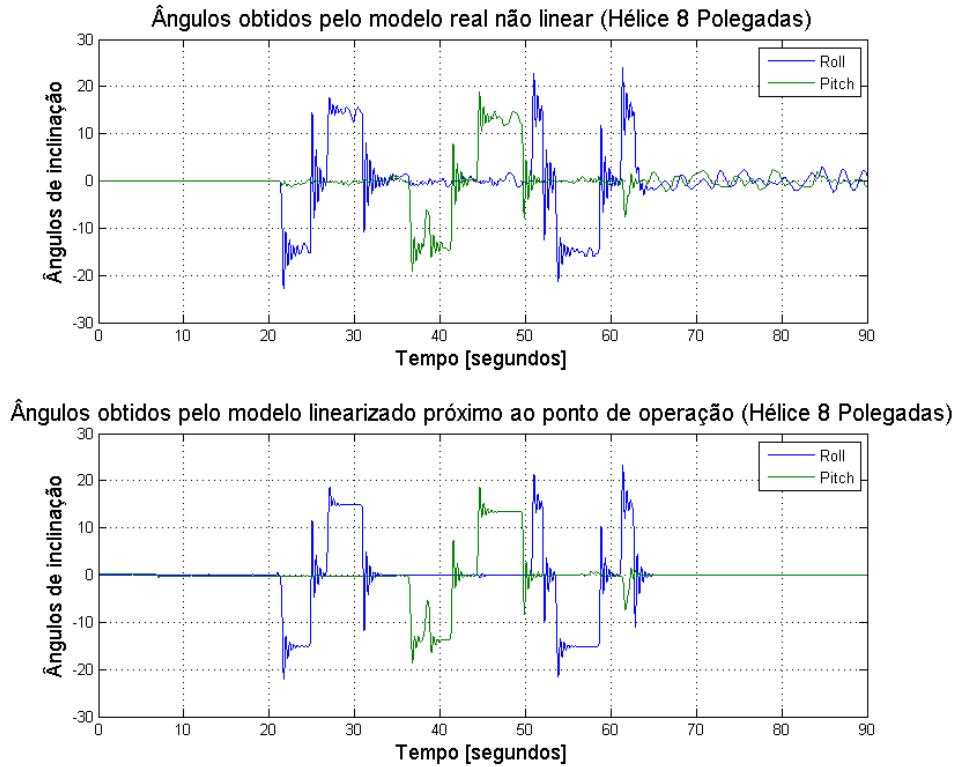


Figura 38 - Comparação entre o modelo não linear (Simulink) e as funções de transferência aproximadas – Hélice de 8 polegadas

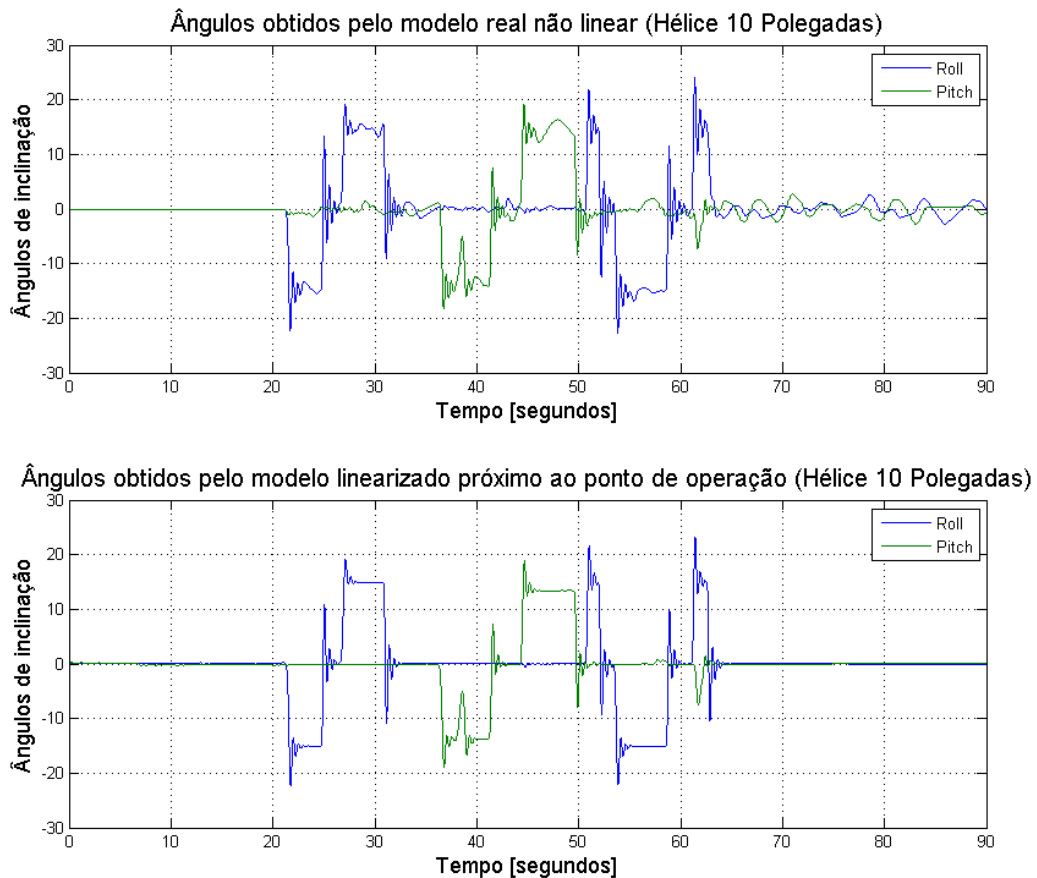


Figura 39 - Comparação entre o modelo não linear (Simulink) e as funções de transferência aproximadas – Hélice de 10 polegadas

Na Figura 40 é observado o sistema que foi utilizado para obtenção das simulações apresentadas utilizando as funções de transferência obtidas.

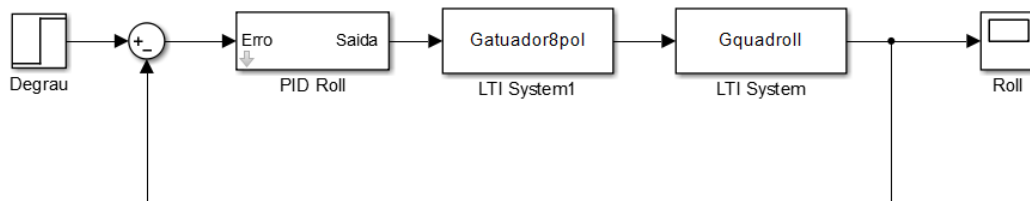


Figura 40 - Diagrama de blocos do modelo linearizado do sistema

4.10 Testes de voo

Utilizando a interface de telemetria como fonte de dados, realizaram-se testes de voo com as hélices dos dois diâmetros anteriormente mencionados. Os primeiros resultados apresentados, Figura 41 e Figura 42, mostram o comportamento do sistema quando este foi colocado em voo e desejou-se apenas que o veículo se mantivesse estável, ou seja, as três referências foram

mantidas em valores nulos. Para as respostas apresentadas, os seguintes valores foram inseridos nas constantes dos controladores:

$$K_p^{roll} = K_p^{pitch} = 52$$

$$K_i^{roll} = K_i^{pitch} = 60$$

$$K_d^{roll} = K_d^{pitch} = 20$$

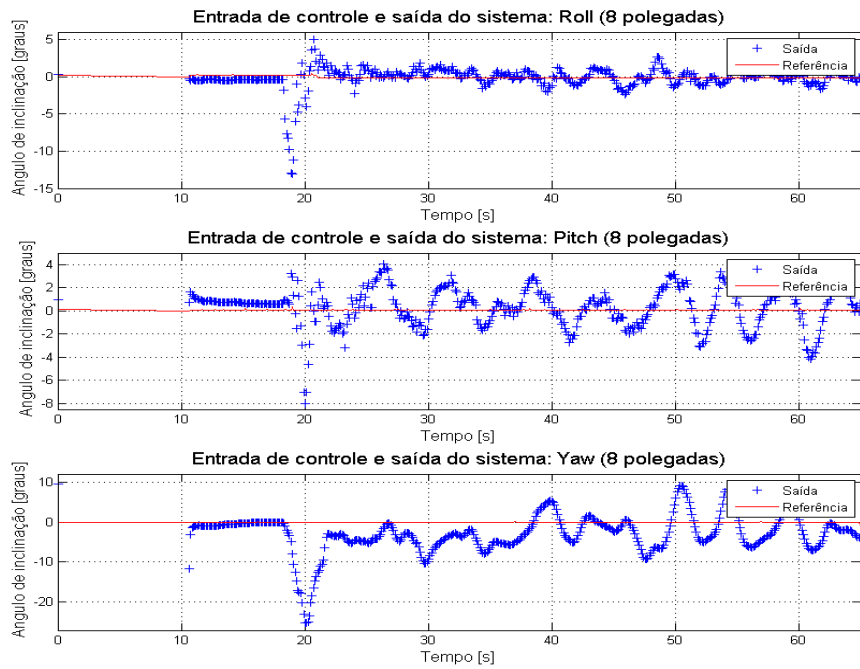


Figura 41 - Saídas do sistema para referências nulas - Hélice de 8 polegadas

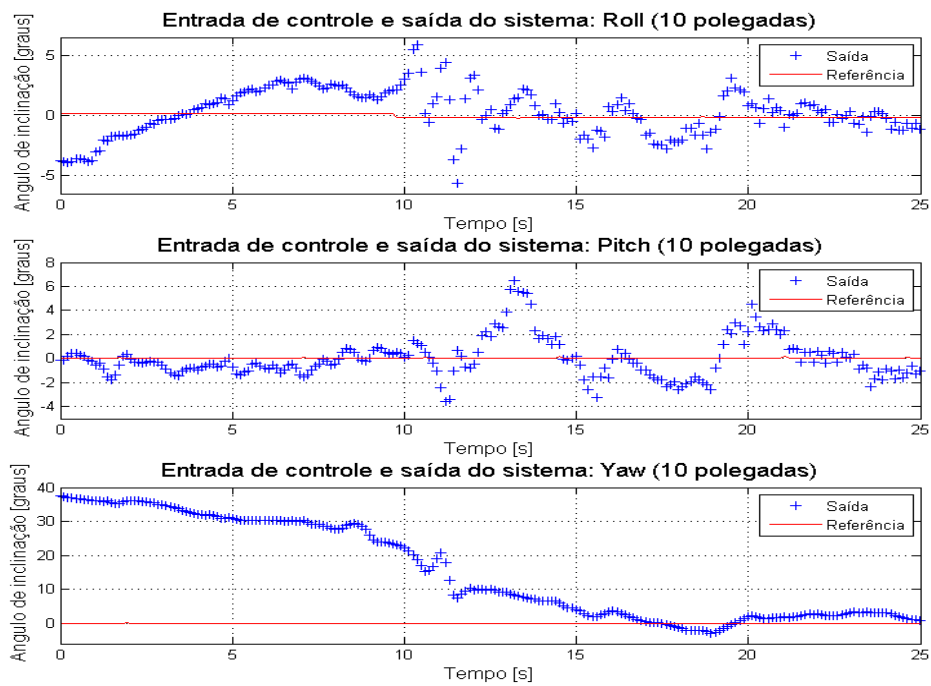


Figura 42 - Saídas do sistema para referências nulas - Hélice de 10 polegadas

A seguir, Figura 43 e Figura 44, são apresentados os dados obtidos do sistema quando este foi submetido às referências dos controladores do ângulo de roll e pitch variando entre ± 15 graus para ambas as configurações enquanto as duas figuras subsequentes a estas, Figura 45 e Figura 46, apresentam as comparações entre os dados obtidos pela interface de telemetria e os resultados obtidos através da simulação, quando submetida à mesma referência aplicada à aeronave.

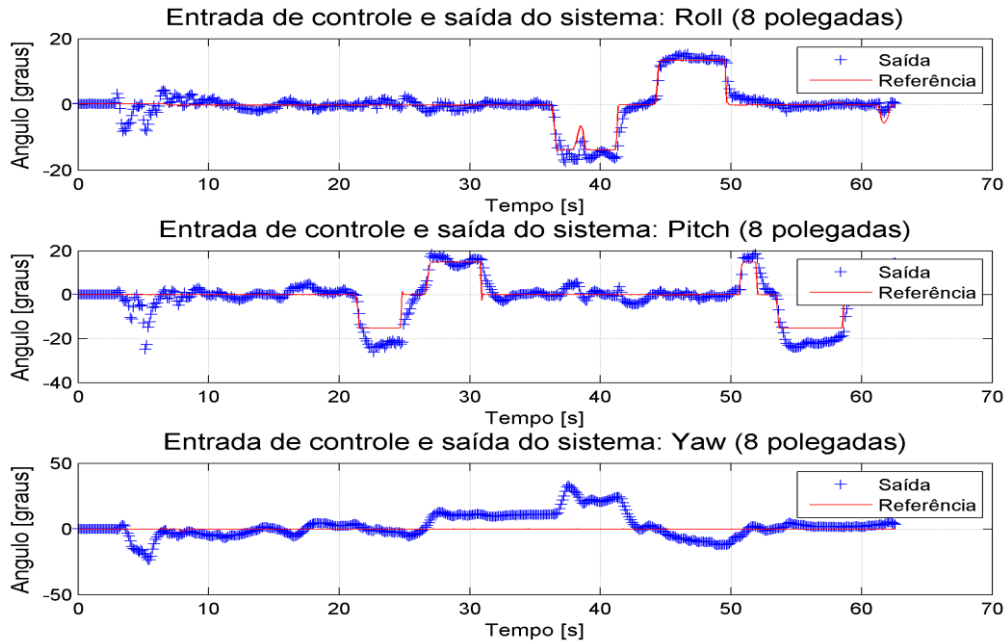


Figura 43 - Saída do sistema com hélices de 8 polegadas e referências variando.

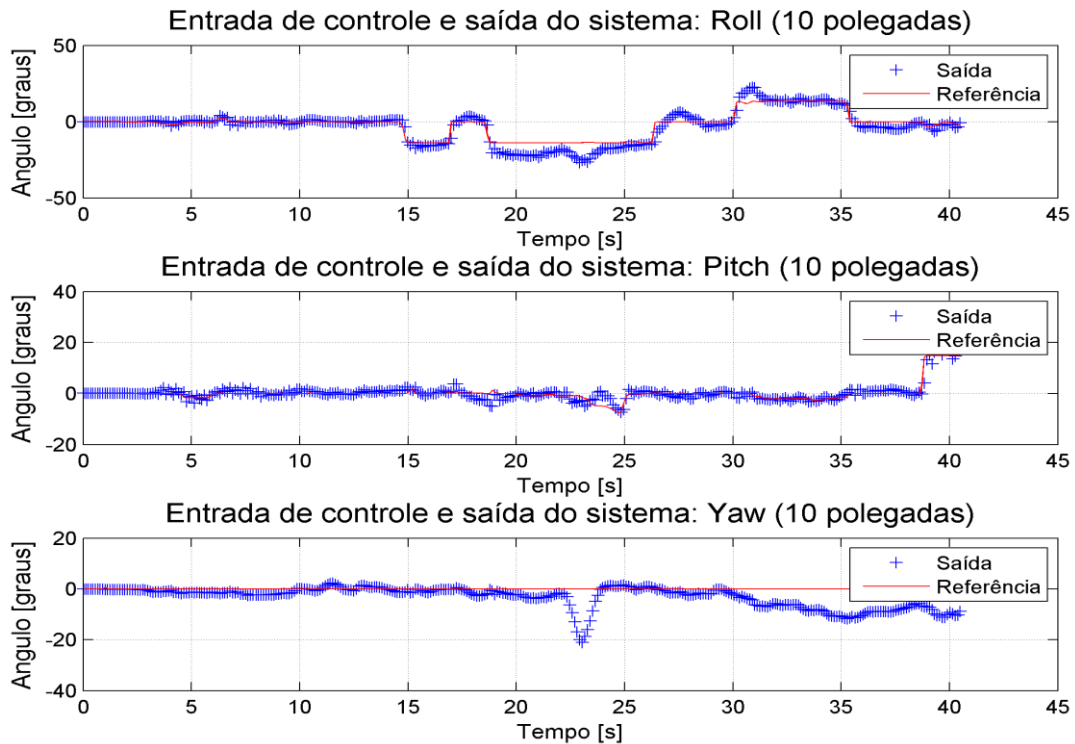


Figura 44 - Saída do sistema com hélices de 10 polegadas e referências variando.

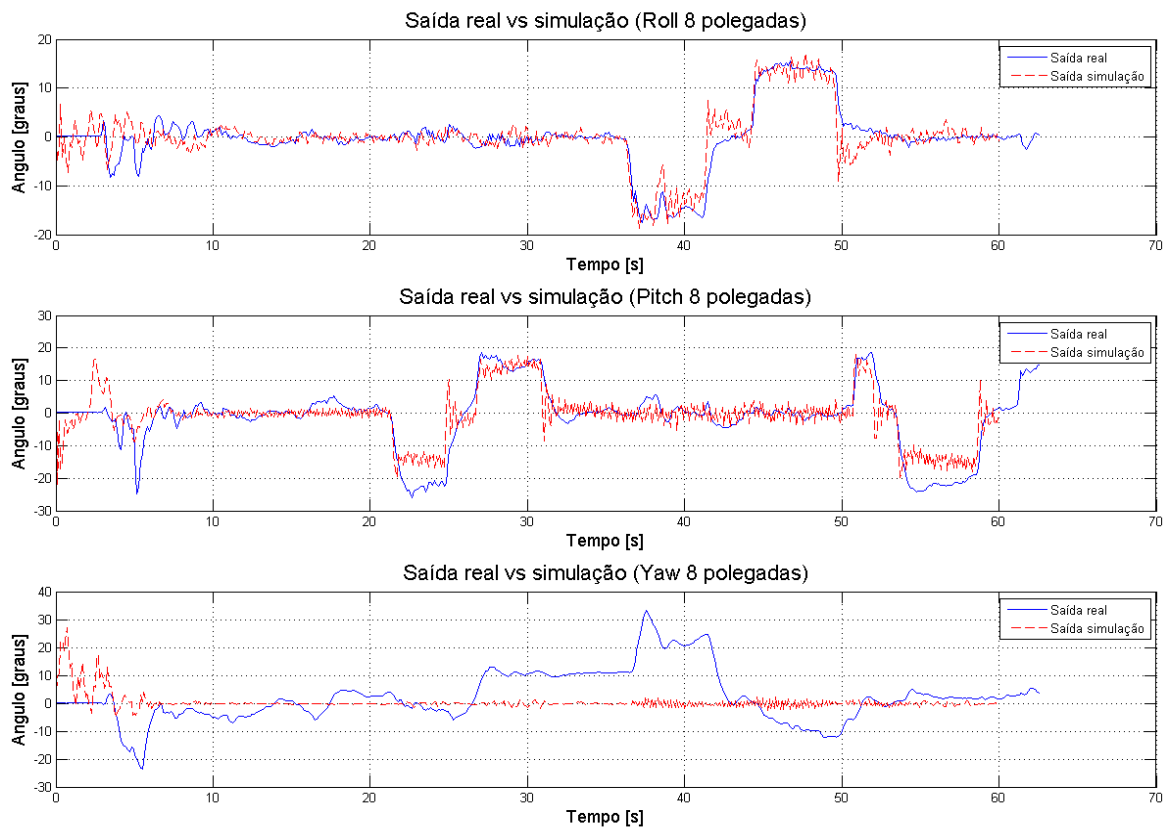


Figura 45 - Comparações entre as simulações e as saídas reais para as mesmas referências. Hélices de 8 polegadas

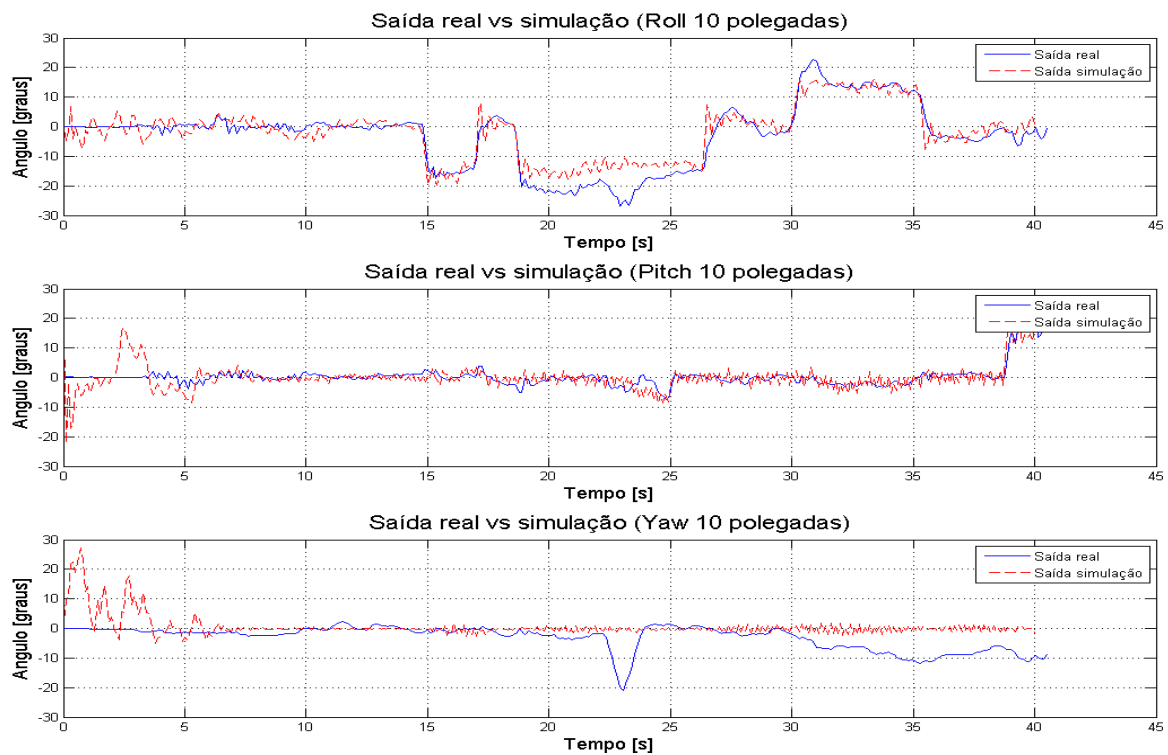


Figura 46- Comparações entre as simulações e as saídas reais para as mesmas referências. Hélices de 10 polegadas

Observando os tempos para execução para cada um dos procedimentos, o tempo total destes e ainda a frequência de aquisição utilizada de 400 Hz, pode-se notar que este processo utiliza 56% do tempo disponível antes do início de uma nova aquisição. A interface de telemetria desenvolvida apresentou bons resultados e cumpriu seu propósito, atuando como fonte de dados para captação de dados do sistema em tempo real.

Notou-se que a frequência de saída de dados configurada para o sistema de telemetria, 10 Hz, não apresentou taxa de amostragem suficiente para análises relevantes utilizando ferramentas como a transformada de Fourier, porém, permitiu obter uma visão geral do comportamento da aeronave e análises comparativas válidas com o modelo simulado.

Uma característica observada durante testes iniciais foi a susceptibilidade do magnetômetro às distorções quando os motores estão ligados, Figura 22, e com o objetivo de amenizar este fato, a covariância associada ao processo de medição deste sensor no filtro foi aumentada em dez vezes quando os motores foram ligados. Ao aumentar a covariância da medida do magnetômetro diminui-se a confiabilidade desta no filtro, e assim, passou-se a confiar mais no valor estimado com base na etapa de predição, dependente do giroscópio. Um ponto negativo desta alteração é a maior susceptibilidade do valor estimado final do magnetômetro, utilizado para cálculo da orientação, ao *drift* do giroscópio.

Ao se observar as respostas ao impulso obtidas do conjunto atuador quando submetido ao impulso partindo do repouso, Figura 31, nota-se que o sistema permanece aproximadamente 300 milissegundos sem apresentar nenhum tipo de resposta, fato que também pode ser observado nas funções de transferências apresentadas em **Eq. 31**, nas quais se pode observar a presença de um termo exponencial que caracteriza um atraso entre o sinal de entrada e a saída do sistema. Este tipo de comportamento pode estar atrelado à inércia dos motores e hélices além dos procedimentos eletrônicos dos ESCs para iniciar a comutação das fases dos motores *brushless* com a finalidade de tira-los do repouso.

Outro ponto importante dos modelos obtidos inicialmente foi que ao serem inseridos na simulação o sistema se tornou completamente instável, Figura 34 e Figura 35, utilizando os parâmetros do controlador e estimador utilizados com bom desempenho na aeronave real, e assim, juntamente com a forma das respostas reais apresentadas na Figura 31, pode-se observar que o comportamento dos ESCs parece não corresponder a um sistema linear. Simulações preliminares no *software* contendo os novos modelos não lineares obtidos em regime permanente em 50%, Figura 33, se mostraram muito mais fidedignos ao comportamento efetivamente observado.

Observando as figuras resultantes dos testes de voo da aeronave, Figura 41 a Figura 44, pode-se observar que controlador cumpriu o objetivo primário de manter a estabilidade de voo do sistema para diferentes referências inseridas no controlador e, principalmente nos resultados

para referência nula, nota-se que o sistema apresentou certa oscilação em torno do ponto de referência ajustado.

Referente à comparação entre os testes de voo realizados e os resultados obtidos através da simulação executada, Figura 45 e Figura 46, é passível de observação que o comportamento do modelo é próximo ao do sistema real e as principais divergências entre estes estão nas respostas em regime permanente obtidas após a aplicação de uma referência não nula nos controladores PID com a utilização das hélices de 10 polegadas, com exceção do ângulo de *yaw*, que apresentou comportamentos completamente diferentes em ambas as configurações testadas.

5 Conclusões

O sistema montado utilizando os componentes mecânicos citados apresentou funcionamento adequado e atendeu os requisitos para propiciar os testes do estimado e do controlador desenvolvidos.

Referente aos *ESCs* notou-se que a utilização destes componentes genéricos, ou seja, não específicos para este tipo de aplicações, permitiu a construção e o voo da aeronave como planejado, porém, baseando-se nas funções e respostas do conjunto atuador apresentadas, Figura 31 e Figura 33, pode-se esperar que a utilização de componentes de melhor qualidade possa propiciar um aumento de desempenho dos controladores.

A utilização do microcontrolador ARM®, STM32F407VG, se mostrou uma ótima escolha, pois suportou todos os cálculos e procedimentos necessários para viabilização do projeto e, adicionalmente, notou-se que para a frequência de amostragem adotada de 400 Hz ainda há espaço para utilização de novos modelos para o filtro de Kalman, passando-o até mesmo para implementações não lineares com o filtro de Kalman estendido, e controladores de outros tipos.

Concernente à interface de telemetria, se observou que esta cumpriu todas as necessidades do projeto fornecendo dados valiosos para comparação entre o sistema real e a simulação, sendo que uma das características passíveis de melhoras na mesma poderia ser a velocidade de envio dos dados, permitindo assim, obter análises em frequência do sistema que facilitariam encontrar possíveis fontes de vibração dentro deste. Um aumento na frequência de transmissão dos dados pode permitir a visualização de componentes dos sinais de maior frequência e assim pode estimar as possíveis causas das oscilações nos motores, como desbalanceamento de hélices e danos nos rolamentos internos dos motores. Os modelos obtidos através da resposta ao impulso para o conjunto atuador mostrou-se válido para a simulação realizada, e assim, abre caminho para estudos futuros para obtenção de modelos mais acurados levando em conta as possíveis características não lineares destes.

Baseando-se nos resultados acima apresentados, pode-se concluir que o veículo desenvolvido durante o projeto atendeu aos objetivos propostos, apresentando estabilidade em voo e capacidade de controle da direção por meio das inclinações dos ângulos de *roll* e *pitch*. Notou-se que as estimativas obtidas através do filtro de Kalman se mostraram válidas e viáveis para utilização como realimentações dentro do controlador.

Os controladores PID discretos utilizados, embora muito susceptíveis às vibrações dos motores devido à sua parcela de efeito derivativo, apresentaram bons desempenhos proporcionando uma interface de controle simples para usuários e outros sistemas. Possíveis alterações e estudos futuros referentes ao controlador podem incluir a alteração das

discretizações e possivelmente a adição de um filtro no termo derivativo do controlador, ou até mesmo outros tipos de controladores, como controladores de lógica difusa, buscando torná-lo menos susceptível à ruídos provenientes de vibrações mecânicas do sistema.

A simulação realizada mostrou um comportamento similar ao real para os ângulos de *pitch* e *roll* e assim mostra-se viável para dimensionamento de futuros projetos e novos componentes. Para o ângulo de *yaw*, entretanto, o modelo utilizado para simulação não cumpriu completamente o esperado sendo necessários novos estudos para obtenção de melhorias que descrevam melhor a conservação do momento angular utilizado para controle desta grandeza.

Finalmente, o projeto como um todo apresentou resultados positivos e propiciou o estudo de aplicações de diversas áreas envolvidas para o desenvolvimento de um projeto em engenharia, permitindo a abordagem de áreas como processamento digital de sinais, controle, circuitos elétricos e eletrônicos, sistemas digitais, linguagens de programação e identificação de sistemas, e assim, mostrou-se como uma oportunidade ímpar para solidificação dos conhecimentos utilizados e vislumbre de novas áreas para estudo.

Referências Bibliográfica

ALMEIDA, T. E. P. **Sistema de sensoriamento de orientação para um veículo aquático de superfície utilizando sensores de baixo custo**. Escola de Engenharia de São Carlos - USP. São Carlos, p. 36. 2014.

ALMEIDA, T. E. P. **Sistema de sensoriamento de orientação para um veículo aquático de superfície utilizando sensores de baixo custo**. Escola de Engenharia de São Carlos - USP. São Carlos. 2014.

BASTA, O. P. **Quad Copter Flight**. California State University, Northridge. [S.l.], p. 2. 2012.

CMSIS - Cortex Microcontroller Software Interface Standard. **ARM**. Disponível em: <<http://www.arm.com/products/processors/cortex-m/cortex-microcontroller-software-interface-standard.php>>. Acesso em: Junho 2013.

CORTEX-M4 Processor. **ARM**. Disponível em: <<http://www.arm.com/products/processors/cortex-m/cortex-m4-processor.php>>.

GAO, Y. **Forbes**, 2013. Disponível em: <<http://www.forbes.com/sites/quora/2013/12/23/what-makes-the-quadcopter-design-so-great-for-small-drones/>>. Acesso em: 2013.

GNU Tools for ARM Embedded Processors. **launchpad.net**.

NABILT. STM32F4-Discovery-Firmware. **GitHub**, 2011. Disponível em: <<https://github.com/nabilt/STM32F4-Discovery-Firmware>>. Acesso em: Janeiro 2013.

OZYAGCILAR, TALAT; FREESCALE SEMICONDUCTOR. **Implementing a Tilt-Compensated eCompass using Accelerometer and Magnetometer Sensors**. Freescale Semiconductor. [S.l.]. 2012.

PEDLEY, MARK; FREESCALE SEMICONDUCTOR. **Tilt Sensing Using a Three-Axis Accelerometer**. Freescale Semiconductor. [S.l.]. 2013.

PREMERLANI, W.; BIZARD, P. **Direction Cosine Matrix IMU: Theory**. [S.l.]. 2009.

RICH, M. **Model development, system identification, and control of a quadrotor helicopter**. Iowa State University. Ames. 2012.

STAPLES, G. Propeller Static & Dynamic Thrust Calculation - Part 2 of 2. **electric RC aircraft Guy**, 2014. Disponível em: <<http://electricrcaircraftguy.blogspot.com.br/2014/04/propeller-static-dynamic-thrust-equation-background.html#.U16YLfdV1H>>. Acesso em: Abril 2014.

TEPPO, L. **Modeling and control of quadcopter**. Aalto University. Värmemansgränden, p. 23. 2011.

USING the GY80 10DOF module with Arduino. **Fork Robotics**, 2013. Disponível em: <<http://www.forkrobotics.com/2013/06/using-the-gy80-10dof-module-with-arduino/>>.

WARD, BROWN; MICROCHIP. Brushless DC Motor Control Made Easy. **Microchip.com**.

WOODMAN, O. J. **An introduction to inertial navigation**. University of Cambridge. [S.l.]. 2007.

Apêndice A – Fluxograma do firmware contido no ARM

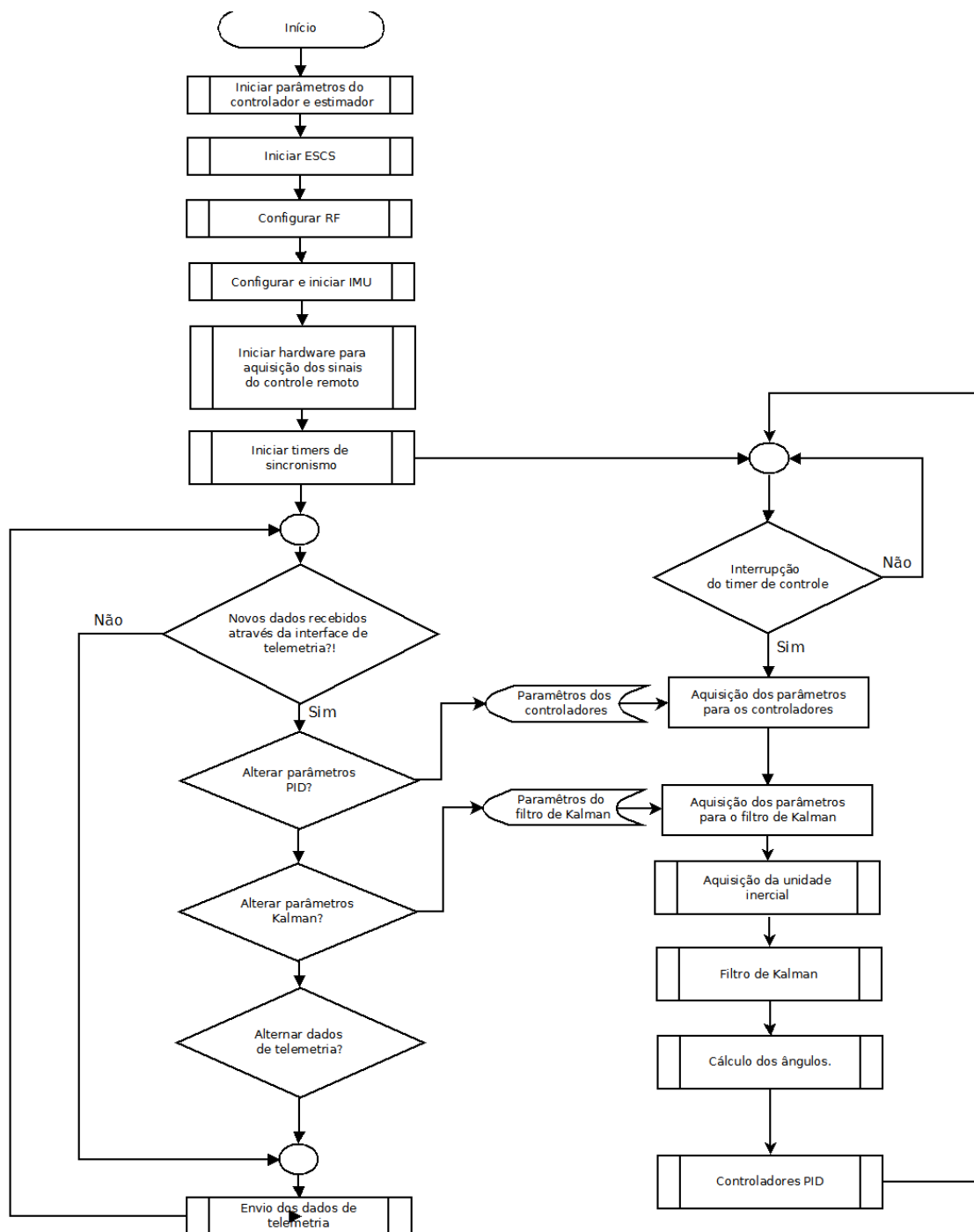


Figura 47 - Fluxograma do firmware do microcontrolador ARM

Apêndice B – Fluxograma do *software* para controle da telemetria em LabVIEW

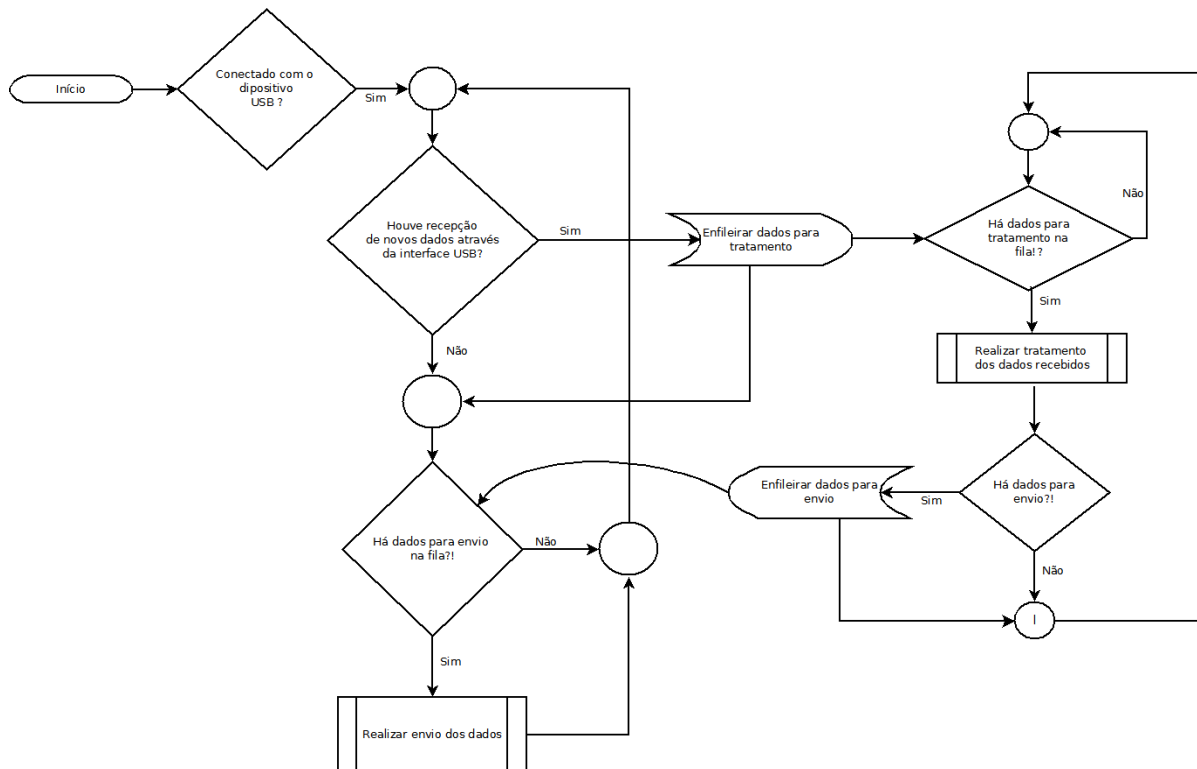


Figura 48 - Fluxograma do *software* de telemetria em LabVIEW

Apêndice C – Descrição dos blocos utilizados para simulação dinâmica no Simulink

Controladores PID

O bloco representando o comportamento dinâmico dos controladores PID discretos, Figura 49, possui como parâmetros as constantes do controlador, proporcional (K_p), derivativa (K_d) e integrativa (K_i), e o período entre as execuções do algoritmo (T_s).

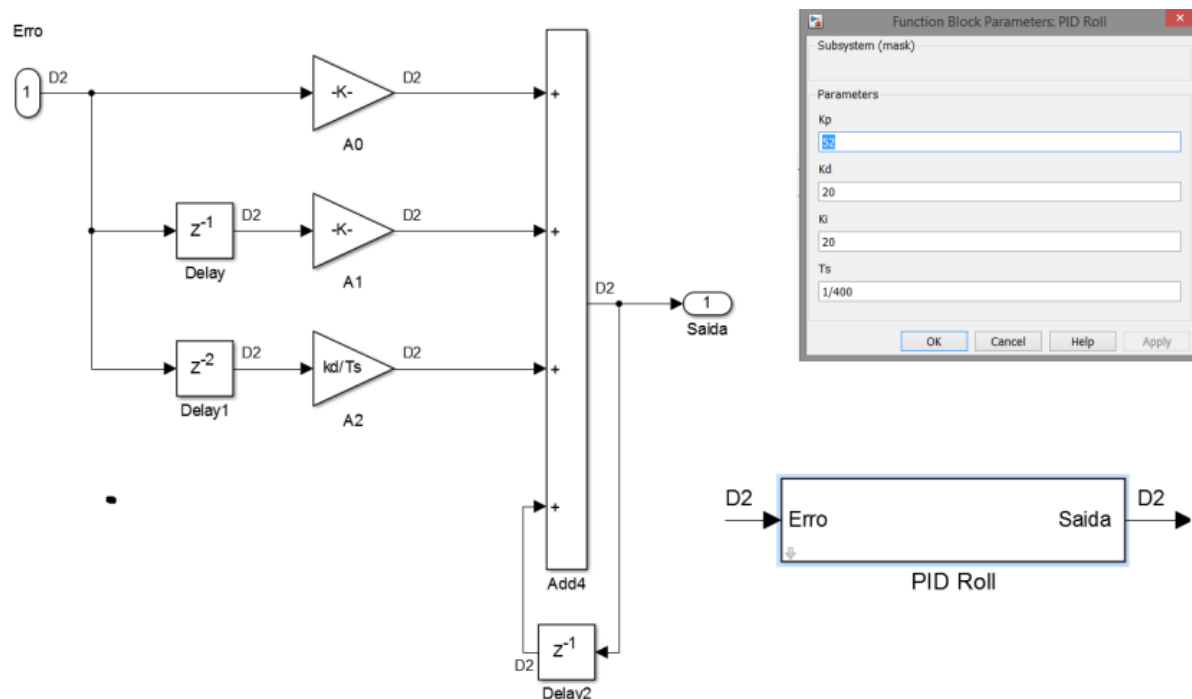


Figura 49 - Esquema e parâmetros do controle PID utilizado no Simulink®

Adequação do sinal dos controladores

O diagrama observado na Figura 50 foi baseado nas expressões presentes em Eq. 24 e utiliza as ações de controle inseridas para cálculo das ações individuais de cada um dos motores, concatenados no vetor de saída. Com relação aos elementos utilizados destacam-se os saturadores inseridos, dos quais, o primeiro apresenta apenas um limite inferior em zero para impedir a inserção de valores negativos no operador de radiciação enquanto o utilizado anterior à concatenação limita o sinal no intervalo proposto. O bloco toma como parâmetro apenas o período entre os cálculos.

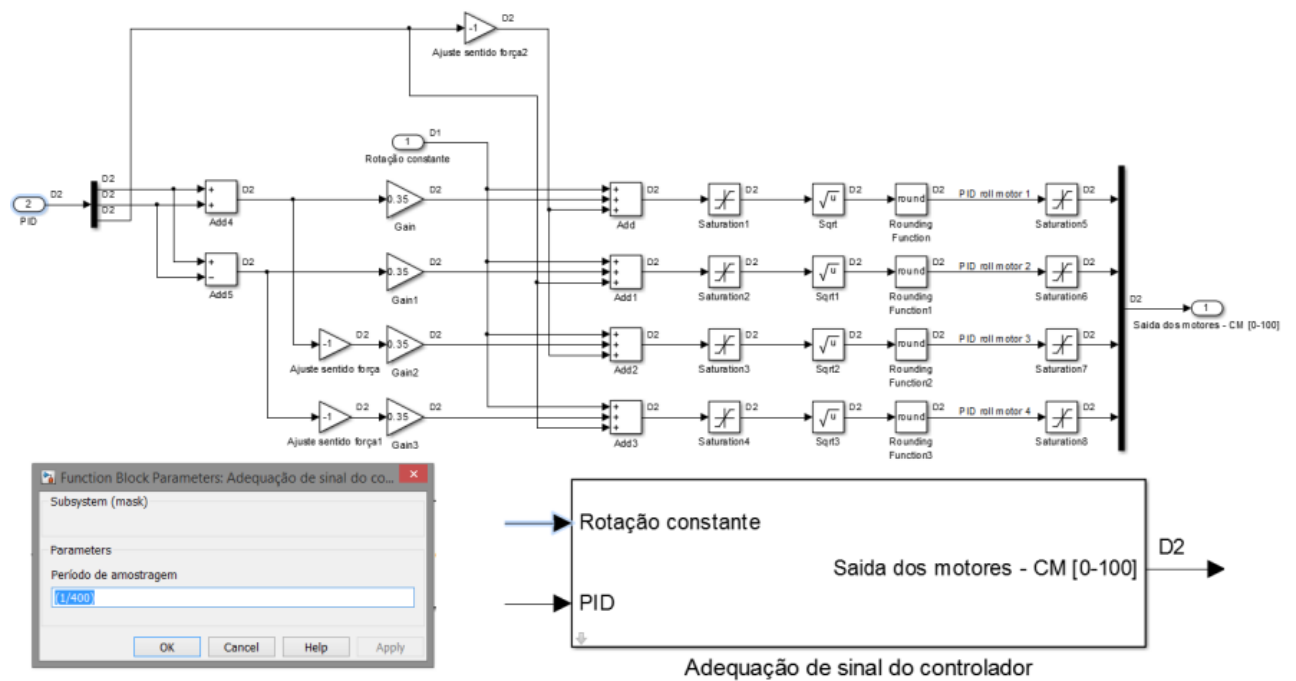


Figura 50 - Adequação dos sinais provenientes dos controladores.

Dinâmica dos conjuntos atuadores

A simulação dinâmica do conjunto atuador, Figura 51, é composta apenas pelas funções de transferências obtidas através do processo de identificação de sistema do conjunto atuador. O sinal de entrada utilizado foi o do comando dos ESCs, após o cálculo das ações de controle individuais, e o sinal de saída representa as frequências de rotação, em hertz, de cada um dos motores.

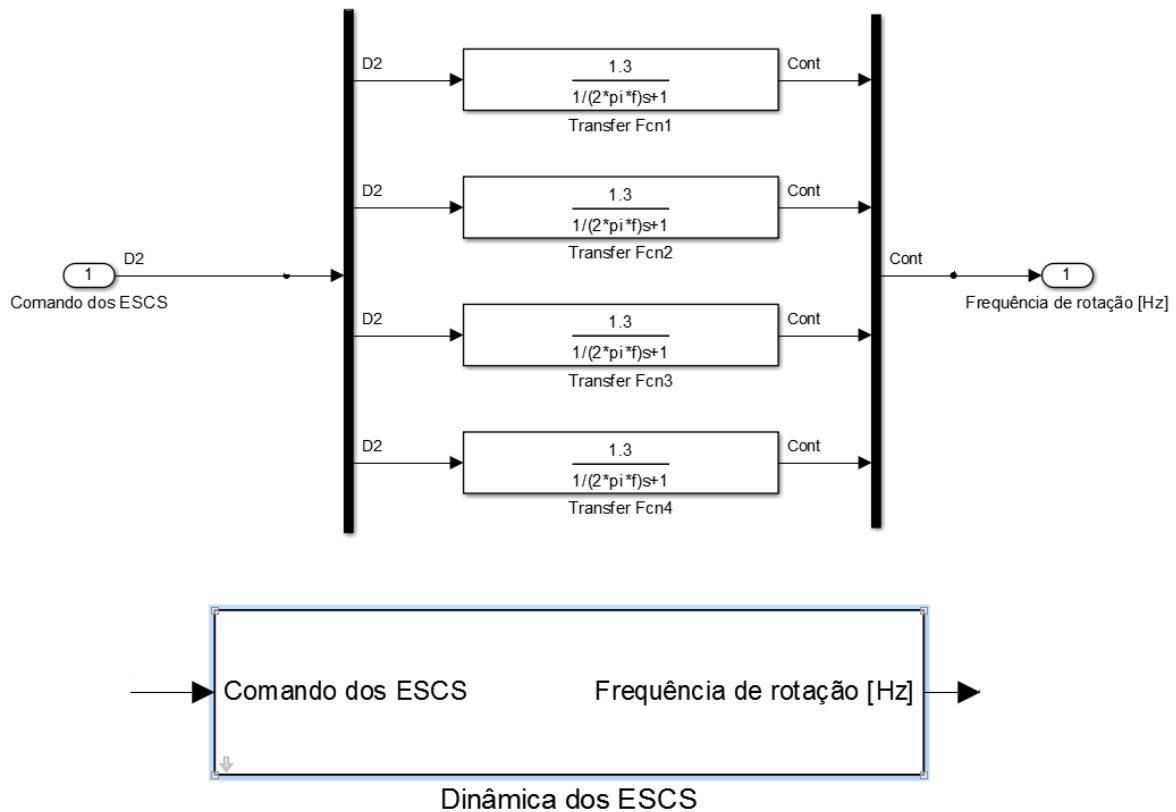


Figura 51 - Simulação da resposta dinâmica dos ESCs, motores e hélices.

Cálculo do empuxo

Para o cálculo do empuxo é importante destacar os parâmetros que podem ser inseridos no bloco para alteração das características da hélice que se deseja simular, sendo estes, o diâmetro e o passo da hélice, em polegadas, a densidade do ar, kg/m^3 , e a constante da hélice.

A constante da hélice foi inserida para permitir, em etapas posteriores, ajustar o empuxo gerado com os diferentes perfis de hélice disponíveis no mercado, porém, no desenvolvimento deste foi mantida com um valor unitário. A imagem subsequente, Figura 52, apresenta o diagrama de blocos e a tela de configuração de parâmetros do conjunto em questão.

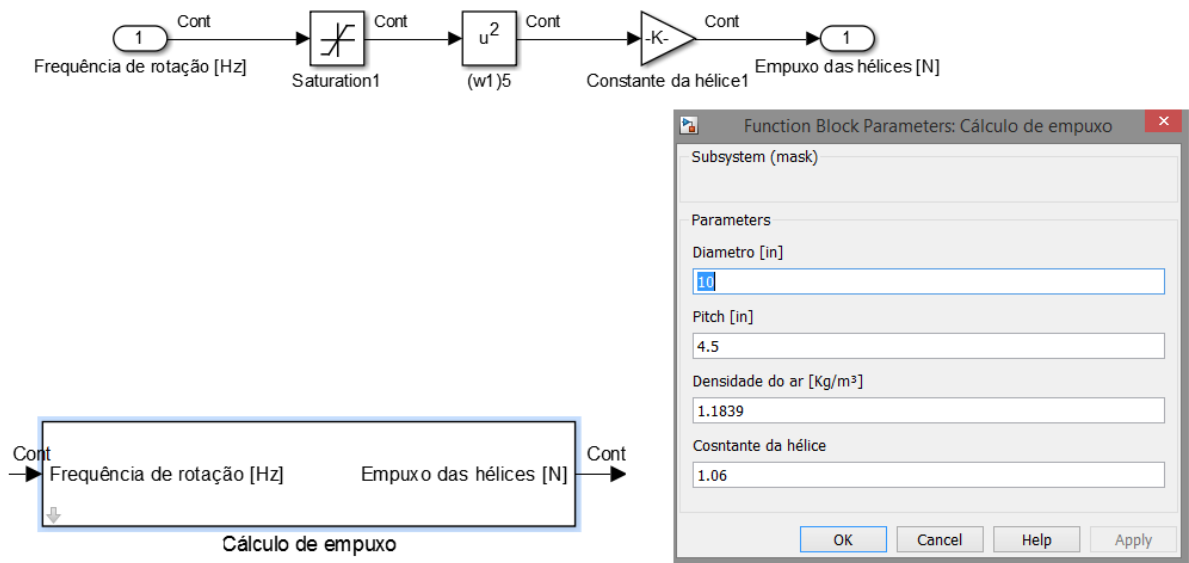


Figura 52 - Cálculo do empuxo das hélices

Modelo dinâmico da aeronave

Com a finalidade de facilitar a simulação da dinâmica da aeronave, Figura 53, esta foi dividida em três partes sequenciais. A primeira etapa envolve o cálculo dos torques com base nos empuxos de cada um dos motores, a segunda contempla a obtenção das velocidades angulares e ângulos de inclinação do veículo, baseadas na Eq. 9, e a última etapa compreende a simulação dos sensores da unidade inercial, Eq. 4 e Eq. 6.

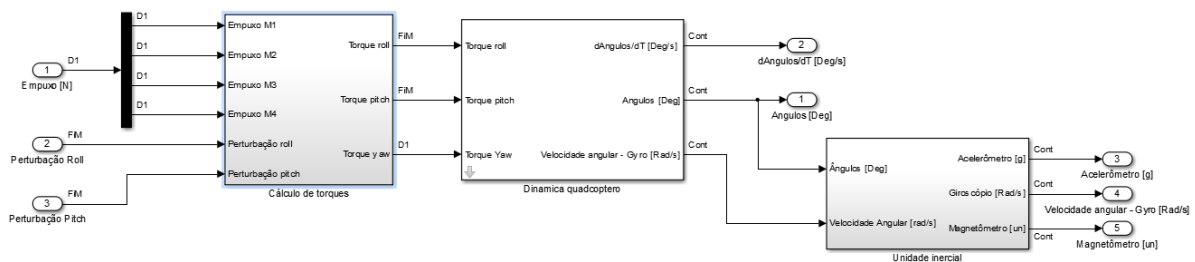


Figura 53 - Bloco do Simulink® para cálculo dos torques.

Os parâmetros do bloco da simulação dinâmica da aeronave, Figura 54, têm como variáveis os momentos de inércia para os três eixos de rotação em $kg.m^2$, a distância dos braços do quadricóptero, que compreende a distância entre o centro dos motores e o centro de gravidade, em metros e a constante de proporcionalidade para obtenção do torque giroscópico em torno do eixo de yaw, Eq. 23.

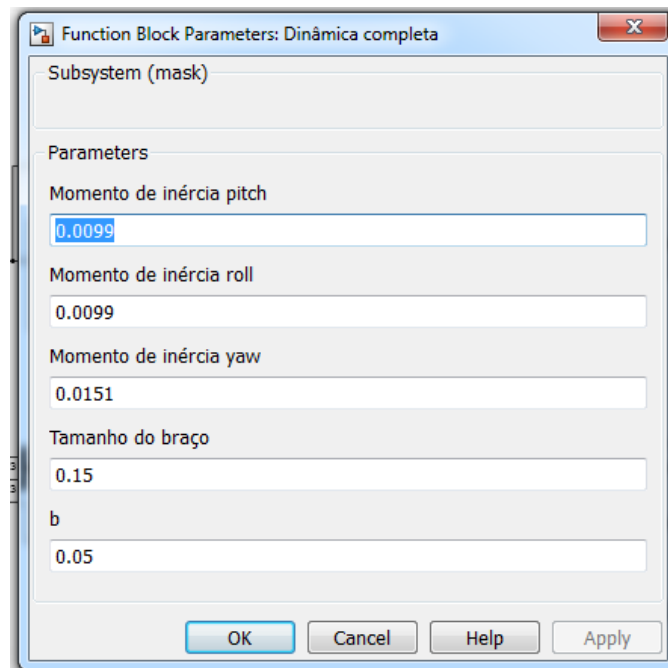


Figura 54 - Parâmetros do bloco de simulação da dinâmica do sistema.

Filtro de Kalman e amostragem

Para a execução do algoritmo do filtro de Kalman utilizou-se o bloco que permite a inserção de códigos de Matlab[®] dentro de uma simulação do Simulink[®] e, assim, pode-se utilizar o conjunto de equações e matrizes observadas nas expressões apresentadas, Eq. 10. Os parâmetros de configuração para o filtro de Kalman são: o período de amostragem em segundos, as covariâncias do processo da etapa de predição do filtro de Kalman e do acelerômetro e magnetômetro. Abaixo, Figura 55, apresenta o bloco responsável pela estimativa dos sensores e a janela de configuração dos parâmetros do filtro de Kalman.

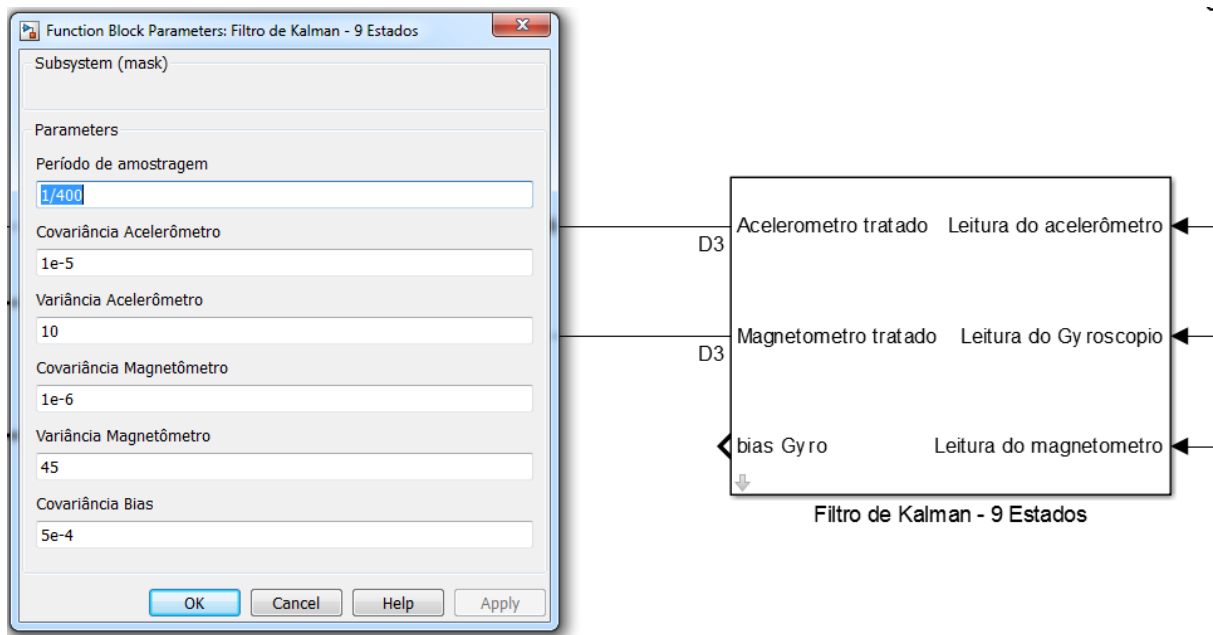


Figura 55 - Parâmetros de configuração e bloco de simulação do filtro de Kalman.

Para permitir a simulação das perturbações presentes na unidade inercial real foram adicionados ruídos gaussianos em cada um dos sensores durante o processo de discretização. O tempo de amostragem utilizado no bloco de simulação do ruído gaussiano do giroscópio foi utilizado de maneira distinta, para o qual o tempo configurado foi relativamente alto para se obter um efeito similar ao *drift* presente neste. Na Figura 56 se observa os blocos para discretização além das configurações presentes em cada um deles.

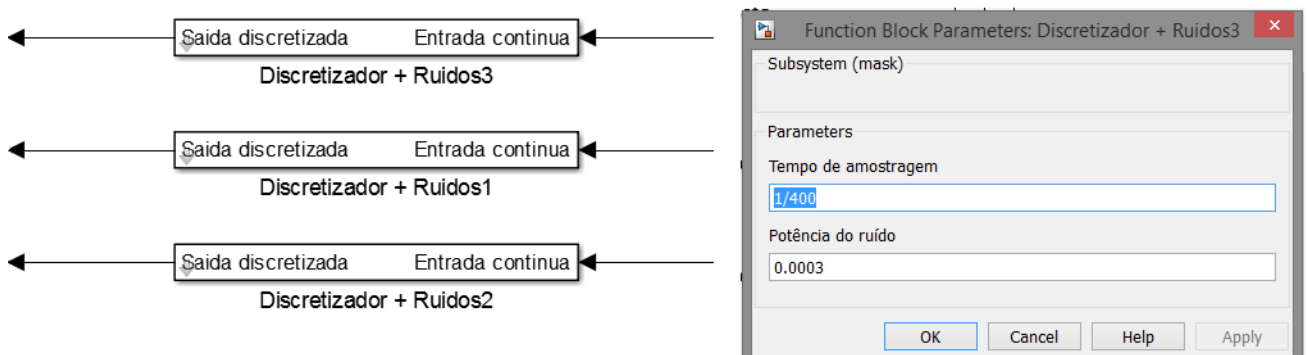


Figura 56 - Discretizadores utilizados no diagrama do Simulink®.

Cálculos de inclinação e orientação

A obtenção dos ângulos de *roll*, *pitch* e *yaw*, Figura 57, através das leituras do acelerômetro e magnetômetro, com base nas equações apresentadas em Eq. 5, foi realizada através de trechos de código do Matlab®, similares ao filtro de Kalman acima discutido. Os ângulos resultantes desta etapa estão representados em graus.

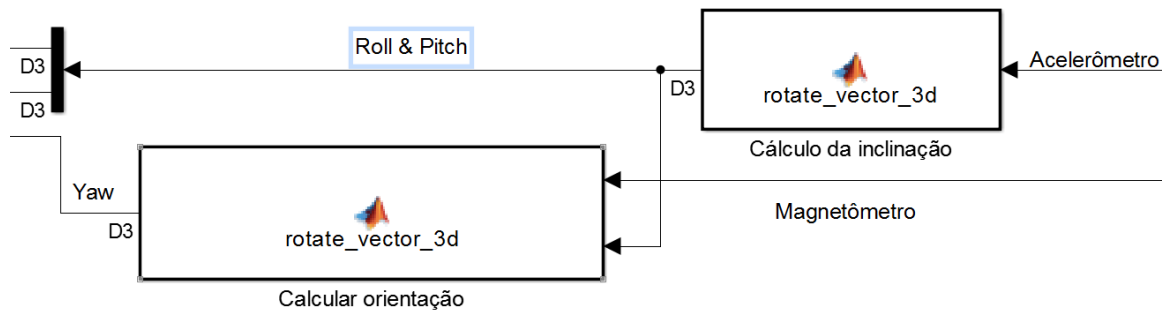


Figura 57 - Cálculos dos ângulos utilizados como referência nos controladores através do Simulink®.