

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO  
ESCOLA POLITÉCNICA / COPPE / ESCOLA DE QUÍMICA  
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

*PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DE POSIÇÃO E  
VELOCIDADE DE SERVOMOTORES DC BRUSHLESS E  
PROPOSTA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO DE UM  
MODELO EM ESCALA DE PLATAFORMA SEMI-SUBMERSÍVEL*

PRISCILLA CAROLINE MOUTINHO DINAU



Rio de Janeiro, RJ - Brasil

Abril de 2009

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DE POSIÇÃO E  
VELOCIDADE DE SERVOMOTORES DC BRUSHLESS E  
PROPOSTA DE POSICIONAMENTO DINÂMICO DE UM MODELO  
EM ESCALA DE PLATAFORMA SEMI-SUBMERSÍVEL**

Priscilla Caroline Moutinho Dinau

PROJETO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO DA ESCOLA POLITÉCNICA / COPPE / ESCOLA DE QUÍMICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE ENGENHEIRO DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO.

Aprovada por:

---

Prof. Ramon Romankevicius Costa, D.Sc.  
(Orientador)

---

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

---

Prof. Alessandro Jacoud Peixoto, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

ABRIL DE 2009

À minha tia Hellê-Nice M. Fernandes (*in memoriam*).

# Agradecimentos

Em primeiro lugar à Deus, por me dar forças para trabalhar e coragem para enfrentar os obstáculos e superar qualquer problema nesta longa jornada da graduação.

À minha mãe Angela e meu irmão Bruno, que sempre me apoiaram e incentivaram a seguir em frente, dando forças para ultrapassar qualquer dificuldade.

A todos os meus familiares, pela confiança, incentivo e carinho.

A todos do Laboratório de Controle, pelo apoio técnico, carinho, incentivo e momentos de distração, em especial ao professor Alessandro Jacoud.

Aos professores Fernando Lizarralde, Liu Hsu, João Carlos Basílio, Afonso Celso Gomes, Amit Bhaya e todos aqueles que me passaram um pouco do seu grande conhecimento ao longo da graduação, me incentivando sempre a buscar mais.

Ao Laboratório de Ondas e Correntes do Departamento de Engenharia Naval e Oceânica, em especial ao professor Antônio Carlos Fernandes e toda sua equipe, cujo apoio foi fundamental para o início deste trabalho.

Ao amigo Rodrigo Carneiro, cujo apoio e colaboração foram de especial importância para o desenvolvimento deste projeto.

Ao professor e orientador Ramon, pelo apoio, incentivo, colaboração, conhecimento proporcionado e pela confiança em meu trabalho.

# RESUMO

Priscilla Caroline Moutinho Dinau

Projeto de Final de Curso

UFRJ - Escola Politécnica/COPPE/Escola de Química

Abril 2009

## **Projeto e Implementação de Controle de Posição e Velocidade de Servomotores DC Brushless e Proposta de Posicionamento Dinâmico de um Modelo em Escala de Plataforma Semi-submersível**

Este trabalho consiste no controle de posição e velocidade de servomotores CC sem escovas (DC *brushless*) para aplicação em propulsores azimutais do sistema de posicionamento dinâmico de um modelo em escala de plataforma semi-submersível construída no Laboratório de Ondas e Correntes da UFRJ. Para projeto do controle, um modelo linear dos servomotores foi obtido a partir da abordagem convencional de motor CC. Um outro modelo mais sofisticado foi desenvolvido para realizar simulações. Neste modelo foram acrescentadas não linearidades tais como zona morta e saturação para tornar o modelo mais realista. O controlador de velocidade projetado utiliza uma estratégia proporcional e o controle de posição consiste em uma estratégia proporcional derivativa. Com auxílio do software MATLAB<sup>®</sup>, realizou-se o projeto dos controladores, assim como as simulações para validar os cálculos. Um sistema eletrônico dedicado (sistema embarcado) foi desenvolvido para realizar a aquisição e tratamento de dados, comunicação, acionamento e controle dos motores de um propulsor azimutal.

# Sumário

<b>RESUMO</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	3
1.2 Objetivos . . . . .	4
1.3 Metodologia . . . . .	5
1.4 Organização dos capítulos . . . . .	5
<b>2 Servomotores</b>	<b>7</b>
2.1 Servomotor CC sem escovas . . . . .	7
2.1.1 Justificativa de escolha do motor . . . . .	10
2.2 Comutação eletrônica . . . . .	11
2.2.1 Sequência de comutação . . . . .	14
2.3 Sensores . . . . .	15
2.3.1 Sensor de Efeito <i>Hall</i> . . . . .	15
2.3.2 <i>Encoder</i> . . . . .	16
<b>3 Modelagem e controle dos motores CC sem escovas</b>	<b>18</b>
3.1 Modelagem do motor CC sem escovas . . . . .	18

3.1.1	Dinâmica do motor . . . . .	20
3.2	Controle de velocidade . . . . .	25
3.3	Controle de posição . . . . .	27
3.4	Implementação digital . . . . .	31
<b>4</b>	<b>Eletrônica embarcada</b>	<b>33</b>
4.1	Arquitetura e descrição geral do sistema . . . . .	33
4.2	Acionador ( <i>Drive</i> ) . . . . .	35
4.3	Microcontrolador e leitura de sensores . . . . .	38
4.4	Alimentação . . . . .	40
4.5	Comunicação . . . . .	41
<b>5</b>	<b>Simulações e experimentos</b>	<b>44</b>
5.1	Simulações . . . . .	44
5.1.1	Projeto do controlador de posição . . . . .	44
5.1.2	Simulação do controle de posição . . . . .	45
5.1.3	Simulação do controle de velocidade . . . . .	46
5.2	Experimentos . . . . .	47
<b>6</b>	<b>Proposta de posicionamento dinâmico e controle do propulsor</b>	<b>58</b>
6.1	Posicionamento dinâmico . . . . .	59
6.2	Descrição da plataforma em escala . . . . .	60
6.3	Modelagem da plataforma . . . . .	63
6.3.1	Sistema de coordenadas . . . . .	63
6.3.2	Forças e momentos resultantes . . . . .	63
6.4	Proposta de controle de posição da plataforma . . . . .	64
6.4.1	Controle em malha aberta . . . . .	64
6.4.2	Controle em malha fechada . . . . .	65

6.5	Geração do sinal de comando para o propulsor do projeto . . . . .	65
6.6	Interface . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Conclusões</b>	<b>70</b>
<b>A</b>	<b>Informações técnicas</b>	<b>73</b>
A.1	Servomotores CC sem escovas . . . . .	73
A.2	Baterias LiPo . . . . .	76
A.2.1	Carregador de baterias LiPo . . . . .	76
A.3	<i>Joystick</i> . . . . .	78
A.4	Esquemático da placa <i>master</i> . . . . .	79
A.4.1	Primeira versão . . . . .	79
A.4.2	Versão corrigida . . . . .	79
A.5	<i>Firmware</i> . . . . .	82



# Lista de Figuras

1.1	Posicionamento Dinâmico. . . . .	2
1.2	Seis graus de liberdade. . . . .	4
2.1	Estrutura de um servomotor CC sem escovas. . . . .	8
2.2	Três fases do motor CC sem escovas. . . . .	9
2.3	Partes construtivas do servomotor CC sem escovas. . . . .	9
2.4	Partes construtivas da redução. . . . .	10
2.5	Formas de onda para a comutação de seis passos, onda completa. . .	15
2.6	Sinais dos sensores de Efeito <i>Hall</i> e seus estados em detalhe. . . . .	16
2.7	Partes construtivas do <i>encoder</i> integrado ao motor. . . . .	17
3.1	Circuito equivalente para o motor CC sem escovas. . . . .	20
3.2	Sistema mecânico do motor CC sem escovas. . . . .	21
3.3	Diagrama de blocos do sistema em função dos seus parâmetros. . . .	23
3.4	Diagrama de blocos do sistema em função das constantes de tempo. . .	25
3.5	Diagrama de blocos completo do motor. . . . .	26
3.6	Diagrama de blocos do controle de velocidade. . . . .	28
3.7	Diagrama de blocos do controle de posição. . . . .	29
4.1	Arquitetura proposta. . . . .	34
4.2	Diagrama da placa desenvolvida. . . . .	42

4.3	Placa <i>master</i> desenvolvida para o projeto. . . . .	43
5.1	Diagrama de blocos do controle de posição (azimute) do sistema. . . .	49
5.2	Bloco de controle de posição. . . . .	50
5.3	Bloco do <i>encoder</i> . . . . .	50
5.4	Bloco do servomotor CC sem escovas azimutal. . . . .	51
5.5	Bloco da referência (controle de posição). . . . .	51
5.6	Sinais da simulação sem incluir a carga no modelo (posição). . . . .	52
5.7	Sinais da simulação incluindo a carga no modelo (posição). . . . .	52
5.8	Diagrama de blocos do controle de velocidade (empuxo) do sistema. . .	53
5.9	Bloco de controle de velocidade. . . . .	54
5.10	Bloco do servomotor CC sem escovas de velocidade. . . . .	54
5.11	Bloco da referência (controle de velocidade). . . . .	55
5.12	Sinal de velocidade sem incluir a carga no modelo (velocidade). . . .	55
5.13	Estrutura montada para o teste do propulsor. . . . .	56
5.14	Controle aplicado ao sistema real. . . . .	56
5.15	Sinal da saída medido pelo <i>encoder</i> . . . . .	57
6.1	Elementos em uma plataforma com posicionamento dinâmico. . . . .	59
6.2	Diagrama de blocos do sistema DP do projeto. . . . .	61
6.3	Unidade flutuante da plataforma (perspectiva). . . . .	62
6.4	Unidade flutuante da plataforma (vista traseira). . . . .	62
6.5	Sistema de coordenadas da plataforma. . . . .	63
6.6	<i>Firmware</i> do controle do propulsor. . . . .	67
6.7	Interface: Aba de testes de comunicação. . . . .	68
6.8	Interface: Aba de controle e monitoração do sistema. . . . .	69
A.1	Servomotor CC sem escovas Faulhaber modelo 1628 T 024 B. . . . .	75

A.2	Servomotor CC sem escovas Faulhaber modelo 3564 K 024 B. . . . .	75
A.3	Bateria LiPo. . . . .	76
A.4	Carregador de baterias LiPo. . . . .	77
A.5	<i>Joystick</i> para o controle manual do propulsor. . . . .	78
A.6	Trecho de código do <i>firmware</i> de controle. . . . .	83

# Lista de Tabelas

2.1	Identificação dos terminais do servomotor CC sem escovas. . . . .	8
2.2	Comparação entre o motor CC sem escovas e o motor com escovas. . .	12
2.3	Comparação entre o motor CC sem escovas e o motor de indução. . .	13
4.1	Leitura dos <i>bytes</i> do <i>decoder</i> . . . . .	40
5.1	Parâmetros do servomotor CC sem escovas azimutal. . . . .	44
5.2	Parâmetros do controlador. . . . .	45
5.3	Parâmetros do servomotor CC sem escovas de velocidade. . . . .	47
A.1	Parâmetros e variáveis do <i>firmware</i> de controle. . . . .	82
A.2	Constantes utilizadas no <i>firmware</i> de controle. . . . .	84

## Lista de Símbolos

$B$ .....	Coeficiente de atrito viscoso
$D(k)$ .....	Termo derivativo da amostra atual
$D(k - 1)$ .....	Termo derivativo da amostra no instante anterior
$D(s)$ .....	Termo derivativo (Transformada de Laplace)
$D(t)$ .....	Termo derivativo no domínio do tempo
$D(z)$ .....	Termo derivativo no instante atual (domínio discreto)
$D(z - 1)$ .....	Termo derivativo no instante anterior (domínio discreto)
$E_a$ .....	Tensão de armadura
$E_b$ .....	Força contra-eletromotriz
$e(k)$ .....	Sinal do erro da amostra atual
$E(s)$ .....	Sinal do erro (Transformada de Laplace)
$h$ .....	Intervalo de amostragem
$I$ .....	Corrente final no estator
$i_a$ .....	Corrente de armadura
$J$ .....	Inércia total do sistema
$J_L$ .....	Inércia da carga
$J_m$ .....	Inércia do motor
$J_S$ .....	Inércia do sensor
$k$ .....	Variável discreta no tempo (número da amostra)
$K_e$ .....	Constante de força contra-eletromotriz
$K_p$ .....	Ganho proporcional

$K_T$ .....	Constante de torque
$L_a$ .....	Indutância de armadura
$N$ .....	Ganho derivativo máximo
$N_m$ .....	Redução do motor (Relação de engrenagens)
$N_r$ .....	Número de amostragens por tempo de subida do sistema
$R_a$ .....	Resistência de armadura
$R(s)$ .....	Sinal de referência (Transformada de Laplace)
$T_A$ .....	Torque devido a inércia do sistema (motor, sensor e carga)
$T_f$ .....	Torque de atrito de Coulomb
$T_B$ .....	Torque de atrito viscoso
$T_L$ .....	Torque de carga
$T_r$ .....	Tempo de subida do sistema
$u(k)$ .....	Sinal de controle da amostra atual
$u(k - 1)$ .....	Sinal de controle da amostra no instante anterior
$U(s)$ .....	Sinal de controle (Transformada de Laplace)
$y(k)$ .....	Sinal de saída da amostra atual
$y(k - 1)$ .....	Sinal de saída da amostra no instante anterior
$Y(s)$ .....	Sinal de saída do sistema (Transformada de Laplace)
$y(t)$ .....	Sinal de saída do sistema no domínio do tempo
$\theta_m$ .....	Posição angular do motor
$\tau_d$ .....	Constante de tempo derivativa
$\tau_e$ .....	Constante de tempo elétrica
$\tau_m$ .....	Constante de tempo mecânica
$\omega_m$ .....	Velocidade angular do motor

$\omega_{NL}$  ..... Velocidade angular sem carga

$\omega_c$  ..... Frequência de banda limitada

$\omega_s$  ..... Frequência de amostragem

## Lista de Acrônimos

<b>BLDC</b> .....	<i>Brushless Direct Current motor</i> , motor de Corrente Contínua Sem Escovas
<b>CA</b> .....	Corrente Alternada
<b>CC</b> .....	Corrente Contínua
<b>CAN</b> .....	<i>Controller Area Network</i>
<b>CI</b> .....	Circuito Integrado
<b>COPPE</b> .....	Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-graduação e Pesquisa de Engenharia
<b>cpr</b> .....	<i>counts-per-revolution</i> , pulsos por revolução
<b>DA</b> .....	<i>Digital-to-Analog</i> , Digital-Analógico
<b>DENO</b> .....	Departamento de Engenharia Naval e Oceânica
<b>DoF</b> .....	<i>Degree of Freedom</i> , Grau de Liberdade
<b>DP</b> .....	<i>Dynamic Positioning</i> , Posicionamento Dinâmico
<b>EMF</b> .....	<i>Electromotive Force</i> , Força Eletromotriz
<b>EMI</b> .....	<i>Electromagnetic Interference</i> , Interferência Eletromagnética
<b>EQ</b> .....	Escola de Química
<b>ESC</b> .....	<i>Electronic Speed Control</i> , Controlador Eletrônico de Velocidade
<b>FPSO</b> .....	<i>Floating Production, Storage and Offloading Vessel</i> , Navios Flutuantes de Produção, Armazenamento e Transferência de Óleo
<b>I<sup>2</sup>C</b> .....	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
<b>IDE</b> .....	<i>Integrated Development Environment</i> , Ambiente Integrado de Desenvolvimento
<b>LiPo</b> .....	<i>Lithium Polymer</i> , Lítio Polímero



<b>LOC</b> . . . . .	Laboratório de Ondas e Correntes
<b>MA</b> . . . . .	Malha Aberta
<b>MF</b> . . . . .	Malha Fechada
<b>MOSFET</b> . .	<i>Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor</i> , Transistor de Efeito de Campo com camada de Metal Óxido
<b>PCI</b> . . . . .	Placa de Circuito Impresso
<b>P</b> . . . . .	Proporcional
<b>PD</b> . . . . .	Proporcional Derivativo
<b>POLI</b> . . . . .	Escola Politécnica
<b>PSS</b> . . . . .	Plataforma Semi-Submersível
<b>PWM</b> . . . . .	<i>Pulse Width Modulation</i> , Modulação por Largura de Pulso
<b>RPM</b> . . . . .	Rotações Por Minuto
<b>SC</b> . . . . .	Sistema de Coordenadas
<b>SPI</b> . . . . .	<i>Serial Peripheral Interface</i> , Interface Periférica Serial
<b>TLP</b> . . . . .	<i>Tension Leg Platform</i> , Plataforma de Pernas Atirantadas
<b>UFRJ</b> . . . . .	Universidade Federal do Rio de Janeiro
<b>USART</b> . . . .	<i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i> , Transmissor/Receptor Universal Síncrono e Assíncrono
<b>μC</b> . . . . .	Microcontrolador

# Capítulo 1

## Introdução

Grande parte da exploração de petróleo *offshore* em território brasileiro concentra-se em lâminas d'água de até 2000 metros de profundidade (Borges Filho 1997). Assim sendo, as unidades de exploração e produção podem ser fixas (as quais podem ser tipo jaqueta, auto-elevatória ou torre complacente) ou flutuantes como as Plataformas de Pernas Atirantadas (TLP - *Tension-Leg Plataforma*), navios-sonda, Navios Flutuantes de Produção, Armazenamento e Transferência de Óleo (FPSO - *Floating Production, Storage and Offloading Vessel*), SPAR (plataforma monocoluna) e as Plataformas Semi-Submersíveis (de Oliveira 2003, PETROBRAS 2009).

As Plataformas Semi-Submersíveis são compostas de uma estrutura de um ou mais conveses, com quatro ou mais colunas apoiadas em flutuadores submersos. Uma unidade flutuante sofre perturbações em sua posição devido à ação das ondas, correntes e ventos. Essa movimentação não controlada pode danificar os equipamentos a serem levados ao poço, como os *risers*, *manifolds* e árvores de natal. Portanto, é necessário que a plataforma mantenha-se posicionada na superfície do mar, dentro de um círculo de raio com tolerância definida pelos equipamentos de sub-superfície. Dois tipos de sistema são responsáveis pelo posicionamento da unidade flutuante: o sistema de ancoragem e o sistema de Posicionamento Dinâmico (PETROBRAS 2009).

O sistema de ancoragem é geralmente constituído de 8 a 12 âncoras e amarras (cabos e/ou correntes), atuando como molas capazes de restaurar a posição da unidade flutuante (PETROBRAS 2009).

No sistema de posicionamento dinâmico, não existe conexão física entre a pla-

taforma e o fundo do mar para o posicionamento, com exceção dos equipamentos de perfuração e exploração. Para determinar a deriva, ou seja, o desvio da posição desejada (provocado pela ação de ventos, ondas e correntes), são utilizados sensores de diversos tipos e propulsores são comandados por computador para restaurar a posição da unidade flutuante (PETROBRAS 2009). O objetivo de um sistema de posicionamento dinâmico é manter a unidade flutuante dentro de um círculo de raio desejado. A figura 1.1, adaptada de (Kongsberg 2008) mostra os elementos do posicionamento dinâmico.

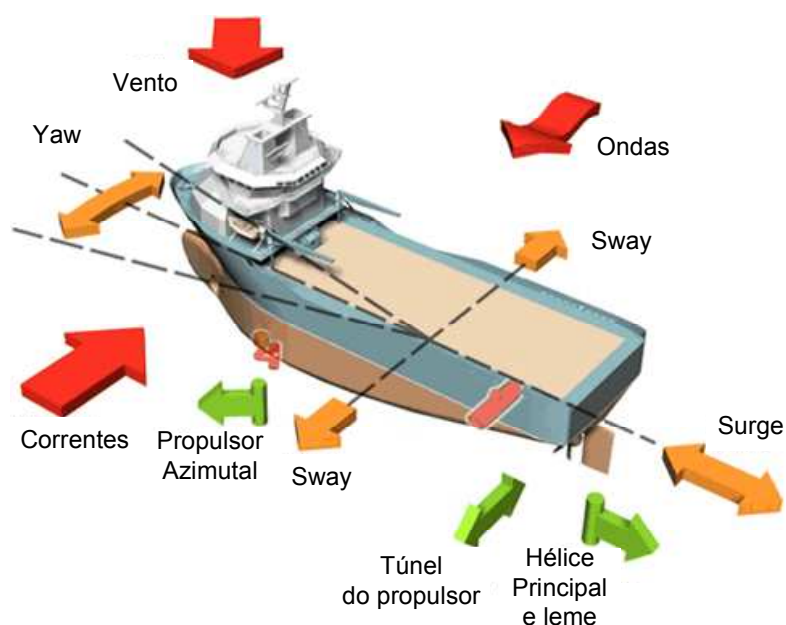


Figura 1.1: Posicionamento Dinâmico.

Para a implementação do posicionamento dinâmico é preciso realizar o controle dos atuadores do sistema, ou seja, dos propulsores. Um propulsor consiste em uma estrutura com um hélice que fornece empuxo para movimentar um veículo ou estrutura marítima. Este sistema de propulsão pode ser fixo ou azimutal (direcionável). Nos propulsores fixos, somente o empuxo do hélice é controlado, já nos propulsores azimutais (*Schottel Azimuth Thruster*), além do empuxo, a direção (azimute) também é controlada.

Para acionar cada propulsor embarcado no modelo de plataforma semi-submersível deste projeto, são utilizados dois servomotores CC (Corrente Contínua) sem escovas, um para direcionar o azimute e outro para comandar o empuxo do hélice.

## 1.1 Motivação

No Laboratório de Ondas e Correntes (LOC) do Departamento de Engenharia Naval e Oceânica (DENO) da COPPE/UFRJ, encontra-se em construção uma plataforma semi-submersível denominada Cyber-Semi, assim como os propulsores azimutais responsáveis por seu posicionamento.

A plataforma Cyber-Semi é um modelo em escala reduzida (1:120) de uma unidade flutuante semi-submersível de quatro colunas, apoiadas em dois flutuadores submersos, possuindo dois propulsores azimutais nas colunas traseiras para o sistema de posicionamento dinâmico.

Como a aplicação do sistema de propulsão do modelo de plataforma semi-submersível necessita de alta potência e pouco volume de ocupação, são utilizados dois servomotores CC (Corrente Contínua) sem escovas. Estes motores podem fornecer valores de potência muito maiores em comparação com outros tipos de motores de mesmo tamanho.

Além disso, nos motores CC sem escovas não há centelhamento (faíscas) ou ruído elétrico durante o giro do rotor e portanto os componentes sofrem menos desgaste, diminuindo os custos de manutenção e aumentando sua vida útil.

Como estes motores não possuem escovas, é preciso elaborar um circuito eletrônico para realizar a comutação das correntes nas fases do motor, assim como a leitura de sensores que fornecem sua posição. A eletrônica para o sistema de propulsão é responsável pela aquisição e tratamento de dados, comunicação, acionamento, monitoração e controle dos propulsores.

O controle de posição é aplicado ao servomotor de azimute (orientação), responsável por direcionar o hélice e o controle de velocidade é aplicado ao servomotor encarregado de variar o empuxo.

Para o posicionamento dinâmico é preciso direcionar os propulsores e atribuir a cada um o empuxo necessário para manter a posição da plataforma. Consiste, portanto, em um problema de controle conhecido como regulação em uma configuração com três graus de liberdade: translação longitudinal e transversal (*surge* e *sway*) e rotação em torno do eixo vertical (*yaw*), ou seja, o rumo (Borges Filho 1997). A

figura 1.2 mostra os seis graus de liberdade de uma embarcação Fossen (1994).

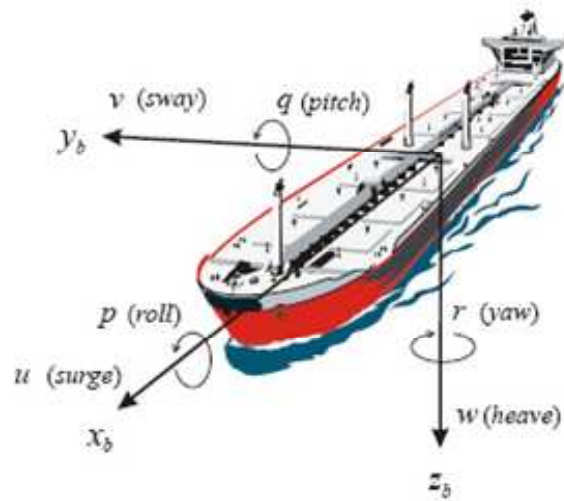


Figura 1.2: Seis graus de liberdade.

## 1.2 Objetivos

O objetivo deste projeto consiste em projetar e implementar o controle de posição e velocidade dos servomotores CC sem escovas dos propulsores azimutais, assim como desenvolver a eletrônica embarcada para o sistema, e propor uma estratégia de posicionamento dinâmico para o modelo em escala de plataforma semi-submersível.

As etapas a serem cumpridas para atingir este objetivo são:

- Estudar as restrições, limitações e requerimentos de projeto;
- Estudar o funcionamento dos motores;
- Modelar os servomotores CC sem escovas para o projeto de controle;
- Projetar e simular o controle de posição e velocidade dos motores;
- Estudar, definir a arquitetura da eletrônica e selecionar os equipamentos e componentes;
- Desenvolver a eletrônica embarcada necessária para o acionamento e controle do sistema;
- Implementar o controle de posição e velocidade dos servomotores através da eletrônica projetada;

- Desenvolver uma interface de controle e monitoração do sistema para alteração de parâmetros do controle automático;
- Realizar testes e analisar resultados;
- Propor melhorias.

## 1.3 Metodologia

A metodologia utilizada consiste em:

- Modelagem:  
Consiste em desenvolver o modelo matemático do servomotor CC sem escovas a partir da teoria obtida na literatura, adequando ao sistema utilizado.
- Desenvolvimento da eletrônica embarcada:  
Corresponde aos circuitos eletrônicos projetados e implementados para acionar os propulsores e aplicar o controle, embarcados na plataforma.
- Projeto do controle:  
O projeto do controle do propulsor consiste em duas etapas: controle de velocidade do motor responsável pelo empuxo e controle de posição do motor azimutal.
- Simulação:  
A Simulação permite a validação dos cálculos feitos no projeto do controlador para os motores, assim como realizar testes de desempenho de diversas estratégias de controle.
- Implementação:  
É composta de testes para verificar o funcionamento do sistema em cada uma de suas partes e como um todo.

## 1.4 Organização dos capítulos

No capítulo 2 serão apresentados a descrição do servomotor CC sem escovas (seção 2.1), contendo a justificativa de escolha deste tipo de motor e seu funcionamento,

o conceito de comutação eletrônica (seção 2.2) e os sensores contidos nos motores (seção 2.3).

O capítulo 3 descreverá a modelagem (seção 3.1), controle de velocidade (seção 3.2) e de posição do motor CC sem escovas (seção 3.3), assim como a implementação digital do controle de posição (seção 3.4).

No capítulo 4 será apresentada a eletrônica projetada e implementada para acionar e controlar os propulsores, descrevendo a arquitetura adotada (seção 4.1) e cada um dos subsistemas: acionador (*drive*) dos motores (seção 4.2), microcontrolador e leitura de sensores (seção 4.3), alimentação (seção 4.4) e comunicação (seção 4.5).

O capítulo 5 apresentará o projeto de controle e as simulações realizadas para o controle dos motores (seção 5.1) e os experimentos realizados com o sistema (seção 5.2).

No capítulo 6 serão descritos o posicionamento dinâmico (seção 6.1), o modelo da plataforma em escala (seção 6.2), a modelagem geral do sistema (seção 6.3), o controle do propulsor (seção 6.5), a proposta de controle da plataforma (seção 6.4) e a interface de monitoramento e controle (seção 6.6).

Por fim, o capítulo 7 apresentará as conclusões do trabalho realizado assim como sugestões de trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Servomotores

### 2.1 Servomotor CC sem escovas

O motor CC sem escovas é uma máquina síncrona de imã permanente de três fases (ou mais) operada com alimentação de corrente contínua (CC). A comutação neste tipo de motor não é feita através de escovas e sim eletronicamente, a partir da medida da posição do rotor. Para permitir a comutação nas bobinas do estator é utilizado um *drive* de potência externo.

O estator, que é a parte estática do motor contendo a armadura, consiste de vários enrolamentos cuja corrente por eles conduzida cria um campo magnético que faz o motor girar. As três fases são utilizadas para criar seis diferentes modos para a corrente fluir através dos enrolamentos (Wiberg 2003).

Ao contrário dos motores CC de imã permanente, neste motor os eletroímãs não se movem, ou seja, encontram-se no estator (parte externa) e o rotor (parte interna e girante - campo) contém imãs permanentes que giram. Para transferir a corrente para a armadura (estator), a comutação via escovas é substituída por um controlador eletrônico apropriado, responsável por chavear a corrente para as fases do motor.

O controlador executa a mesma distribuição de potência encontrada em um motor CC com escovas, mas com a utilização de um circuito eletrônico e não um sistema comutador/escova. Ele redireciona a corrente nos enrolamentos das fases para mudar rapidamente o campo magnético, fazendo o rotor de imãs permanentes girar, acompanhando o campo.

Os servomotores utilizados neste projeto são compostos por um núcleo de três



fases com imã permanente bipolar e a comutação é feita a partir da leitura de sensores de Efeito *Hall* (descritos na seção 2.3).

Os eletroímãs são controlados por um circuito externo que monitora a posição angular atual do rotor e energiza as bobinas do estator apropriadamente para manter o motor girando. Este circuito é parte do Controlador Eletrônico de Velocidade do motor CC sem escovas (ESC - Electronic Speed Control).

Existem dois modos do ESC monitorar a posição angular do imã permanente girante. Um deles consiste em utilizar os sensores de Efeito *Hall*. Estes sensores são conectados ao ESC por fios separados. O outro método é conhecido como *Sensorless* (Vorkoetter 2002), ou seja sem instrumentação. Como o motor utilizado já contém os sensores de Efeito *Hall*, optou-se, por simplicidade e rapidez, por utilizá-los para medir a posição do rotor em relação ao campo de rotação do enrolamento.

A figura 2.1 (adaptação de (Faulhaber 2008c)) mostra os elementos do servomotor CC sem escovas. A identificação dos componentes encontra-se na tabela 2.1.

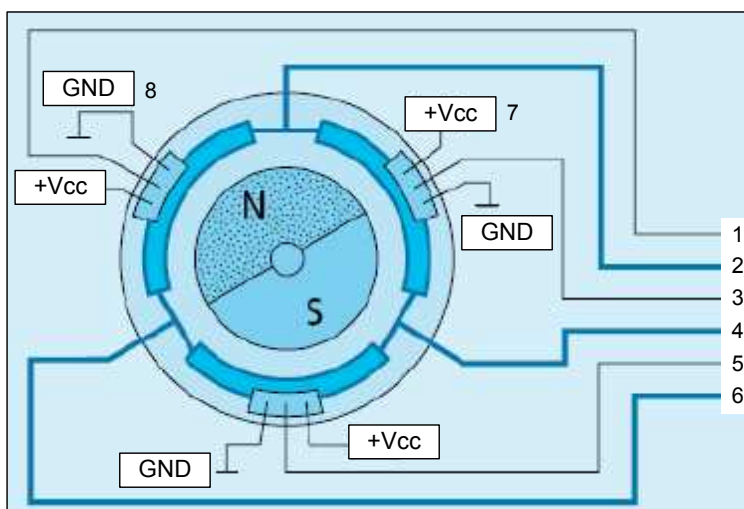


Figura 2.1: Estrutura de um servomotor CC sem escovas.

Tabela 2.1: Identificação dos terminais do servomotor CC sem escovas.

Componente	Função
1	Sensor de Efeito <i>Hall</i> da fase A
2	Fase A
3	Sensor de Efeito <i>Hall</i> da fase B
4	Fase B
5	Sensor de Efeito <i>Hall</i> da fase C
6	Fase C
7	Alimentação da Lógica dos sensores (+Vcc)
8	GND

A figura 2.2, mostra as fases do motor de forma esquemática.

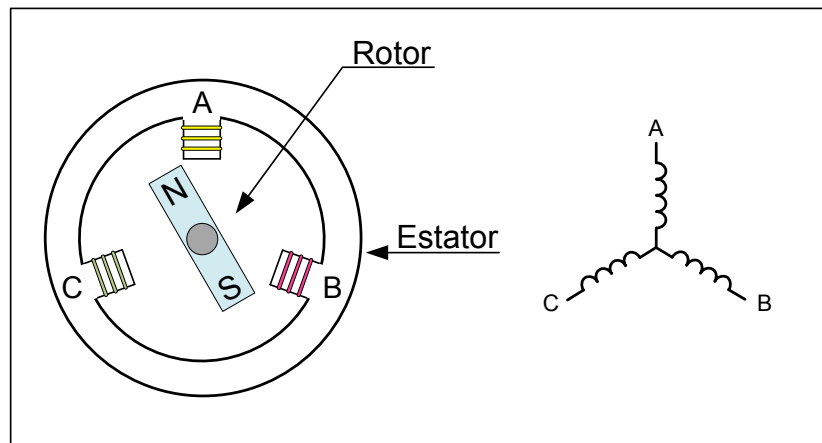


Figura 2.2: Três fases do motor CC sem escovas.

A construção do motor utilizado no projeto (sem a redução) é mostrada na figura 2.3, modificada do catálogo de servomotores da Faulhaber Minimotor SA. (Faulhaber 2008a). A redução é mostrada na figura 2.4 (modificada do catálogo de reduções da Faulhaber Minimotor SA. (Faulhaber 2008d)). Para o motor com controle de velocidade, a redução é de 3.71:1. Já para o de controle de posição (com *encoder* acoplado) é de 43:1. Mais detalhes técnicos dos motores podem ser vistos no anexo A.1.

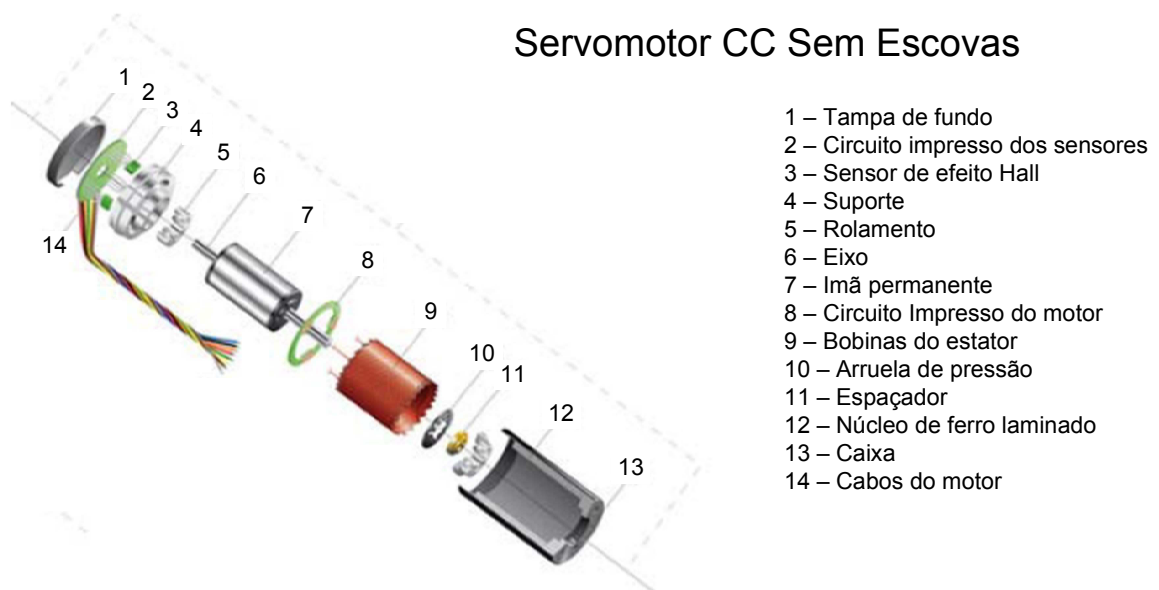


Figura 2.3: Partes construtivas do servomotor CC sem escovas.

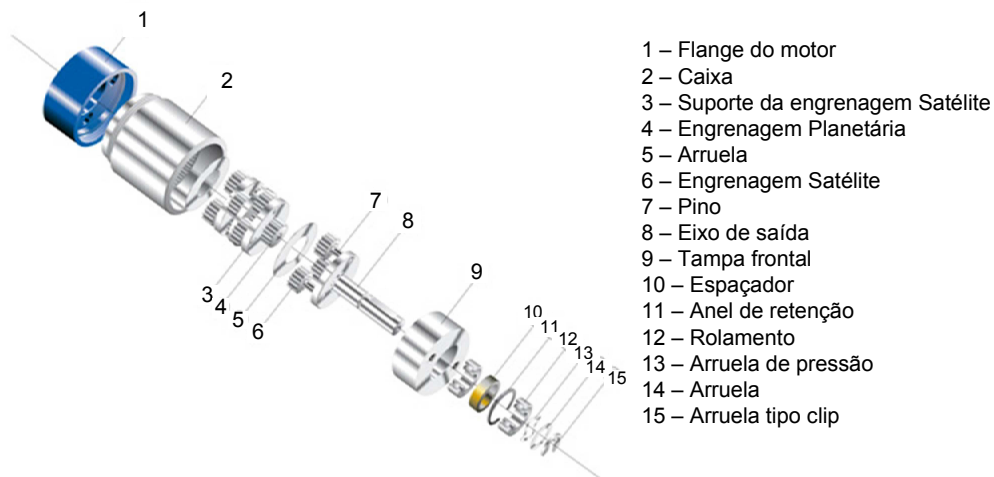


Figura 2.4: Partes construtivas da redução.

### 2.1.1 Justificativa de escolha do motor

Nos motores CC com escovas, o contato entre as escovas e o comutador pode causar centelhamento (faíscas) e ruído elétrico enquanto o rotor está girando e ambos os componentes sofrem desgaste (Kenjo 1999). Por isso, os custos de manutenção são mais altos e seu tempo de vida útil é menor. A presença de escovas também limita a velocidade do motor. Em função da necessidade de reduzir custos com manutenção, aumentar a confiabilidade, a precisão, a eficiência e o tempo de vida útil, optou-se por utilizar motores CC sem escovas.

Os motores CC sem escovas (BLDC<sup>1</sup> *motor*) são ideais para aplicações em condições operacionais extremas. Possuem grande exatidão, têm vida útil longa e são muito confiáveis. Esses motores têm qualidades tais como: pouco ruído, características lineares básicas (relação torque-velocidade) e ausência de torque de borda (*cogging torque*), presente nos motores CC tradicionais.

O tempo de vida desses motores depende somente dos enrolamentos e componentes eletrônicos. Em média, a vida útil pode exceder 10.000 horas se sua utilização estiver dentro das condições recomendadas, indicadas na folha de dados (*datasheet*).

Principais vantagens do motor CC sem escovas:

- Motor compacto;

---

<sup>1</sup>Brushless Direct Current

- Maior eficiência;
- Maiores velocidades podem ser alcançadas sem ocupar muito espaço;
- Confiável – mais tempo de vida útil;
- Menor custo com manutenção;
- Mínima inércia do rotor;
- Eficiência térmica pois o eletroímã pode ser facilmente resfriado;
- Redução de Interferência Eletromagnética (EMI - Electromagnetic Interference);
- Características lineares entre torque e velocidade;
- Ausência de torque de borda (causado pela interação das bordas dos ímãs com as ranhuras do estator).

São ideais para operação contínua em aplicações como bombas, ventiladores, *scanners* e propulsores.

As tabelas 2.2 e 2.3 mostram a comparação do motor CC sem escovas em relação ao motor com escovas e de indução respectivamente (adaptadas de (Yedamale 2003)). A partir da análise destas tabelas, pode-se constatar que o motor CC sem escovas, apesar de alguns pontos negativos tais como controle mais complexo e construção mais cara, ainda assim oferece maior robustez e melhor desempenho compensando suas desvantagens.

A opção por servomotor se deve ao fato de o sistema servo oferecer estabilidade e precisão. Em um sistema servo, a inércia do rotor, ganho de malha, amortecimento e integridade dos equipamentos mecânicos são cuidadosamente analisados ao longo de sua construção. Servomotores possuem baixa ondulação (*ripple*) no torque, boa linearidade e operação bidirecional eficiente (Sokira & Jaffe 1990).

## 2.2 Comutação eletrônica

Comutação consiste no chaveamento sequencial da corrente CC que alimenta os enrolamentos da armadura do motor. Em um motor CC tradicional, as escovas e o

Tabela 2.2: Comparação entre o motor CC sem escovas e o motor com escovas.

Característica	Motor CC sem escovas	Motor com escovas
Comutação	Comutação Eletrônica baseada em sensores de Efeito <i>Hall</i> .	Comutação por escovas.
Manutenção	Menos requerida devido a ausência de escovas.	Requer manutenção periódica.
Tempo de vida	Longo.	Curto.
Característica Velocidade / Torque	Estendida – Permite operação em todas as velocidades.	Moderadamente estendida – Para altas velocidades, o atrito das escovas aumenta reduzindo o torque útil.
Eficiência	Alta – Nenhuma tensão passa de um lado a outro através de escovas.	Moderada.
Potência de saída / Tamanho	Alta – O Tamanho do motor é reduzido por características de temperatura superiores. A dissipação de calor é melhor pois os enrolamentos estão no estator junto à caixa.	Moderada / Baixa – O calor produzido pela armadura é dissipado no espaço de ar.
Inércia do rotor	Baixa, porque o rotor possui ímãs permanentes, o que melhora a resposta dinâmica.	Alta, o que limita as características dinâmicas.
Alcance de velocidade	Alta – Sem limitações impostas pelas escovas / comutador.	Baixa – Limitação mecânica pelas escovas.
Geração de ruído elétrico	Baixa.	Faíscas produzidas pelas escovas geram ruído ocasionando interferência eletromagnética nos equipamentos próximos.
Custos de construção	Altos – A menos que o motor tenha ímã permanente, a construção é cara.	Baixos.
Controle	Complexo e caro	Simple e barato.
Requisitos de controle	Um controlador é sempre requerido para manter o motor funcionando. Este mesmo controlador pode ser usado para o controle de velocidade variável.	Nenhum controle é necessário para velocidades fixas; Um controlador é necessário somente se desejar velocidade variável.

Tabela 2.3: Comparação entre o motor CC sem escovas e o motor de indução.

Característica	Motor CC sem escovas	Motor de indução
Característica Velocidade / Torque	Estendida – Permite operação em todas as velocidades.	Não linear – Baixo Torque a baixas velocidades.
Potência de saída / Tamanho	Alta – Desde que o rotor seja de imã permanente; Tamanhos menores podem ser projetados para uma dada potência de saída.	Moderada – Desde que estator e rotor tenham enrolamentos, a potência de saída em relação ao tamanho do motor é menor.
Inércia do rotor	Baixa – Melhores características dinâmicas.	Alta – características dinâmicas pobres.
Corrente de partida	Nenhum circuito especial de partida é requerido.	Um circuito de partida de corrente deve ser cuidadosamente escolhido. Normalmente utiliza partida delta.
Requisitos de Controle	Um controlador é sempre requerido para manter o motor funcionando. Este mesmo controlador pode ser usado para o controle de velocidade variável.	Nenhum controle é necessário para velocidades fixas; Um controlador é necessário somente se desejar velocidade variável.
Escorregamento	Não ocorre escorregamento entre o estator e o rotor.	O rotor gira em frequência mais baixa que o estator com a frequência de escorregamento. O escorregamento aumenta com a carga no motor.

comutador são responsáveis por energizar as bobinas, já no motor CC sem escovas a coordenação da alimentação de corrente nas fases do motor é feita eletronicamente.

A função do comutador eletrônico é fornecer corrente a cada enrolamento do estator no tempo certo dentro da sequência de comutação, com base na informação fornecida pelo sensor de Efeito *Hall*. O controlador eletrônico contém dispositivos de potência e o circuito de controle do motor. Este circuito de controle trata pequenas correntes e aciona devidamente os transistores de potência que alimentam os enrolamentos do motor.

### 2.2.1 Sequência de comutação

Neste projeto, utilizou-se a comutação de seis passos, onda completa (*full wave*) para motor de três fases com sensores de Efeito *Hall* espaçados de  $120^\circ$ . Em cada passo, somente dois enrolamentos do estator (ou duas fases) são energizados. Um enrolamento é energizado no pólo positivo da alimentação e outro no negativo.

O torque é produzido através da interação entre o campo magnético gerado pelos enrolamentos do estator e o gerado pelo imã permanente do rotor. Idealmente, o pico de torque ocorre quando estes dois campos estão a  $90^\circ$  entre si e começam a se mover juntos.

Para manter o motor girando, o campo magnético produzido pelos enrolamentos do estator deve mudar de posição, assim como o rotor deve se mover para seguir o campo do estator (Yedamale 2003).

A cada  $60^\circ$  elétricos de rotação (graus elétricos = graus mecânicos  $\times \frac{N}{2}$ , sendo  $N$  o nº de pólos do rotor), um dos sensores de Efeito *Hall* muda de estado. A partir disso, são seis passos para completar um ciclo elétrico. A corrente em cada fase, deve ser atualizada em sincronia com cada  $60^\circ$  elétricos. Porém, um ciclo elétrico completo normalmente não corresponde a uma revolução mecânica completa do rotor. O número de ciclos elétricos a ser repetido para completar a rotação mecânica é determinada pelos pares de pólos do rotor. Para cada par de pólos, um ciclo elétrico é completo. Portanto, o número de ciclos/rotação é igual ao número de pares de pólos no rotor (Yedamale 2003). Como o motor utilizado no projeto só possui um par de pólos, basta um ciclo elétrico.

As formas de onda de dois ciclos da sequência de comutação são mostradas na figura 2.5, modificada da folha de dados do controlador do motor (On Semiconductor<sup>®</sup> 2006a). O primeiro ciclo ( $0^\circ$  a  $360^\circ$ ) mostra a operação do motor a plena velocidade enquanto que no segundo ( $360^\circ$  a  $720^\circ$ ) a velocidade é reduzida com 50% de PWM (Pulse Width Modulation). As fases *A*, *B* e *C* são uma combinação de  $A_T$  com  $A_B$ ,  $B_T$  com  $B_B$  e  $C_T$  com  $C_B$ , respectivamente.

Mais detalhes podem ser vistos em (Moreton 2000), (Sokira & Jaffe 1990) e (Jani 2006).

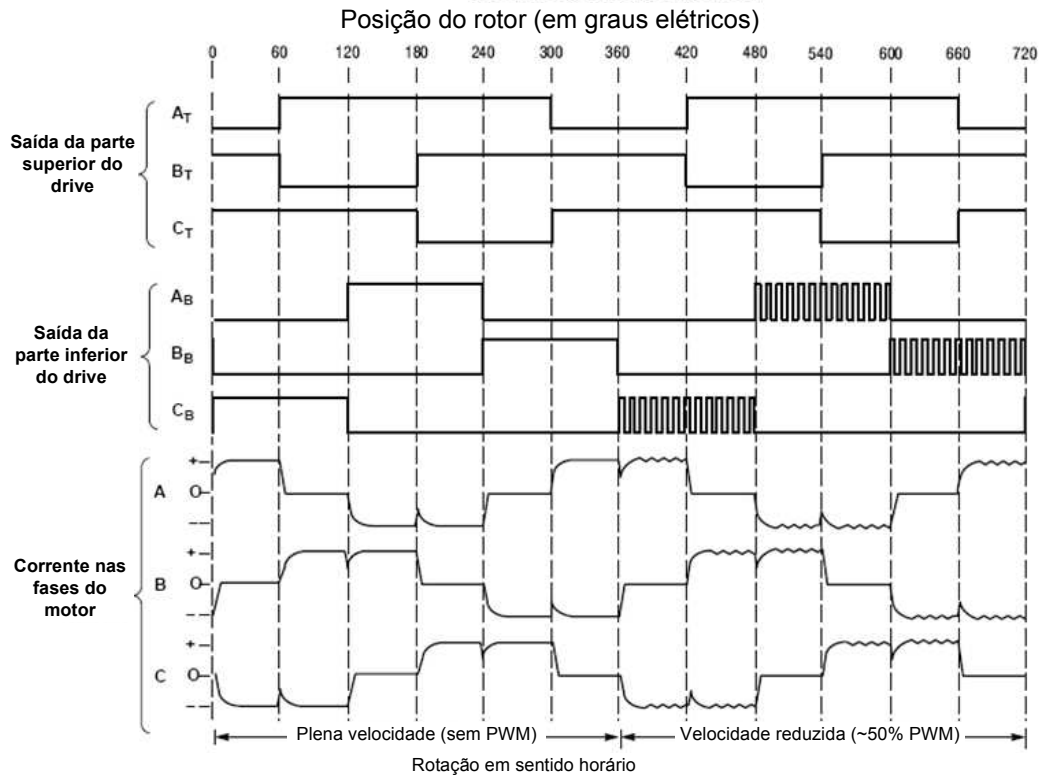


Figura 2.5: Formas de onda para a comutação de seis passos, onda completa.

## 2.3 Sensores

### 2.3.1 Sensor de Efeito *Hall*

Para fazer o motor girar, é necessário saber quais bobinas do estator serão energizadas em cada passo da sequência de comutação, de forma a criar torque no rotor. Para isso, é preciso conhecer a informação sobre a posição angular do rotor, a qual é obtida a partir de sensores de Efeito *Hall* de saída digital.

Quando um campo magnético é aplicado a um sistema através do qual circula uma corrente elétrica, surge uma tensão (chamada de tensão *Hall*) perpendicular ao campo e a essa corrente (García et al. 2004). Este fenômeno é conhecido como Efeito *Hall*. A partir desta tensão, os sensores, feitos de material semicondutor, são capazes de, em conjunto, determinar a posição do ímã do rotor, pela verificação de presença ou não de campo magnético na região em que se localizam. Esta informação é fornecida ao circuito lógico (presente no controlador do motor) que codifica esta informação e controla a ativação dos transistores do circuito de potência, os quais acionam as fases do motor.



O sistema de sensores fornece três sinais, que correspondem a 6 estados, descritos na folha de dados do controlador do motor (On Semiconductor<sup>®</sup> 2006a) e mostrados em detalhe na figura 2.6. Cada estado corresponde a uma posição do rotor, determinada com 60° de precisão.

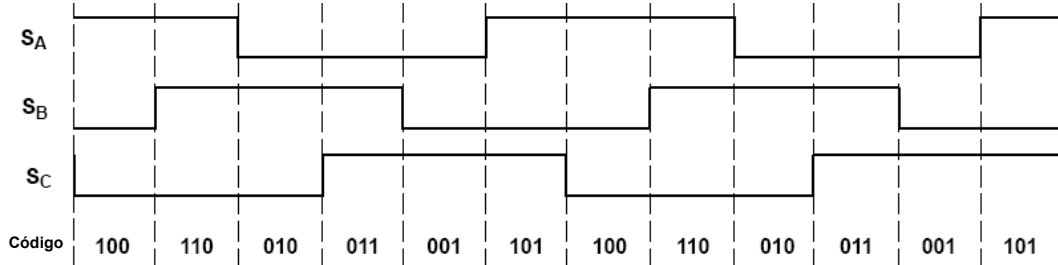


Figura 2.6: Sinais dos sensores de Efeito *Hall* e seus estados em detalhe.

No motor do projeto, três sensores de Efeito *Hall* estão espaçados de 120° em volta do estator. Quando o pólo Norte passa por um sensor, sua saída possui nível lógico 1. Quando o pólo Sul passa pelo sensor, sua saída é 0 (Jani 2006). Baseado na combinação dos três sensores, a sequência exata de comutação pode ser determinada (Yedamale 2003).

Portanto, os sensores de Efeito *Hall* (um para cada fase) fornecem informação sobre a polaridade e a posição angular do imã do rotor, baseados no campo magnético por eles identificado.

### 2.3.2 *Encoder*

O *encoder* é um sensor utilizado para converter a posição angular em um sinal digital. Pode ser incremental ou absoluto, óptico ou magnético.

O sensor incremental, também conhecido como relativo ou em quadratura, possui dois canais em quadratura e sua saída informa a mudança em relação a uma posição de referência (um canal em relação ao outro). Já o absoluto possui apenas um canal, cuja posição medida é a saída do sensor (García et al. 2004).

O *encoder* magnético pode ser baseado em Efeito *Hall*, produzindo pulsos cada vez que o imã do rotor passa pelo sensor. Pode também ser indutivo, com um detector de proximidade para contar os dentes metálicos de um disco dentado solidário ao eixo do rotor. Já o sensor óptico é baseado em detectores de luminosidade refletida por um disco óptico com linhas claras e escuras (García et al. 2004).

O *encoder* do motor utilizado para controlar posição (azimute) é um sensor magnético de Efeito *Hall* incremental acoplado diretamente ao eixo do rotor antes da redução de 43:1. Ele possui 512 linhas por revolução que, em quadratura, resulta em 2048 CPR (counts-per-revolution) de resolução. A figura 2.7 modificada do catálogo de *encoders* da Faulhaber Minimotors SA. (Faulhaber 2008b) mostra a montagem interna do sensor.

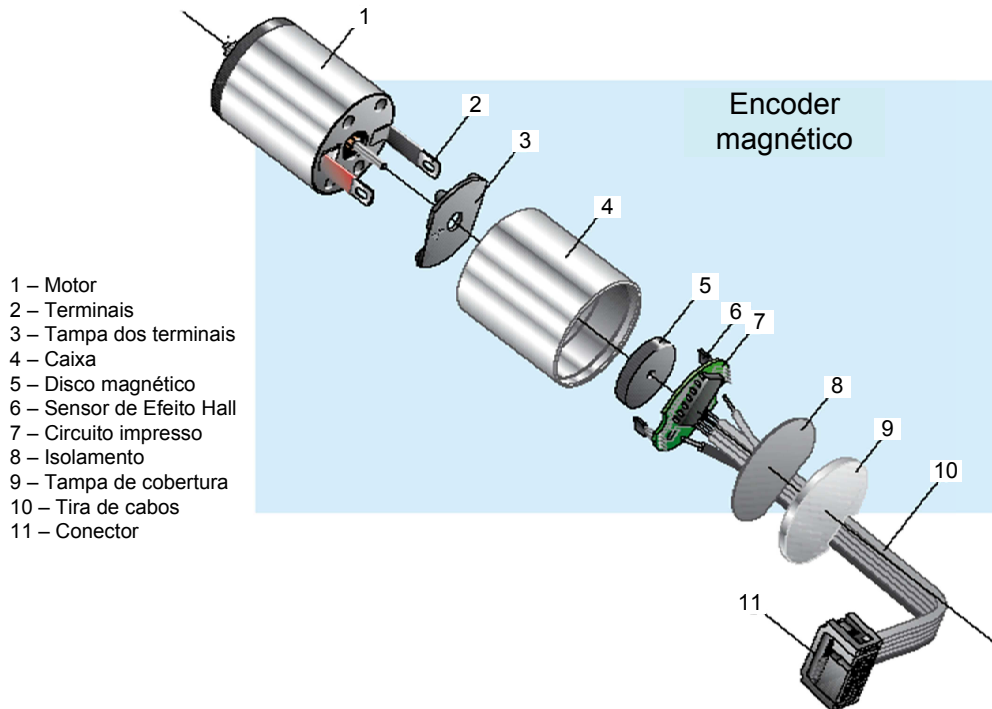


Figura 2.7: Partes construtivas do *encoder* integrado ao motor.

# Capítulo 3

## Modelagem e controle dos motores CC sem escovas

### 3.1 Modelagem do motor CC sem escovas

O modelo dinâmico do motor é indispensável para a análise e projeto do controlador a ser implementado. Ele é obtido a partir do estudo das características elétricas e mecânicas do motor.

As características elétricas são verificadas através de parâmetros e variáveis tais como: resistência, indutância, corrente, tensão aplicada, força contra-eletromotriz e todos os seus efeitos.

Já as características e variáveis mecânicas a serem consideradas são: inércia, constante de amortecimento, torque aplicado, de atrito e da carga e velocidade angular.

O motor sem escovas pode ser analisado sob duas abordagens: como um motor CA (Corrente alternada) ou como um motor CC de ímã permanente. Como um motor CA, o modelo obtido é não linear. Modelos deste tipo são apresentados em (Guinee & Lyden 1999, Hemati & Leu 1992, Kirtley Junior 2004, KO et al. 1994). Em se tratando de um sistema servo, a modelagem do motor sem escovas como um motor CC é suficiente e se aproxima bem da realidade como pode ser observado em (Axsys Technologies 2002, Wiberg 2003, Moreton 2000). Em (Moreton 2000), a modelagem é clara e de fácil compreensão e por isso foi utilizada como base para esta seção.

Um modelo do motor pode ser obtido utilizando todas as características lineares

e não lineares. Para o projeto de controle linear, a modelagem pode ser simplificada através da aproximação linear do modelo mais complexo, a partir de algumas hipóteses:

1. A força contra-eletromotriz  $E_b$  é proporcional à velocidade angular  $\omega_m$ , ou seja:

$$E_b = K_e \omega_m, \quad (3.1)$$

sendo  $K_e$  a constante de força contra-eletromotriz da fase em comutação;

2. O torque produzido pelo motor  $T_m$  é proporcional à corrente de armadura:

$$T_m = K_T i_a, \quad (3.2)$$

sendo  $K_T$  a constante de torque;

3. O torque de atrito viscoso  $T_B$  é proporcional à velocidade angular:

$$T_B = B \omega_m, \quad (3.3)$$

em que  $B$  é o coeficiente de atrito viscoso;

4. O torque devido à inércia total do sistema é proporcional à aceleração angular:

$$T_A = J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (3.4)$$

em que  $J = J_m + J_L/N_m^2 + J_S$  é a inércia total do sistema, sendo  $J_m$ ,  $J_L$  e  $J_S$  as inércias do motor, da carga e do sensor respectivamente, e  $N_m$  a redução do motor.

Uma das formas mais simples de modelar o motor é em função das constantes de tempo elétrica e mecânica do sistema eletromecânico equivalente.

A constante de tempo elétrica de um motor CC com escovas pode, na maioria das vezes, ser desprezada, porém no caso do motor sem escovas, esta constante geralmente é considerada na modelagem devido a alta indutância presente.

A constante de tempo mecânica é um parâmetro fundamental na modelagem pois, na maioria das vezes, é responsável pela maior contribuição na constante de tempo total do motor. Enquanto que a constante elétrica pode ou não ser desprezada, dependendo da aplicação do modelo, a constante mecânica nunca é desconsiderada.

### 3.1.1 Dinâmica do motor

O circuito elétrico equivalente para o motor CC sem escovas, mostrado na figura 3.1, corresponde a uma resistência  $R_a$  em série com uma indutância  $L_a$  da armadura do motor. A tensão aplicada corresponde a  $E_a$ , a força contra-eletromotriz é denotada por  $E_b$  e  $i_a$  é a corrente que circula pela armadura do motor.

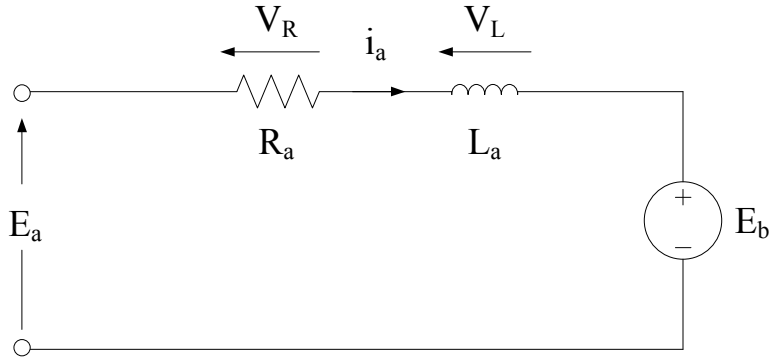


Figura 3.1: Circuito equivalente para o motor CC sem escovas.

Assim, com a aplicação da lei das malhas de Kirchhoff para o circuito de armadura do motor, obtém-se a equação:

$$E_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_b. \quad (3.5)$$

Como, por hipótese, a força contra-eletromotriz  $E_b$  é proporcional a velocidade angular  $\omega_m$ , a equação (3.5) fica:

$$E_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + K_e \omega_m. \quad (3.6)$$

O sistema mecânico do motor CC sem escovas é caracterizado pelo rotor e estator, acrescido do sensor, da redução e da carga. A figura 3.2 mostra o sistema mecânico

representativo do motor.

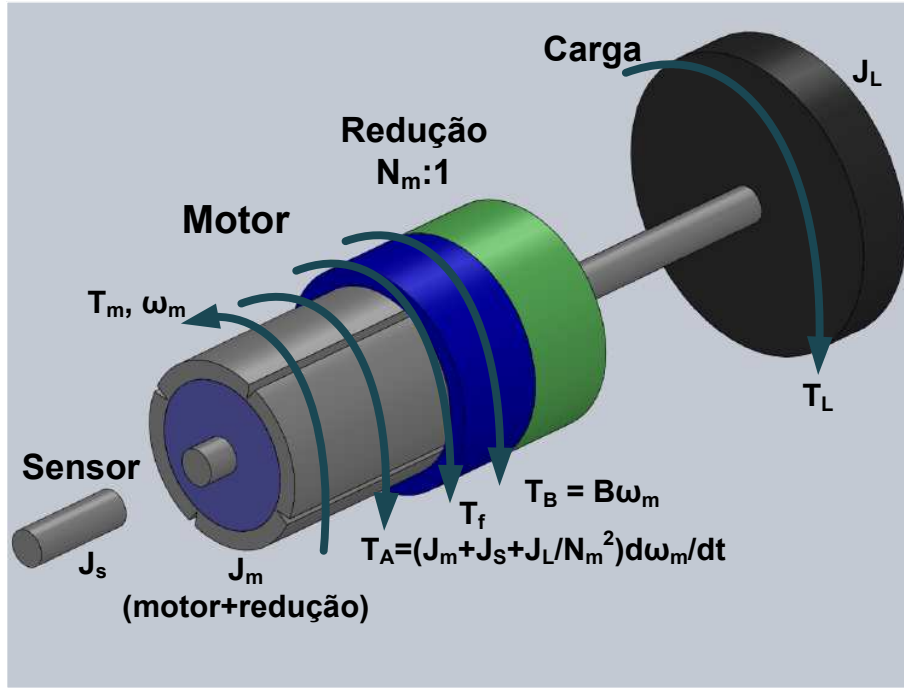


Figura 3.2: Sistema mecânico do motor CC sem escovas.

A equação que descreve o balanço de torques no motor é dada por:

$$T_m = T_A + T_B, \quad (3.7)$$

em que:  $T_m$  é o torque realizado pelo motor,  $T_A$  é o torque devido a inércia do sistema (motor, sensor e carga) e  $T_B$  é o torque de atrito viscoso.

Para obter um modelo linear do motor, os torques de atrito de Coulomb no motor e na carga ( $T_f$  e  $T_L$ ), que consistem em termos não lineares, são desconsiderados.

O torque de atrito viscoso, por hipótese, é proporcional à velocidade angular  $\omega_m$ . Já o torque devido à inércia total do sistema é proporcional à derivada da velocidade angular. Logo a equação (3.7) fica:

$$T_m = \left( J_m + J_s + \frac{J_L}{N_m^2} \right) \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m. \quad (3.8)$$

A diferença entre  $E_a$  e  $E_b$  é denotada  $V$ :

$$V = E_a - E_b. \quad (3.9)$$

Aplicando a Transformada de Laplace nas equações (3.6) e (3.8), obtém-se as funções de transferência da tensão  $V$  para a corrente de armadura  $i_a$  e do torque aplicado  $T = T_m$  para a velocidade angular do motor  $\omega_m$ ,  $G_1(s)$  e  $G_2(s)$  respectivamente:

$$G_1(s) = \frac{1}{L_a s + R_a}, \quad (3.10)$$

$$G_2(s) = \frac{1}{J s + B}, \quad (3.11)$$

A posição angular do motor  $\theta_m$  é obtida integrando-se a velocidade angular  $\omega_m$ . Logo, o diagrama de blocos do sistema eletromecânico do motor, em função de todos os seus parâmetros pode então ser representado como na figura 3.3.

Outra forma de obter o modelo é em função das constantes de tempo elétrica e mecânica do motor. O cálculo destas constantes é mostrado a seguir (Moreton 2000).

Mantendo constante a tensão aplicada ao motor, a velocidade do rotor e a corrente no estator crescem com o tempo. Supondo o rotor travado em uma posição em estado estacionário com a velocidade  $\omega_m$  sendo zero, a equação (3.6) fica reduzida a:

$$E_a = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a. \quad (3.12)$$

Dividindo-se os termos da equação por  $R_a$ , obtém-se a corrente final no estator:

$$I = \frac{L_a}{R_a} \frac{di_a}{dt} + i_a. \quad (3.13)$$

A solução desta equação diferencial é uma função que cresce exponencialmente até atingir o valor final  $I$ :

$$i_a = I \left( 1 - e^{-t \frac{R_a}{L_a}} \right). \quad (3.14)$$

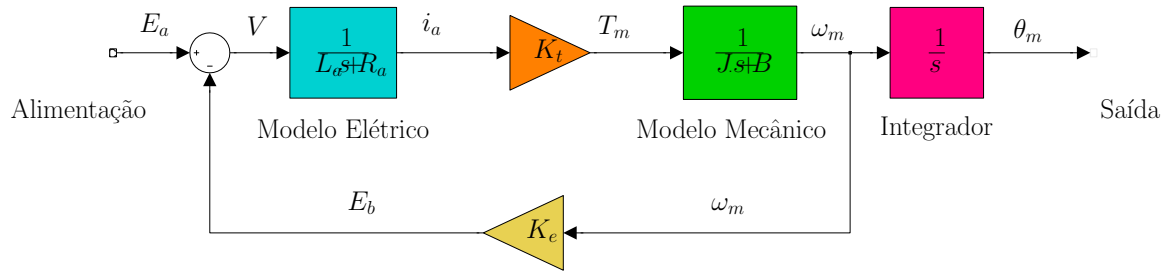


Figura 3.3: Diagrama de blocos do sistema em função dos seus parâmetros.

A constante de tempo elétrica é então definida como:

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}, \quad (3.15)$$

que é o instante em que a corrente atinge 63.2% de seu valor final.

Para encontrar a constante mecânica, considera-se que o rotor, em estado estacionário, possa rodar livremente ( $\omega_m \neq 0$ ), sem carga e sem tensão de alimentação. Assim, aplicando-se uma tensão constante no estator, a corrente circula por seu enrolamento e faz com que o rotor acelere. Desprezando o torque de atrito viscoso e o torque de atrito de Coulomb, o torque de aceleração no rotor é encontrado a partir da equação:

$$T_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt}, \quad (3.16)$$

em que  $J_m$  inclui além da inércia do motor, a inércia do sensor.

Para estudar outros fatores que afetam a taxa de crescimento da velocidade, assume-se que o motor não possui indutância e portanto, a constante de tempo elétrica é zero. Assim, a equação (3.6) se reduz a:

$$E_a = R_a i_a + K_e \omega_m. \quad (3.17)$$

A velocidade angular final (sem carga)  $\omega_{NL}$  para a tensão aplicada  $E_a$  é (Moreton 2000):

$$\omega_{NL} = \frac{E_a}{K_e}. \quad (3.18)$$



Substituindo o valor de  $i_a$  e combinando as equações (3.16), (3.17) e (3.18),  $\omega_{NL}$  pode ser reescrita como:

$$\omega_{NL} = \frac{R_a J_m}{K_T K_e} \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m. \quad (3.19)$$

Resolvendo a equação diferencial para  $\omega_m$ , obtém-se:

$$\omega_m = \omega_{NL} \left( 1 - e^{-t \frac{K_T K_e}{R_a J_m}} \right). \quad (3.20)$$

Logo, a constante de tempo mecânica é dada por (Sokira & Jaffe 1990):

$$\tau_m = \frac{R_a J_m}{K_T K_e}. \quad (3.21)$$

A constante mecânica de um motor com alimentação CC também pode ser obtida em função de seu coeficiente de atrito viscoso  $B$  da seguinte forma:

$$\tau_m = \frac{J_m}{B}. \quad (3.22)$$

A partir das equações (3.21) e (3.22), pode-se concluir que:

$$B = \frac{K_T K_e}{R_a}. \quad (3.23)$$

No caso de um motor com escovas, a constante de tempo elétrica é usualmente baixa em comparação com sua constante mecânica e a análise é frequentemente facilitada desprezando-se a indutância do motor. Porém, esta simplificação não é passível de ser realizada em um motor CC sem escovas, em que, para alguns casos,  $\tau_m < \tau_e$ . Com as constantes de tempo calculadas anteriormente, as funções de transferência do modelo elétrico  $G_1(s)$  e mecânico  $G_2(s)$ , mostradas no diagrama de blocos da figura 3.4 se resumem a:

$$G_1(s) = \frac{1}{\tau_e s + 1}, \quad (3.24)$$

$$G_2(s) = \frac{R_a}{K_T K_e} \frac{1}{\tau_m s + 1}. \quad (3.25)$$

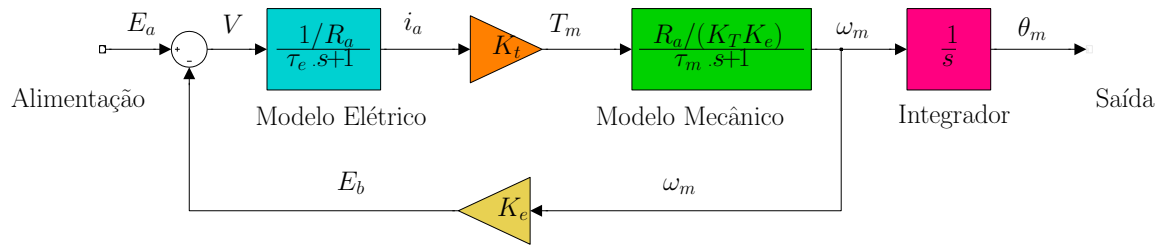


Figura 3.4: Diagrama de blocos do sistema em função das constantes de tempo.

Um novo modelo pode ser obtido, considerando características não-lineares até então omitidas. O modelo aumenta de complexidade com a inclusão de fenômenos como: zona morta, histerese e saturação, características presentes no modelo real. O diagrama de blocos deste modelo mais realista é mostrado na figura 3.5. Este modelo é utilizado para simulação do sistema real. Neste modelo estão inclusos os torques de atrito da carga  $T_L$  e do motor  $T_f$ , assumindo-os como perturbações ao sistema.

## 3.2 Controle de velocidade

Para acionar o hélice do propulsor utilizado para o posicionamento dinâmico foi implementado o controle de malha fechada de velocidade via *hardware*, através de um *drive* de motor CC sem escovas que, a partir da leitura dos sensores de Efeito *Hall* estima a velocidade do motor.

Cada transição positiva ou negativa no sinal de qualquer sensor de Efeito *Hall* faz com que o circuito integrado (CI), responsável pela estimação de velocidade, produza em sua saída um trem de pulsos de amplitude pré-definida e largura programável por um circuito RC. Este trem de pulsos, cujo valor médio cresce com a velocidade do servomotor, é integrado pelo amplificador do erro de rastreamento (diferença entre a tensão de referência e a tensão correspondente à velocidade estimada) que, configurado como um integrador, produz como saída uma tensão proporcional à velocidade do motor. Esta tensão estabelece o nível de referência para o PWM no controlador do motor e fecha a malha de velocidade (On Semiconductor<sup>®</sup> 2006a,b).

O diagrama de blocos representativo do controle de velocidade do motor CC sem escovas é ilustrado na figura 3.6. Como a tensão é proporcional à velocidade, a referência  $\omega_d$  é passada através de sinal de tensão para ser comparada com o sinal

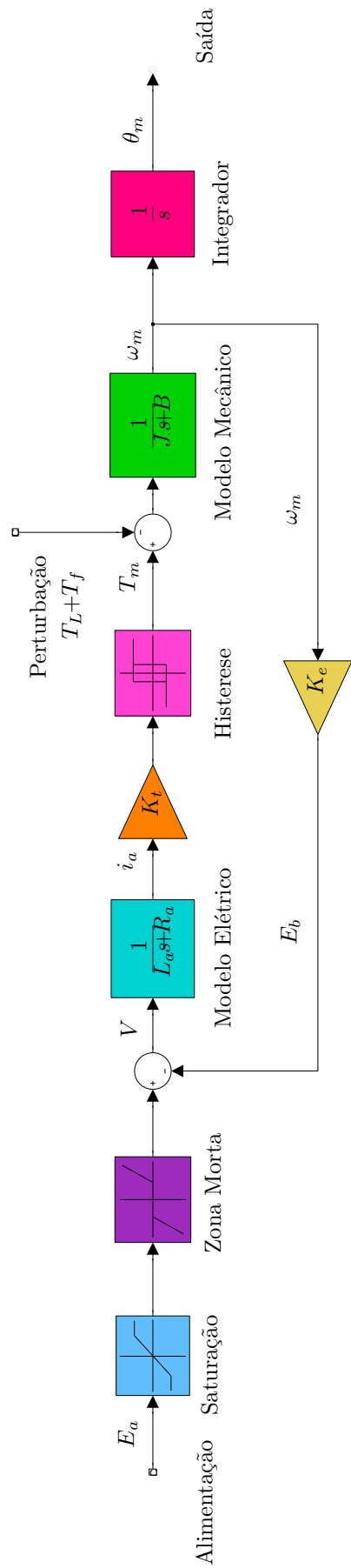


Figura 3.5: Diagrama de blocos completo do motor.

de realimentação, também dado em tensão ( $\omega_s$ ).

Uma vantagem da implementação do controle de velocidade por hardware consiste na redução de tarefas do  $\mu C$  (microcontrolador) permitindo que ele fique dedicado ao controle de posição.

### 3.3 Controle de posição

Para que os propulsores possam girar a plataforma, é preciso implementar o controle de posição do motor responsável pelo azimute (rumo), direcionando o empuxo de acordo com a rotação desejada.

O diagrama de blocos do controle de posição do motor é mostrado na figura 3.7.

Para projetar o controle do sistema de posicionamento angular do motor, é preciso analisar as especificações que serão atendidas. O controlador deve ser projetado de maneira a estabilizar o sistema em malha fechada, levando o erro o mais próximo de zero e evitando as oscilações.

As especificações de projeto, elaboradas de acordo com a aplicação (controle do azimute do propulsor) são:

1. Erro de regime menor do que 5 %.
2. *Overshoot* menor do que 5 %.
3. Tempo de resposta sem carga menor do que 5 s.

Como o ângulo do propulsor requer exatidão sem grande precisão, opta-se por um controlador Proporcional Derivativo (PD), por simplicidade e por atender às especificações requeridas, principalmente no que se refere a resposta transitória (Harbor 2000). O controlador PD evita oscilações e reduz o *overshoot*.

A sintonia do controlador pode ser obtida por diversos métodos. Como o modelo da planta é conhecido (dados obtidos na folha de dados do motor), optou-se por utilizar o método do Lugar das Raízes.

A função de transferência obtida pela redução de blocos do diagrama da figura 3.7 é mostrada na equação (3.26).

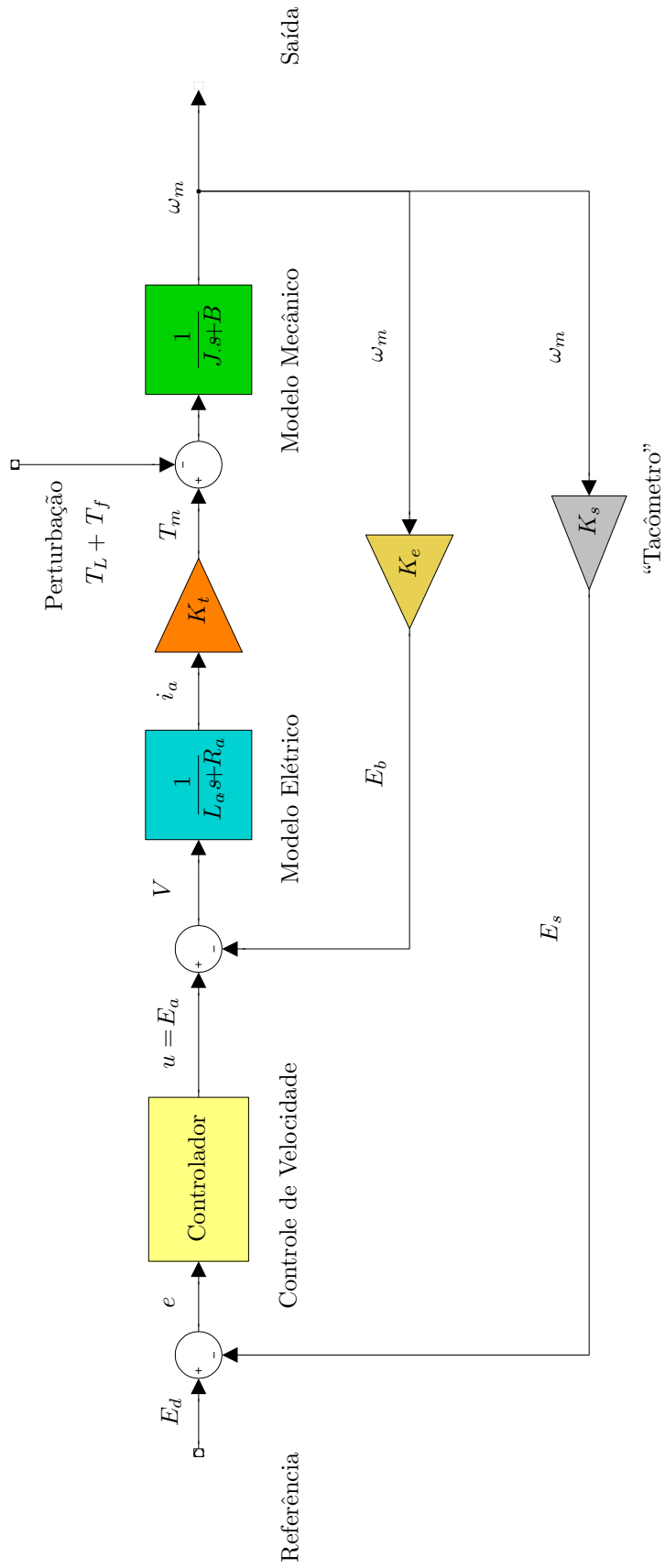


Figura 3.6: Diagrama de blocos do controle de velocidade.

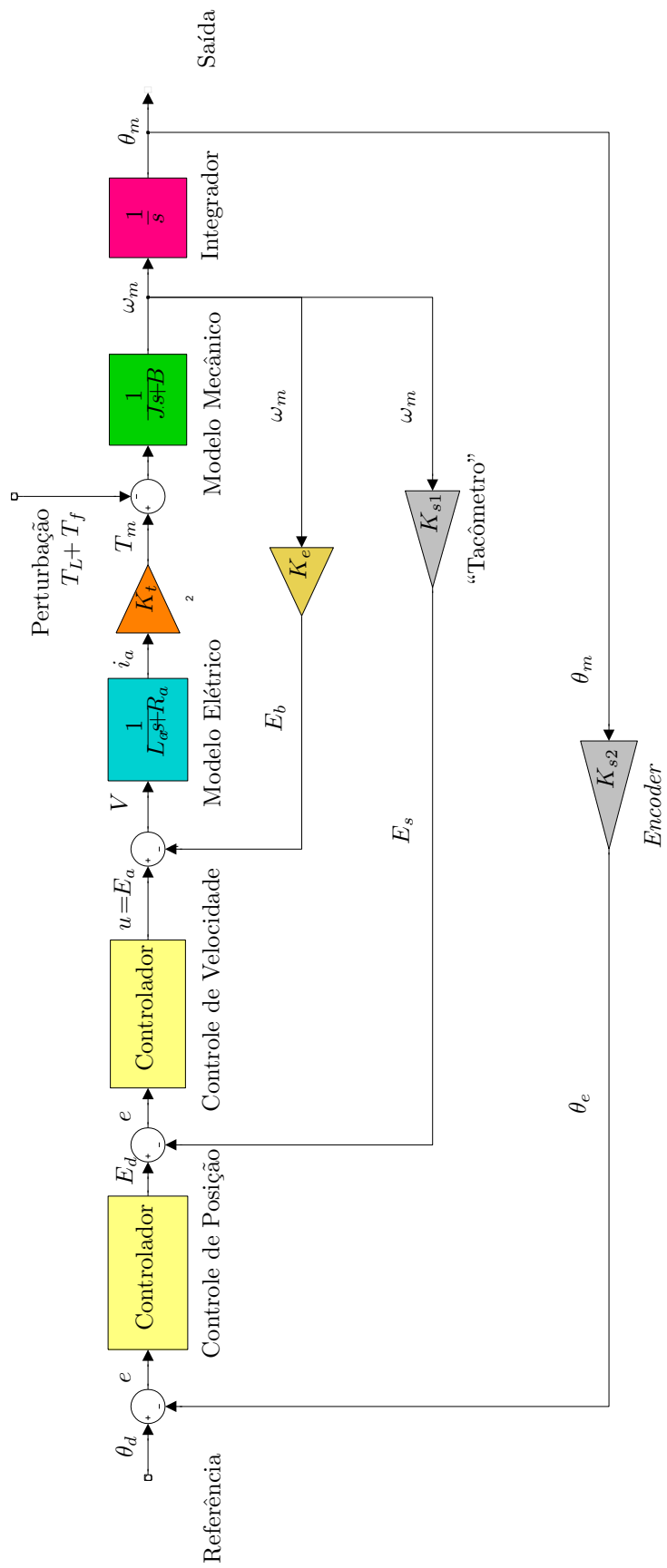


Figura 3.7: Diagrama de blocos do controle de posição.

$$G(s) = \frac{K_T}{[L_a J s^3 + (L_a B + R_a J) s^2 + (R_a B + K_T K_e) s]} . \quad (3.26)$$

Utilizou-se a ferramenta *sisotool* do MATLAB® para obter o compensador para o motor, buscando alocar apropriadamente os pólos de malha fechada do sistema.

A função de transferência entre o sinal do erro  $E(s)$  e o sinal de controle  $U(s)$  do controle PD analógico ideal é dada por:

$$C(s) = K_p (1 + s \tau_d) , \quad (3.27)$$

em que  $\tau_d$  é a constante de tempo derivativa e  $K_p$  é o ganho proporcional.

Porém, um derivador puro não é fisicamente implementável, pois causaria uma grande amplificação do ruído de medida. Portanto, o ganho derivativo deve ser limitado. Para isso, pode-se aproximar a função  $s \tau_d$  por (Åström & Wittenmark 1997):

$$s \tau_d \approx \frac{s \tau_d}{1 + s \tau_d / N} . \quad (3.28)$$

A função de transferência da equação 3.28 aproxima bem o derivador para baixas frequências e para altas frequências o ganho é limitado por  $N$ . Os valores típicos de  $N$  variam de 3 (para sistemas com maiores níveis de ruído) a 20 (para sistemas com baixo ruído) (Åström & Wittenmark 1997). Outra modificação na lei de controle consiste em aplicar a derivada apenas no sinal de saída ( $Y(s)$ ) e não no sinal do erro ( $E(s) = R(s) - Y(s)$ ), devido ao problema de a derivada ser infinita na transição do degrau de referência.

Assim, o sinal de controle fica:

$$U(s) = K_p \left[ R(s) - Y(s) - \frac{s \tau_d}{1 + s (\tau_d / N)} Y(s) \right] , \quad (3.29)$$

em que  $R(s)$  é o sinal de referência e  $Y(s)$  é o sinal de saída.

No capítulo 5, as simulações correspondentes ao projeto realizado no MATLAB® serão apresentadas, assim como os valores obtidos para os parâmetros do controlador.

### 3.4 Implementação digital

Para aplicar o controle através de um microcontrolador ( $\mu C$ ), é necessário discretizar o controlador projetado. Para isso, é importante definir corretamente o período de amostragem  $h$  a ser adotado na discretização para que não haja perda de informação do sistema real. De acordo com o teorema de Nyquist, a frequência de amostragem ( $\omega_s = \frac{2\pi}{h}$ ), para um sinal de banda limitada, deve ser no mínimo maior que duas vezes a frequência máxima do sinal amostrado (Diniz et al. 2004):

$$\omega_s \geq 2\omega_c. \quad (3.30)$$

Para encontrar o período de amostragem  $h$  utilizou-se o critério prático mostrado em (Åström & Wittenmark 1997), o qual afirma que o período de amostragem pode ser obtido a partir do tempo de subida da resposta ao degrau do sistema em malha fechada ( $T_r$ ) através da seguinte relação:

$$N_r = \frac{T_r}{h}, \quad (3.31)$$

em que  $N_r$  é o número de amostragens por tempo de subida do sistema e encontra-se na faixa de 4 a 10 como uma boa aproximação inicial.

Porém, o tempo de subida do sistema em malha fechada só pode ser medido após a aplicação do controle. Portanto, utilizou-se como base o tempo de subida obtido pela resposta ao degrau do sistema.

Com base na análise da resposta ao degrau do motor (parte mecânica), conclui-se que o tempo de subida (sem carga) é de aproximadamente 0,04 s. Para melhorar a discretização, utilizou-se quarenta amostras dentro do tempo de subida do motor, chegando ao valor de 0,001 s para o período de amostragem prático. O número de amostras depende também do processamento do  $\mu C$ . Como o microcontrolador utilizado, cuja descrição será apresentada no capítulo 4, permite utilizar maior número de amostras, optou-se por um número quatro vezes maior que o indicado em (Åström & Wittenmark 1997) para aproximar o sistema controlado o máximo possível da realidade.

Após a implementação do controle, concluiu-se que o valor de  $h$  escolhido atende



aos requisitos do sistema, respeitando o tempo de processamento dos cálculos, leitura de sensores e escrita na saída do  $\mu\text{C}$ .

Para a discretização do controlador, existem vários métodos. Os mais usuais são: Tustin, Euler avançado (forward) e Euler atrasado (backward). Para o controlador PD, o termo proporcional não necessita de nenhuma aproximação (por ser estático). Já para o termo derivativo, utilizou-se o método de Euler atrasado (Åström & Wittenmark 1997).

O termo derivativo obtido da equação 3.29 é dado por:

$$D(s) = -K_p \frac{s \tau_d}{1 + s (\tau_d/N)}. \quad (3.32)$$

Logo, no domínio do tempo obtém-se:

$$\frac{\tau_d}{N} \frac{dD(t)}{dt} + D(t) = -K_p \tau_d \frac{dy(t)}{dt}. \quad (3.33)$$

Aproximando a derivada por Euler atrasado, com período de amostragem  $h$ , o termo derivativo é dado por:

$$D(z) = \frac{\tau_d}{\tau_d + N h} D(z - 1) - \frac{K_p \tau_d N}{\tau_d + N h} [y(z) - y(z - 1)]. \quad (3.34)$$

Logo, o sinal de controle fornecido pelo microcontrolador é:

$$u(k) = K_p e(k) - \frac{K_p N \tau_d}{\tau_d + N h} [y(k) - y(k - 1)] + \frac{\tau_d}{\tau_d + N h} u(k - 1), \quad (3.35)$$

$u(k)$  e  $u(k - 1)$  são, respectivamente, os sinais de controle no instante atual e no instante anterior,  $e(k)$  é o sinal do erro no instante atual,  $y(k)$  e  $y(k - 1)$  são os sinais de saída no instante atual e no instante anterior, respectivamente.

# Capítulo 4

## Eletrônica embarcada

Eletrônica embarcada (sistema embarcado) consiste em um sistema microcontrolado no qual o computador é dedicado à realização de tarefas específicas para o controle do sistema a ele associado (Carneiro 2008). Ela é responsável pela aquisição de dados através da leitura de sensores, controle e acionamento dos motores e comunicação.

Neste capítulo serão descritos todos os elementos principais da eletrônica projetada para o acionamento e controle dos motores, divididos em quatro partes fundamentais: acionador (*drive*), microcontrolador e leitura de sensores, alimentação e comunicação.

### 4.1 Arquitetura e descrição geral do sistema

Conforme pode ser visto na figura 4.1, a arquitetura proposta para a eletrônica do sistema de posicionamento dinâmico será composta de duas Placas de Circuito Impresso (PCI). Uma das placas contém um microcontrolador ( $\mu C$ ) que permite a comunicação serial padrão RS485 ou sem fio padrão *Wi-Fi* com a central de comando no computador. Este  $\mu C$ , denominado mestre (*master*), é responsável pela comunicação, gerenciamento da operação da placa que o contém e da operação da segunda placa, cujo microcontrolador é denominado escravo (*slave*). Ambas as placas são encarregadas pelo acionamento e monitoração dos servomotores CC sem escovas dos propulsores, assim como da leitura de sensores para implementar o controle. A comunicação entre o microcontrolador *master* e o *slave* será feita através

de uma interface serial SPI<sup>1</sup>.

Durante a operação do sistema completo, o microcontrolador mestre receberá os comandos de empuxo e azimute de cada propulsor, gerados pelo computador central da console de comando, e distribuirá os comandos correspondentes para seu próprio circuito e para o escravo. O algoritmo de posicionamento da plataforma e distribuição de empuxos dos propulsores será executado pelo computador da central de comando.

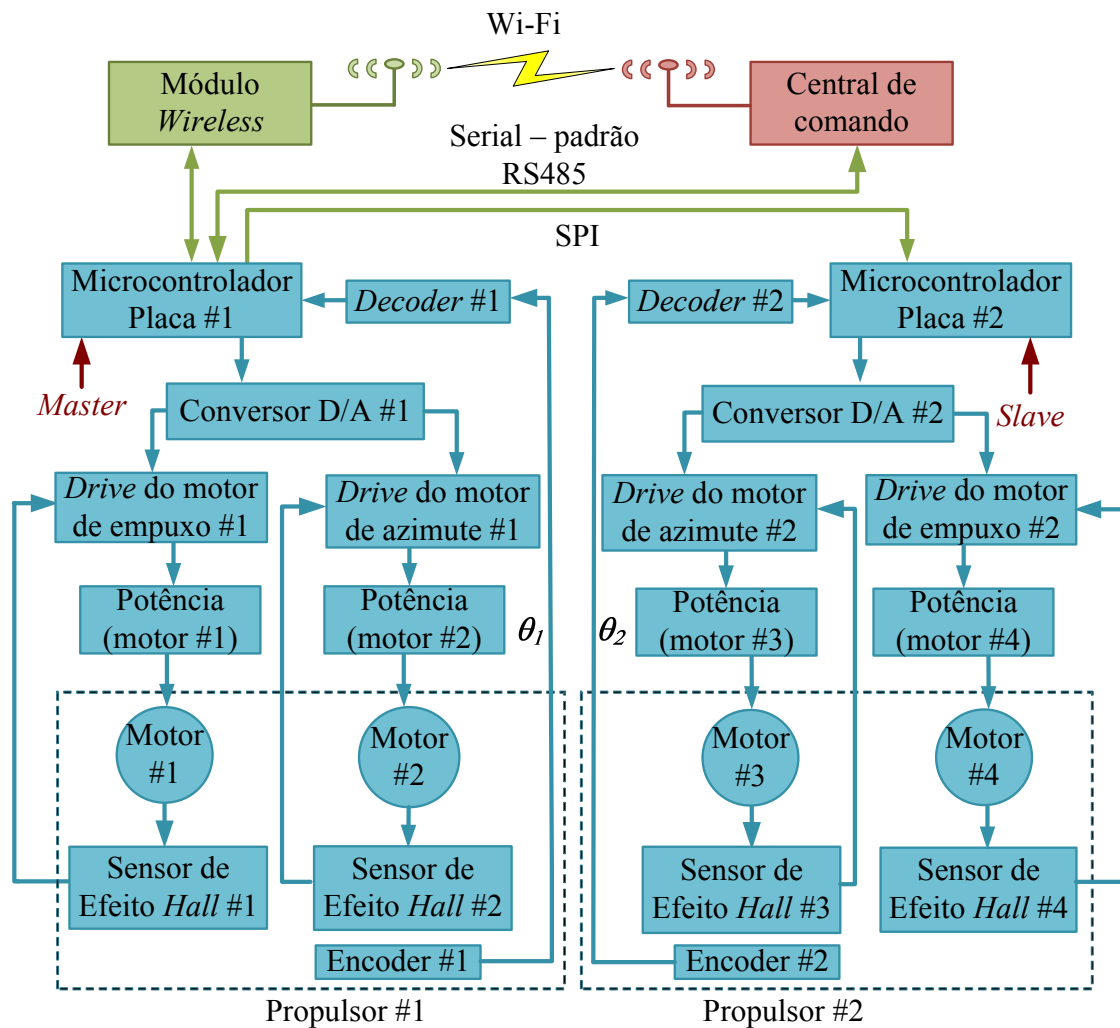


Figura 4.1: Arquitetura proposta.

Atualmente, a placa *master* apenas controla um propulsor e recebe comandos do computador para os motores via comunicação serial (RS485). A passagem manual de referência para o propulsor será feita por um *joystick* e o controle automático supervisionado pela interface de controle na central de comando. A placa *slave*, assim como seu controle pela placa *master* (via SPI) e a utilização da comunicação

<sup>1</sup>Serial Peripheral Interface

*wireless* da placa *master* são propostas de trabalhos futuros. O *firmware* da placa *master* será abordado no capítulo 6, seção 6.5, que corresponde ao controle do propulsor.

## 4.2 Acionador (*Drive*)

O acionador de um motor CC sem escovas é responsável por gerar um sinal PWM a partir da alimentação CC, que é transformado em corrente para acionar as fases do motor pelo circuito inversor. Os circuitos que compõem um *drive* são (Sokira & Jaffe 1990):

- Controlador - Responsável por gerar o sinal PWM, ler os sensores de Efeito *Hall*, monitorar a comutação e o sentido de rotação do motor, assim como freiá-lo;
- Sensor ou estimador de velocidade - É a realimentação da malha de controle. Na eletrônica projetada, este elemento consiste em um circuito integrado que utiliza os sensores de Efeito *Hall* para estimar a velocidade atual do motor;
- Componentes de potência - Ponte de três fases contendo transistores para chavear a corrente nas fases do motor.

Dependendo da faixa de tensão e corrente, o circuito de potência responsável por chavear a corrente nas fases do motor pode conter MOSFETs, IGBTs ou transistores bipolares. Para o motor do projeto optou-se por MOSFET<sup>2</sup>, pois fornece maior corrente, maiores frequências de chaveamento e é de fácil conexão com microprocessadores.

A modulação PWM permite variar o valor médio da tensão aplicada a cada enrolamento do estator durante a sequência de comutação (On Semiconductor<sup>®</sup> 2006a), ligando e desligando a tensão máxima para cada fase, em uma frequência que permite que a tensão média deste sinal seja correspondente à velocidade fornecida como referência (Wiberg 2003).

---

<sup>2</sup>*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*

A velocidade do motor é proporcional à tensão aplicada, portanto, variando o ciclo de PWM de 0% a 100% resulta em controle de velocidade linear de 0% a 100% da velocidade máxima em RPM<sup>3</sup> (Brown 2002). Se o chaveamento ocorrer em uma frequência maior que a frequência da variação de corrente no motor, o erro entre a corrente aplicada e a desejada pode ser minimizada (Yeadon & Yeadon 2001) e por consequência o erro de velocidade também.

As vantagens de utilizar PWM para controle de velocidade do motor são (Wiberg 2003):

- Facilidade de implementar em um microcontrolador;
- Maior torque no motor quando os pulsos utilizam tensão de alimentação máxima em pequenos intervalos de tempo;
- Não há perdas de potência na bateria a baixas velocidades. Se uma tensão variável for requerida utiliza-se um resistor em série que drena parte da tensão. Contudo, isto significa que a bateria continua suprindo o sistema com a tensão máxima e parte da potência é dissipada no resistor.

Para o projeto foi utilizado um *drive* combinando três circuitos integrados, que, em conjunto, desempenham todas as funções necessárias para o controle dos servomotores CC sem escovas:

1. Controlador de motor CC sem escovas:

O controlador é o MC33035 da On Semiconductor<sup>®</sup>. Ele é responsável por gerar o sinal PWM para acionar as fases do motor, a partir da leitura dos sensores de Efeito *Hall* e das informações do adaptador de malha fechada MC33039, monitorar a comutação e o sentido de rotação do motor, assim como freiá-lo. O controlador também fornece um sinal que indica erros no sistema tais como: sobrecorrente, falta de alimentação, *Enable* (habilita o CI) não ativado e codificação inválida dos sensores de Efeito *Hall*.

As entradas digitais *Brake* e *Fwd/Rev* do MC33035 são comandadas por portas do microcontrolador. A entrada *Fwd/Rev* permite a inversão do sentido de

---

<sup>3</sup>Rotações por Minuto

rotação do motor e a *Brake* permite travar o eixo do motor. Primeiramente, a conexão entre as portas do  $\mu\text{C}$  e do controlador do motor foi feita de forma direta. Após a análise dos sinais obtidos, verificou-se grande oscilação devido a ruídos. A ocorrência deste problema foi devido ao fato de que o MC33035 e o microcontrolador possuem terras diferentes e não estavam sendo devidamente isolados (loop de terra). A solução encontrada foi colocar um opto acoplador com saída acionada por fototransistor entre o  $\mu\text{C}$  e o controlador.

Já as portas *Enable* e  $60^\circ/120^\circ$ , que antes também eram comandadas por portas do  $\mu\text{C}$ , foram fixadas de acordo com o seu funcionamento: *Enable* é colocada em aberto (nível lógico 1, pois essa porta já contém internamente um resistor de *pull-up*) e  $60^\circ/120^\circ$  é ligada diretamente no terra de potência (terra da bateria), já que os sensores de Efeito *Hall* estão espaçados de  $120^\circ$ , conforme dito na seção 2.3.1 (capítulo 2). A primeira opção por fixar estas portas ao invés de colocar opto acopladores é justificada pelo fato de que são sinais constantes, que não precisam ser alterados pelo microcontrolador. Porém, para permitir também alteração destas portas para outras aplicações, na segunda versão da placa também são colocados opto acopladores.

## 2. Estimador de velocidade para malha fechada de velocidade:

O estimador de velocidade para fechar a malha de controle é o MC33039 da On Semiconductor<sup>®</sup>. Ele fornece um sinal de tensão proporcional a velocidade atual do motor, eliminando a necessidade de um tacômetro, conforme explicado na seção 3.2 (capítulo 3).

## 3. Ponte de MOSFET's em configuração de três fases, com MOSFET's de canal *N* para a parte superior do *drive* e de canal *P* para a parte inferior:

A ponte de MOSFET's é o MPM3003 da Motorola Semiconductor<sup>®</sup>. A concentração dos 6 MOSFET's em um único CI traz confiabilidade e robustez em comparação com a utilização de componentes isolados, oferecendo altas correntes exigidas na partida ou freio do motor e na transição abrupta de sentido de rotação (Motorola Semiconductor<sup>®</sup> 1997).

A facilidade de integração destes três circuitos de forma a manter um bom desempenho do controle dos motores CC sem escovas, assim como a simplicidade e baixo

custo do adaptador de malha fechada de velocidade, eliminando a necessidade de um tacômetro, foram atributos fundamentais para a escolha deste conjunto de CI's em comparação com outras possibilidades analisadas na fase de seleção de componentes eletrônicos.

Algumas vantagens adicionais proporcionadas pelo controlador reforçam a escolha: proteção contra sobrecorrente, facilidade de integração com o  $\mu\text{C}$ , acessibilidade ao amplificador do erro para aplicações servo e operação com boa faixa de alimentação (10 a 30 V).

### 4.3 Microcontrolador e leitura de sensores

Para realizar a leitura do *encoder*, executar o algoritmo de controle de posição, fornecendo os sinais de referência para o *drive* do motor de velocidade e do motor de azimute, e realizar a comunicação entre placas, foi utilizado 1 microcontrolador AVR<sup>®</sup> AT90CAN64 da ATMEL<sup>®</sup> Corporation (ATMEL<sup>®</sup> Corporation 2007) de 8 bits para cada placa. Além destas funções, o  $\mu\text{C}$  *master* realiza a comunicação com o computador da console de comando, através de um canal USART<sup>4</sup>.

As vantagens deste  $\mu\text{C}$  que contribuíram para sua escolha são:

- Possui 7 portas de entrada/saída (6 de 8 bits e 1 de 5 bits), permitindo a utilização de apenas um  $\mu\text{C}$  em cada placa;
- Contém dois canais USART, um para gravação flash do *firmware in-system* (ISP) e outro para comunicação (padrão RS485 ou wireless);
- Apresenta controlador de interface CAN<sup>5</sup> (a ser futuramente implementada), permitindo a conexão com equipamentos de redes industriais;
- A memória de 64K é capaz de realizar todas as tarefas do sistema, sem perdas ou sobrecargas de operações no microcontrolador;
- Possui conversor analógico digital interno e interfaces seriais SPI e I<sup>2</sup>C (Inter-Integrated Circuit), além da USART para comunicação com outros dispositivos;

---

<sup>4</sup> *Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*

<sup>5</sup> *Controller Area Network*

- É de fácil programação em um compilador de interface amigável através de linguagem C (CVAVR - Code Vision AVR ©).

Para a gravação do *firmware* no  $\mu$ C utiliza-se um conector ISP<sup>6</sup>, que é conectado na placa sem a necessidade de retirar o microcontrolador do sistema.

As referências para os *drivers* dos motores são fornecidas pelo AT90CAN64, sendo sinais digitais. Para converter esses sinais em sinais analógicos para serem fornecidos ao controlador de cada motor, utilizou-se o conversor D/A (Digital-Analógico) de 12 bits e 4 saídas DAC7725 da Texas Instruments®.

Os motivos de sua escolha são:

- As saídas podem ser atualizadas simultaneamente pois possui duplo *buffer*;
- Operação unipolar ou bipolar;
- Entrada de dados paralela;
- Consome pouca potência (20 mW);
- Possui *reset* para escala zero, ou seja, os registradores assumem valor 0 com o comando de *reset*.

Para a leitura do *encoder* em cada placa utilizou-se o decodificador de quadratura HCTL-2032 (Avago Technologies® 2007), cuja saída é conectada a uma porta de 8 bits do AVR®, configurada como entrada digital.

A leitura do sinal do *encoder* é feita a partir de um canal do *decoder* que, codificado em quadratura, resulta em uma saída que é 4 vezes o número de pulsos contados pelo sensor de posição.

No  $\mu$ C, a leitura do sensor é feita *byte* por *byte* (total de 4), combinando adequadamente os pinos do *decoder* *SEL1* e *SEL2*, como mostrado na tabela 4.1 (modificada de (Texas Instruments® 2007)).

---

<sup>6</sup>*In-System Programming*



Tabela 4.1: Leitura dos *bytes* do *decoder*.

SEL1	SEL2		
0	1	D4	<i>Byte</i> mais significativo
1	1	D3	2° <i>Byte</i>
0	0	D2	3° <i>Byte</i>
1	0	D1	<i>Byte</i> menos significativo

## 4.4 Alimentação

A alimentação de cada placa é realizada por uma bateria de Lítio Polímero (LiPo) de 22,2 V, 5000 mAh, marca Thunder Power<sup>®</sup>, muito utilizada em aeromodelos. Ela contém 6 células de 3,7 V ligadas em série. Mais detalhes da bateria e carregadores encontra-se no anexo A.2.

A tensão de 22,2 V é utilizada para alimentar o *drive* do motor sem escovas, formado pelos três CI's citados na seção 4.2, com todos os resistores, diodos, leds e capacitores a eles associados. Esta parte da placa é isolada e denominada a parte de potência do sistema.

A outra parte da eletrônica é composta pelo microcontrolador, o conversor D/A, o *decoder*, o módulo *wireless*, o controlador de CAN (PCA82C250 da Philips Semiconductors<sup>®</sup>), o *transceiver* de comunicação RS485, o *encoder* do motor e os amplificadores de isolamento ISO124 da Texas Instruments<sup>®</sup>, para isolar os sinais de controle gerados no  $\mu C$  da parte de potência evitando a propagação de ruído. Para a alimentação desta parte da placa utilizou-se um conversor CC/CC da Traco Power<sup>®</sup> com saída de  $\pm 15$  V em relação a um terra diferente do terra da bateria e entrada sendo a tensão da bateria, isolando as duas partes do circuito.

Após testes e análises, verificou-se a necessidade de um outro conversor CC/CC com saída de  $\pm 15$  V em relação ao terra da bateria, para alimentar o ISO124 em contato com a parte de potência.

As tensões de  $\pm 15$  V (dos dois conversores CC/CC) são utilizadas apenas pelos amplificadores isoladores e portanto para alimentar os outros componentes utilizou-se a saída de +15 V do conversor CC/CC (com terra diferente da bateria - chamado terra de eletrônica), como entrada de um regulador de tensão de 5 V da On Semiconductor<sup>®</sup> (On Semiconductor<sup>®</sup> 2008).

Para módulo de *wireless*, que necessita de uma tensão de alimentação de 3,3 V, foi utilizado um regulador LM1117 da National Semiconductor® (National Semiconductor® 2004) na saída do regulador de 5 V.

## 4.5 Comunicação

A comunicação serial entre a placa *master* e o computador da central de comando é realizada através do padrão RS485. Adotou-se este padrão devido à sua boa imunidade a ruídos, longo alcance em modo comum, taxa de transmissão adequada e capacidade multiponto. Para a aplicação do projeto, assim como controle de redes, automação industrial, terminais remotos, sistemas automatizados em construções civis e sistemas de segurança, a maior vantagem do RS485 consiste na robustez de transmissão de dados ao longo de distâncias relativamente grandes (Kinnaird 2003).

O sinal RS485 provê soluções para vários desafios de comunicação em sistemas de controle digital de motores, tais como:

- Supera ruídos elétricos causados por alta tensão de saída de *drivers* de motores;
- Para longas distâncias, *drivers* diferenciais confiáveis e a grande capacidade do modo comum garantem a confiabilidade do sinal;
- Proteção eletrostática e resistência a sobretensão estão disponíveis;
- A velocidade disponível com o sinal RS485 é suficiente para não causar impacto significativo no desempenho de sistemas servo, mesmo quando ocorre erro de verificação e *overhead* de protocolo;

Em geral, uma taxa de transmissão moderada, características robustas e a grande disponibilidade de *transceivers* fazem desta tecnologia uma boa opção para muitas aplicações de controle digital (Kinnaird 2003). O *transceiver* escolhido foi o MAX485 da Maxim® (Maxim 1996), devido à facilidade de utilização, quantidade disponível em laboratório e eficiência comprovada em outros projetos já realizados.

A figura 4.2 mostra a placa em diagrama de blocos e a figura 4.3 mostra a foto da placa *master* desenvolvida para o projeto. Mais informações podem ser vistas nos esquemáticos da placa contidos no anexo A.4.

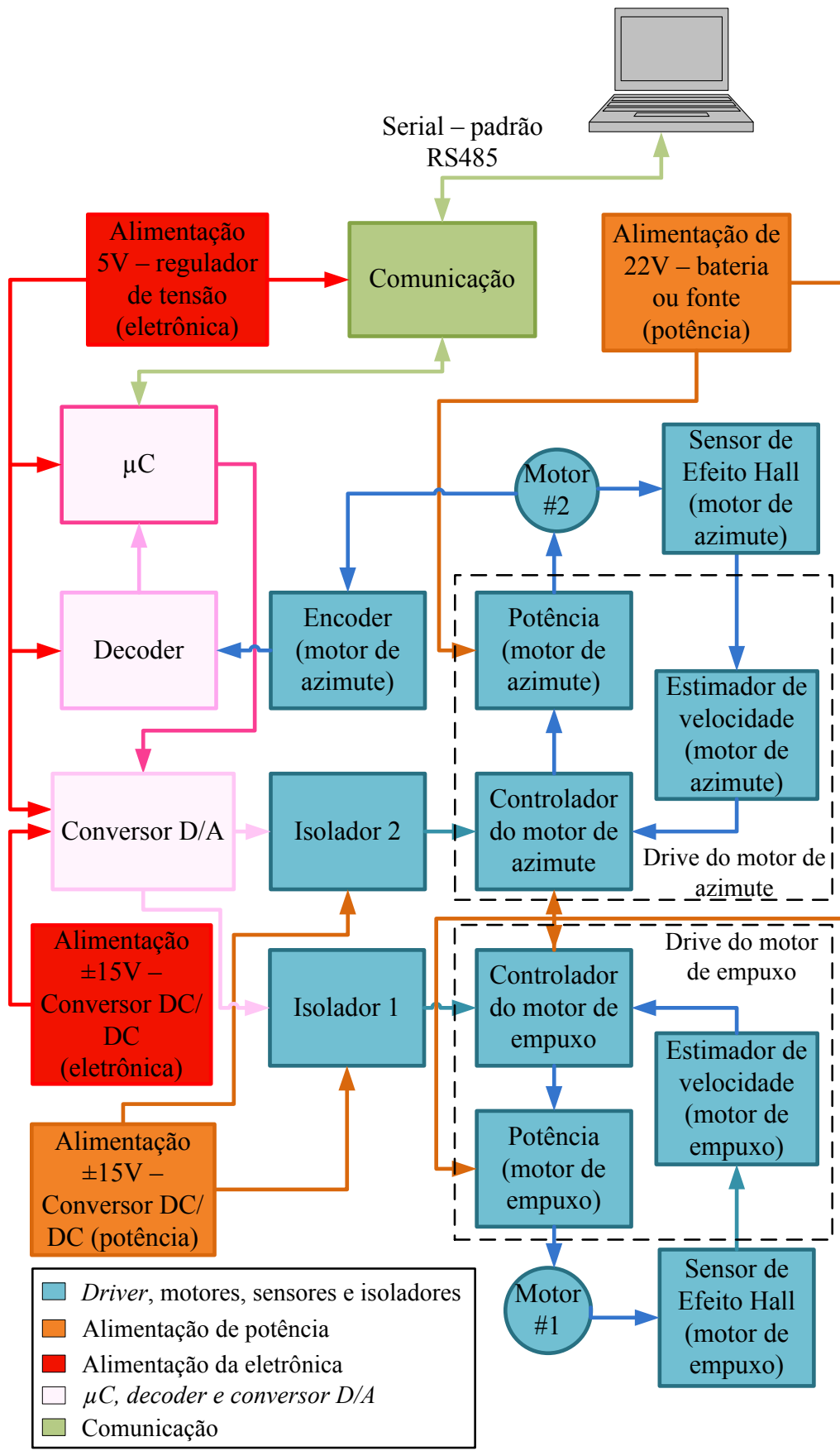


Figura 4.2: Diagrama da placa desenvolvida.

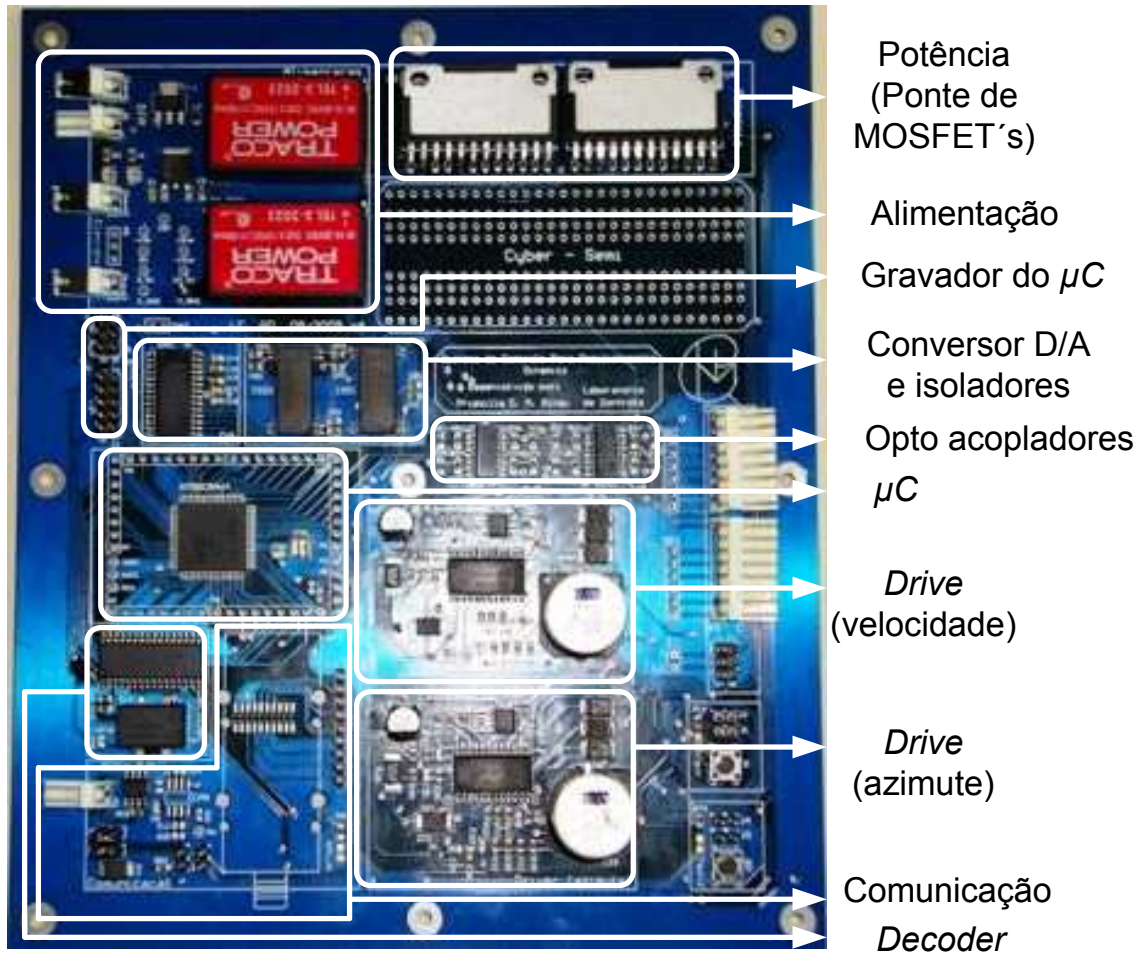


Figura 4.3: Placa *master* desenvolvida para o projeto.

# Capítulo 5

## Simulações e experimentos

### 5.1 Simulações

#### 5.1.1 Projeto do controlador de posição

O projeto do controlador de posição dos motores foi feito com base no método do Lugar das Raízes a partir do modelo simplificado do capítulo 3 (figura 3.3). Com a função de transferência representativa da dinâmica do motor obtida a partir da equação (3.26) com os parâmetros da tabela 5.1, utilizou-se a ferramenta *sisotool* do MATLAB<sup>®</sup>, adicionando pólos e zeros no compensador e ajustando seu ganho de maneira a cumprir as especificações de projeto, elaboradas de acordo com a aplicação (controle do *azimute* do propulsor):

1. Erro de regime menor do que 5%.
2. *Overshoot* menor do que 5%.
3. Tempo de resposta sem carga menor do que 1 s.

Tabela 5.1: Parâmetros do servomotor CC sem escovas azimutal.

Parâmetro	Valor
$K_T$	$7,420 \times 10^{-3} \text{ Nm/A}$
$K_e$	$7,77 \times 10^{-4} \text{ V/rpm}$
$L_a$	$5,25 \times 10^{-4} \text{ H}$
$R_a$	$15,1 \text{ ohms}$
$J$	$0,510 \text{ gcm}^2$
$B$	$3,6460 \times 10^{-6} \text{ Nm.s}$
$\tau_m$	$0,014 \text{ s}$
$\tau_e$	$3,477 \times 10^{-5} \text{ s}$

$$G(s) = \frac{2,6443 \times 10^9}{s^3 + (2,8838 \times 10^4)s^2 + (4,1091 \times 10^6)s}. \quad (5.1)$$

O controlador projetado consiste em uma estratégia proporcional derivativa, conforme dito na seção 3.3 do capítulo 3. O valor de  $N$  foi escolhido como 3, ou seja, o menor valor indicado em (Åström & Wittenmark 1997) para evitar a amplificação de ruídos presentes no sistema.

A obtenção de  $K_p$  e  $\tau_d$  a partir dos pólos e zeros ajustados na ferramenta *sisotool* é realizado da seguinte maneira:

$$C(s) = K_p \left( 1 + \frac{\tau_d}{1 + (\tau_d/N)s} \right) = K_p \left( \frac{1 + (\tau_d/N + \tau_d)s}{1 + (\tau_d/N)s} \right). \quad (5.2)$$

O valor encontrado para o termo  $(\tau_d/N + \tau_d)$  foi de aproximadamente 0,013 e o valor do termo  $(\tau_d/N)$  foi aproximadamente 0,0033. O pólo do controlador foi alocado em  $-300$  (valor elevado para melhor se aproximar de um PD ideal) e o zero foi alocado em 75,188.

Os valores obtidos para o controlador são mostrados na tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros do controlador.

Parâmetro	Valor
$K_p$	2,7
$\tau_d$	0,01
$N$	3

### 5.1.2 Simulação do controle de posição

O modelo utilizado no *Simulink* do MATLAB<sup>®</sup> é mostrado na figura 5.1. Os blocos são detalhados nas figuras 5.2, 5.3, 5.4 e 5.5. O modelo simulado corresponde ao modelo realista mostrado no capítulo 3, incluindo zona morta e saturação do sinal de controle. Os torques de atrito da carga e do motor e a histerese são desprezados.

Todo atuador real é limitado. Essa limitação é traduzida na forma de saturação do sinal fornecido à planta.

Simulando o modelo para uma referência variando de 0 a 45°, obtêm-se os resultados mostrados na figura 5.6.

A partir da análise dos sinais obtidos nesta simulação preliminar, nota-se que o ângulo chega ao seu valor de referência e a corrente não atinge o seu máximo.

Considerando a inclusão da carga no sistema, a inércia total passa a ser  $J = J_m + J_L$ , sendo  $J_m$  a inércia do motor e  $J_L$  a inércia da carga (já considerando a redução), e o coeficiente de atrito viscoso passa a ser  $B = B_m + B_L$ . Como a inércia e o coeficiente de atrito viscoso da carga não são precisamente identificados, estima-se que sejam dados por:

$$J_L = 10 J_m , \quad (5.3)$$

$$B_L = 100 B_m . \quad (5.4)$$

O peso da carga é maior em  $B$ , devido à maior influência da carga no torque de atrito viscoso  $T_B$ .

Novamente simulando para o mesmo sinal de referência, os resultados obtidos são mostrados na figura 5.7.

Comparando as duas simulações nota-se que, com a inclusão da carga, o tempo para o sistema estabilizar na posição desejada aumenta consideravelmente, caracterizando a dinâmica lenta do sistema do propulsor.

As simulações realizadas comprovam que o controlador projetado estabiliza o sistema, com erro de regime desprezível, validando os cálculos realizados.

### 5.1.3 Simulação do controle de velocidade

Para o controle de velocidade dos motores, aplica-se uma estratégia proporcional (P). A simulação do controle foi feita para comprovar que o controle P estabiliza o sistema, ainda que seja implementado via *hardware*. As figuras 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11 mostram os diagramas de blocos e a tabela 5.3 contém os parâmetros utilizados na simulação.

O ajuste do ganho do controlador ( $K_p$ ) foi realizado de acordo com as especi-

Tabela 5.3: Parâmetros do servomotor CC sem escovas de velocidade.

Parâmetro	Valor
$K_T$	$2,012 \times 10^{-2} \text{ Nm/A}$
$K_e$	$2,107 \times 10^{-3} \text{ V/rpm}$
$L_a$	$1,94 \times 10^{-4} \text{ H}$
$R_a$	$1,2 \text{ ohms}$
$J$	$37,109 \text{ gcm}^2$
$B$	$3,3735 \times 10^{-4} \text{ Nms}$
$\tau_m$	$0,011 \text{ s}$
$\tau_e$	$1,6167 \times 10^{-4} \text{ s}$

ficações de projeto, elaboradas de acordo com a aplicação (controle do empuxo do propulsor):

1. Erro de regime menor do que 10%.
2. *Overshoot* menor do que 10%.
3. Tempo de resposta sem carga menor do que 5 s.

O menor valor de  $K_p$  encontrado que satisfaz as especificações foi 0,5.

Simulando para uma referência de 1000 rpm, obtém-se os resultados mostrados na figura 5.12.

A partir da análise do sinal de velocidade obtido, nota-se que o controle consegue manter o sistema dentro das especificações.

## 5.2 Experimentos

Os testes da eletrônica foram realizados em etapas:

- Teste da alimentação;
- Teste do microcontrolador (gravação ISP);
- Teste do *driver* do motor de empuxo;
- Teste do *driver* do motor de azimute;
- Teste da comunicação serial RS485;



- Teste do *encoder*;
- Teste do *firmware* de controle do propulsor - controle de posição e velocidade.

Os testes com o propulsor foram feitos em uma estrutura fixa de apoio (figura 5.13) após a confirmação do funcionamento correto da eletrônica e do algoritmo de controle.

Após alguns testes preliminares, foram verificados alguns problemas na placa do propulsor, como ruídos, terras não conectados e soldas frias, exigindo um tempo maior para análise. As soluções propostas apresentam-se na segunda versão do esquemático da placa (anexo A.4.2).

As figuras 5.14 e 5.15 mostram o sinal de controle de posição e a saída (medição do *encoder*) do sistema real para referência de  $45^\circ$ , aquisitados pelo  $\mu C$  em amostras de intervalo  $h = 1[ms]$ , conforme descrito na seção 3.4 do capítulo 3.

Para o controle de velocidade, não há acesso ao sinal de tensão proporcional a velocidade gerado pelo CI que substitui o tacômetro. Apenas obtém-se o trem de pulsos gerado pelo chip, a partir da leitura dos sensores de Efeito *Hall*, cujo valor DC cresce com a velocidade do servomotor. O trem de pulsos é integrado pelo amplificador do erro de controle que, configurado como um integrador, produz como saída uma tensão proporcional à velocidade do motor.

Para verificar o controle em malha fechada, portanto, foi utilizado um amplificador semelhante ao do controlador do motor para integrar este sinal e obter o nível DC. Este nível DC foi comparado através do osciloscópio com o valor de tensão passado como referência de velocidade, que é a tensão que estabelece o nível de referência para o PWM no controlador do motor.

# Controle de Posição

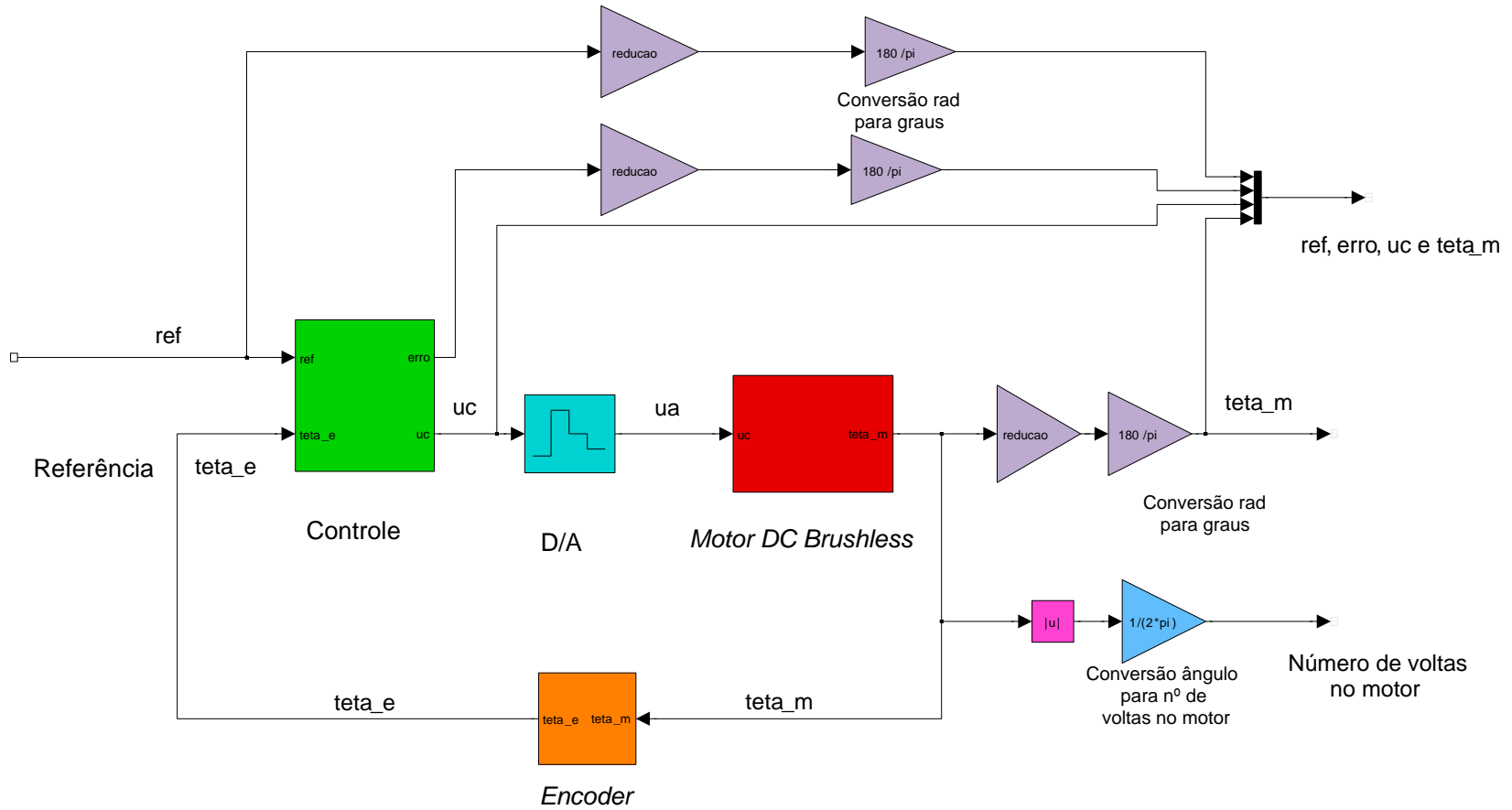


Figura 5.1: Diagrama de blocos do controle de posição (azimute) do sistema.

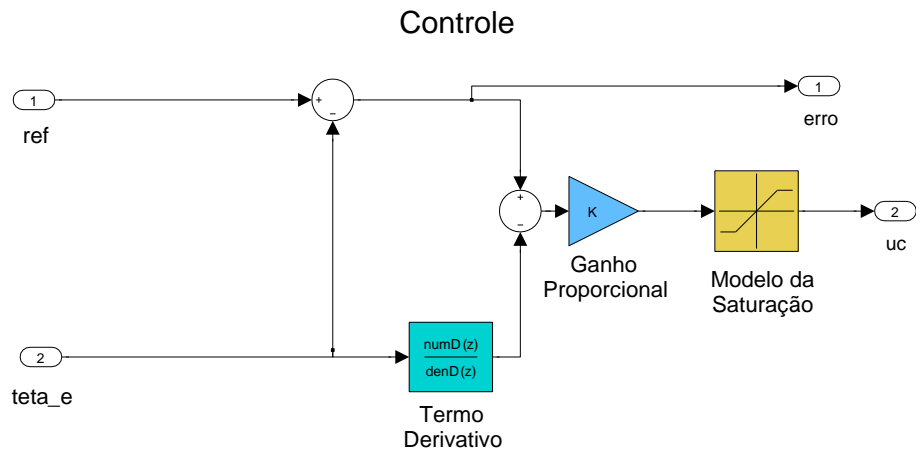


Figura 5.2: Bloco de controle de posição.

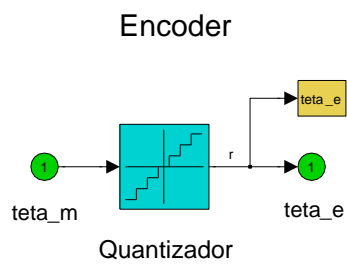


Figura 5.3: Bloco do *encoder*.

Motor DC Brushless (sem carga e sem atrito)

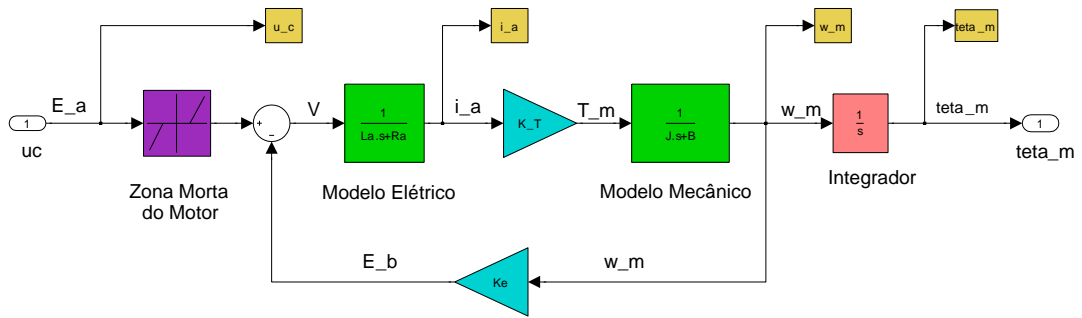


Figura 5.4: Bloco do servomotor CC sem escovas azimuthal.

Referência

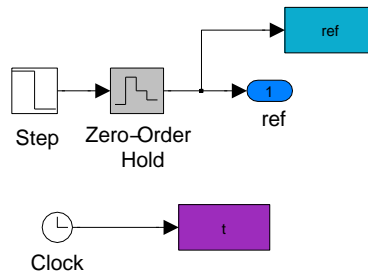


Figura 5.5: Bloco da referência (controle de posição).

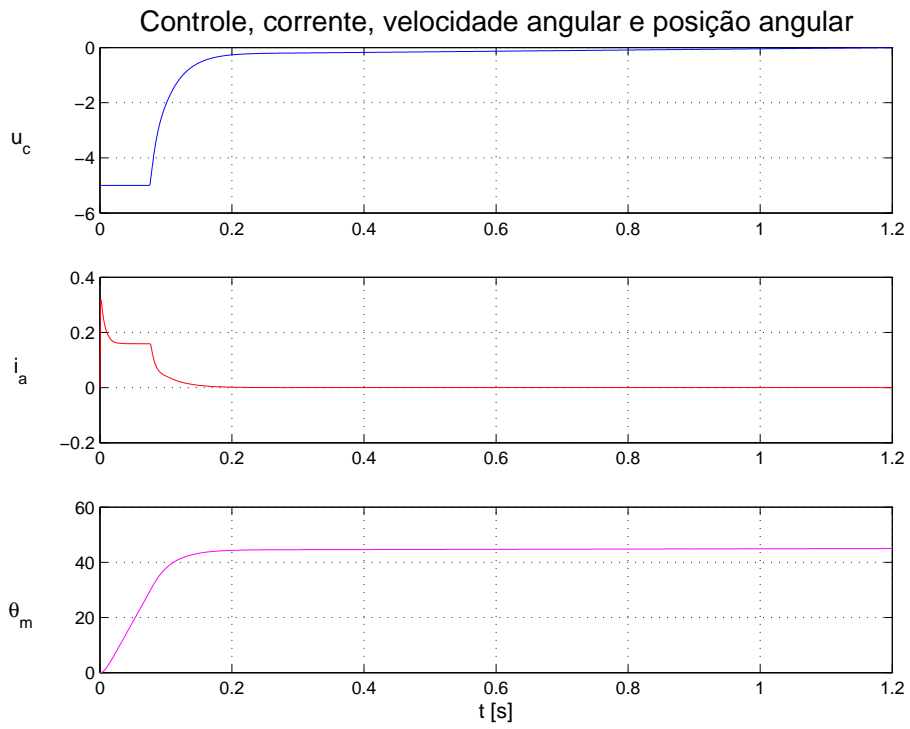


Figura 5.6: Sinais da simulação sem incluir a carga no modelo (posição).

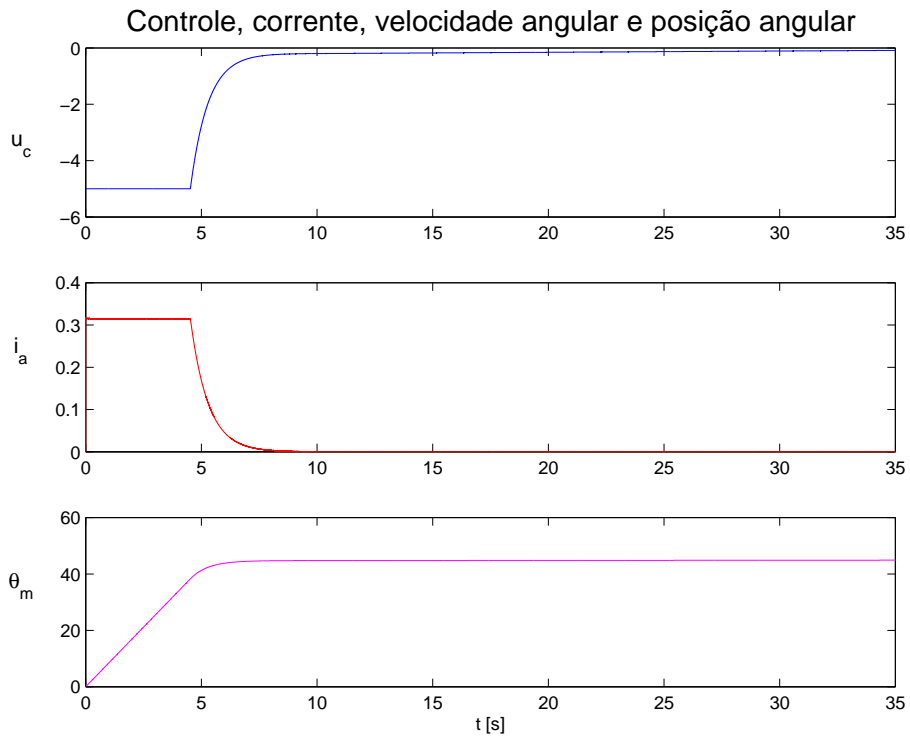


Figura 5.7: Sinais da simulação incluindo a carga no modelo (posição).

# Controle de Velocidade

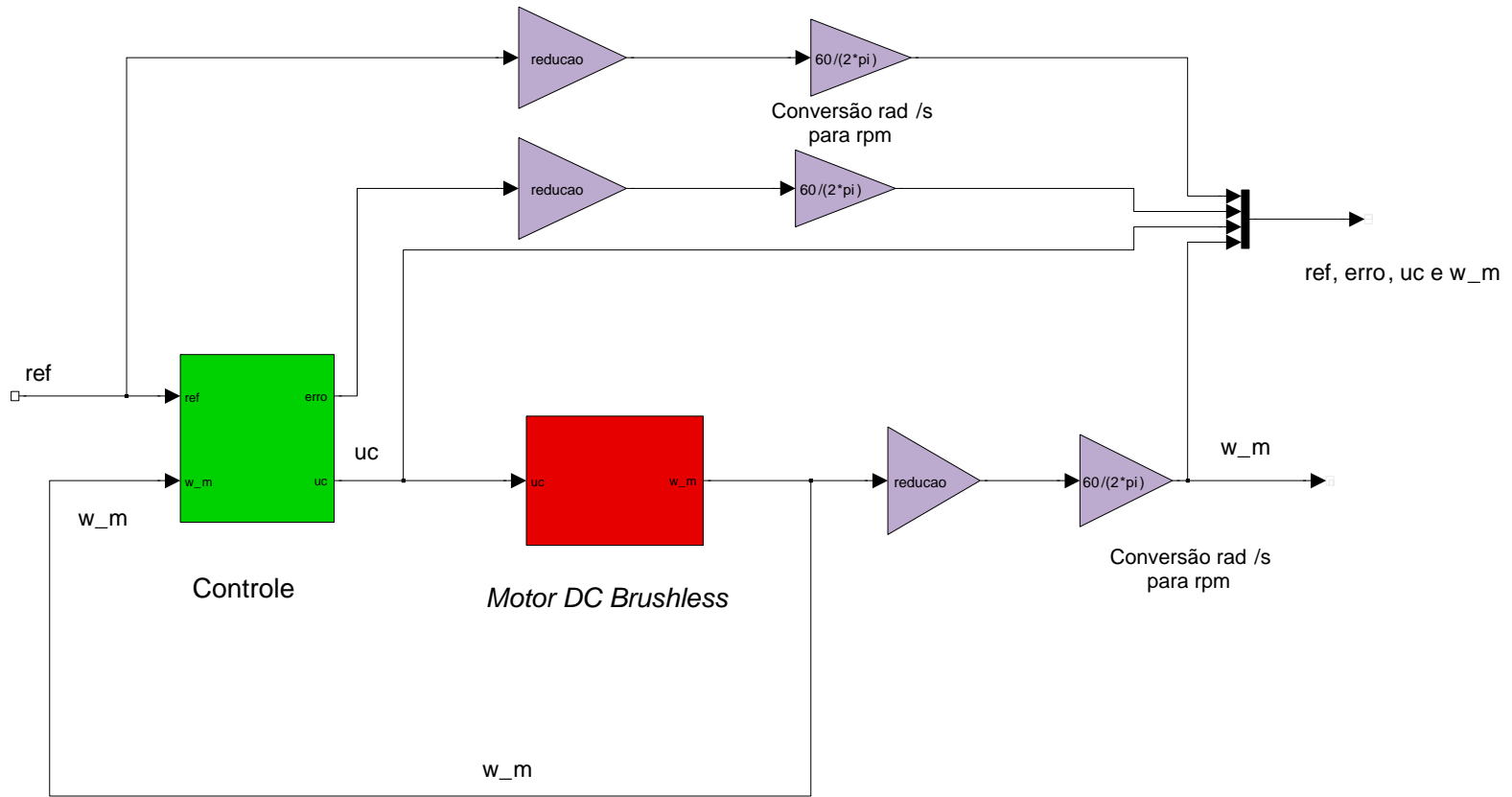


Figura 5.8: Diagrama de blocos do controle de velocidade (empuxo) do sistema.

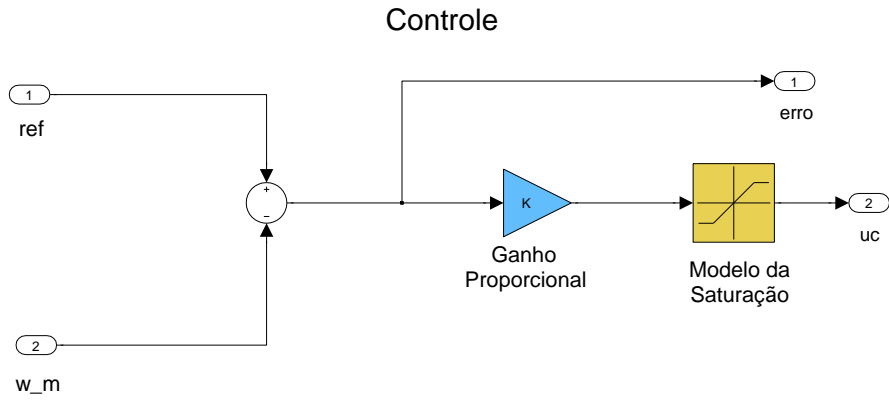


Figura 5.9: Bloco de controle de velocidade.

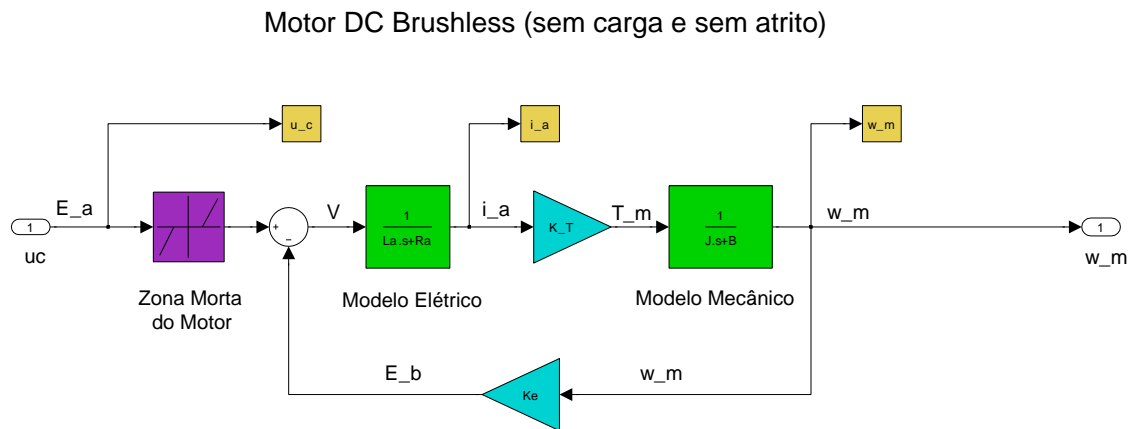


Figura 5.10: Bloco do servomotor CC sem escovas de velocidade.

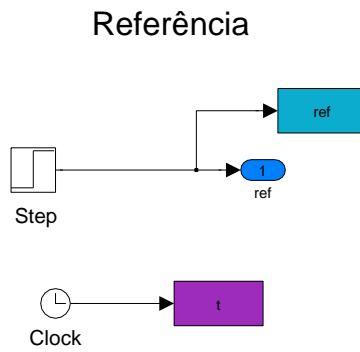


Figura 5.11: Bloco da referência (controle de velocidade).

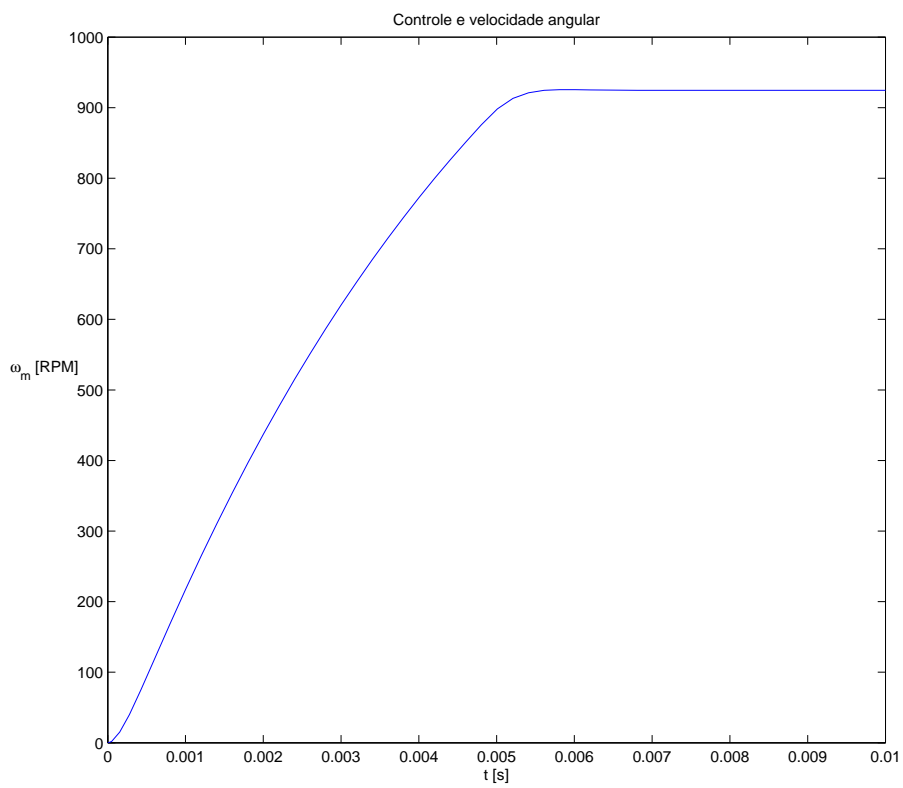
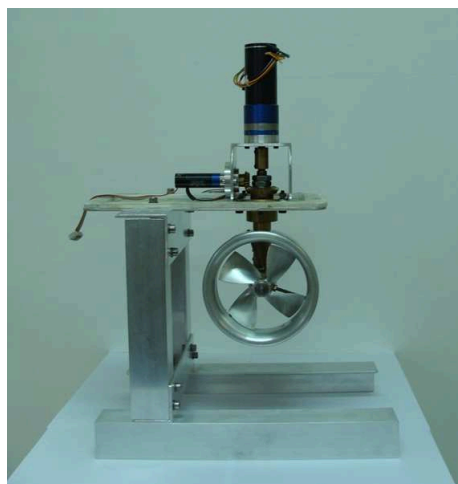
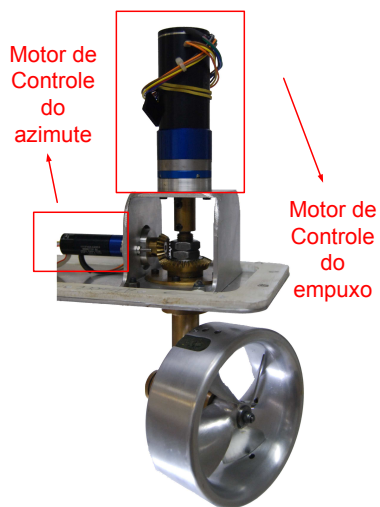


Figura 5.12: Sinal de velocidade sem incluir a carga no modelo (velocidade).





(a)



(b)

Figura 5.13: Estrutura montada para o teste do propulsor.

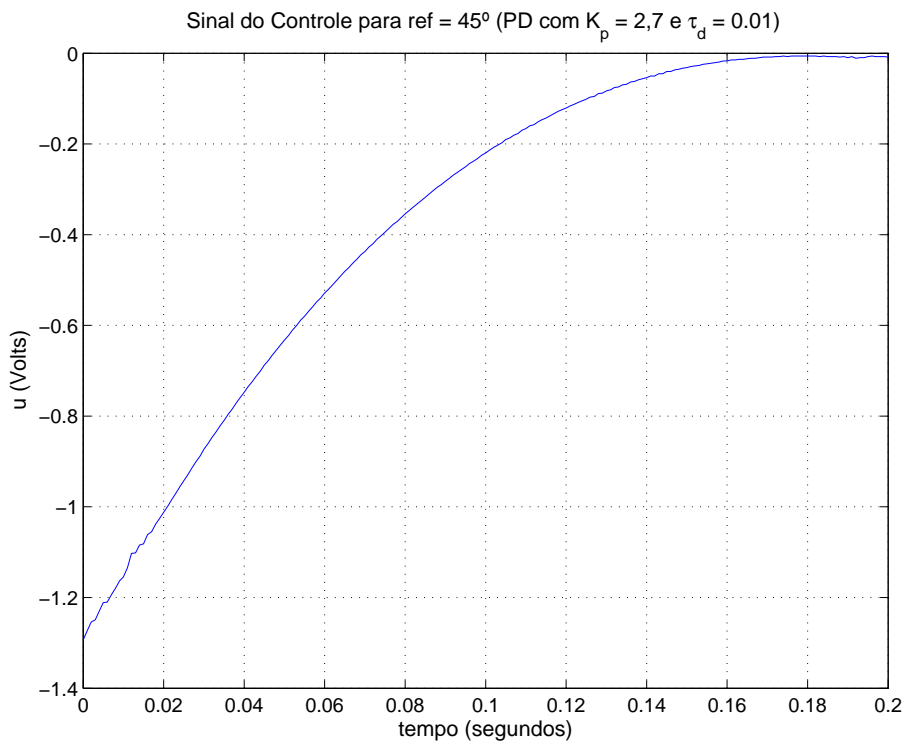


Figura 5.14: Controle aplicado ao sistema real.

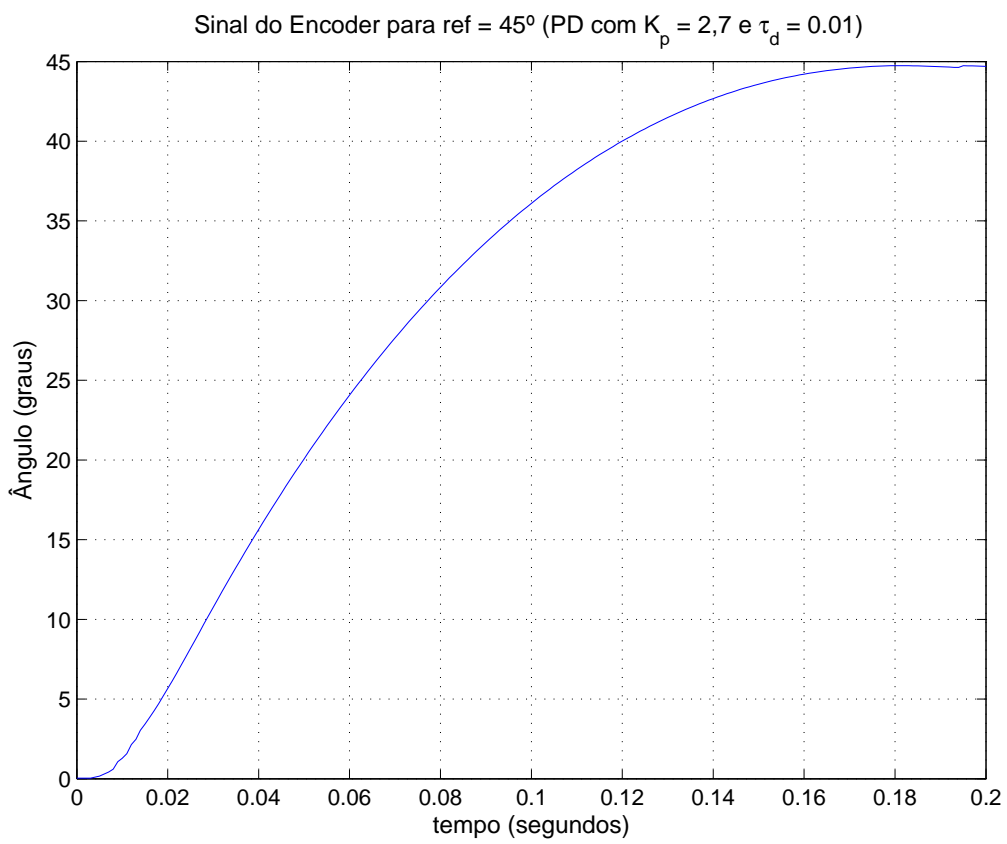


Figura 5.15: Sinal da saída medido pelo *encoder*.

# Capítulo 6

## Proposta de posicionamento dinâmico e controle do propulsor

Para o sistema de posicionamento dinâmico (DP<sup>1</sup>) de uma plataforma, entre outras tarefas, é preciso realizar o controle de posição do azimute e o controle de velocidade do hélice dos atuadores do sistema, ou seja, os propulsores azimutais. Neste capítulo serão descritos o sistema DP, uma breve modelagem da plataforma, o controle de posição a ser futuramente implementado e o controle de cada propulsor.

Uma Plataforma Semi-Submersível (PSS) com sistema DP possui somente os propulsores para manter sua posição em reação a perturbações do meio ambiente (ventos, ondas e correntes). Os elementos deste sistema são apresentados na figura 6.1, que mostra a vista traseira da plataforma. Os elementos são assim identificados: a) Plataforma semi-submersível, b) Flutuadores, c) Propulsores, d) *Riser*, e) *Manifold*, f) Árvore de Natal e g) *Flare*.

Árvores de natal são conjuntos de conectores e válvulas responsáveis por controlar o fluxo dos fluidos produzidos ou injetados, instalados em cima da cabeça do poço de petróleo. O *manifold* é um equipamento de passagem e de manobra da produção, utilizado para agrupar o óleo em um mesmo coletor e *riser* é a tubulação que liga o poço de petróleo à plataforma para transportar óleo ou gás até a superfície (Revista Petro & Química 2001). *Flare* consiste em uma torre responsável por queimar os gases de baixa qualidade resultantes do processo de extração de petróleo, evitando que eles sejam lançados diretamente na atmosfera (Associação das Indústrias do Pólo Petroquímico do Grande ABC 2009).

---

<sup>1</sup>*Dynamic Positioning*

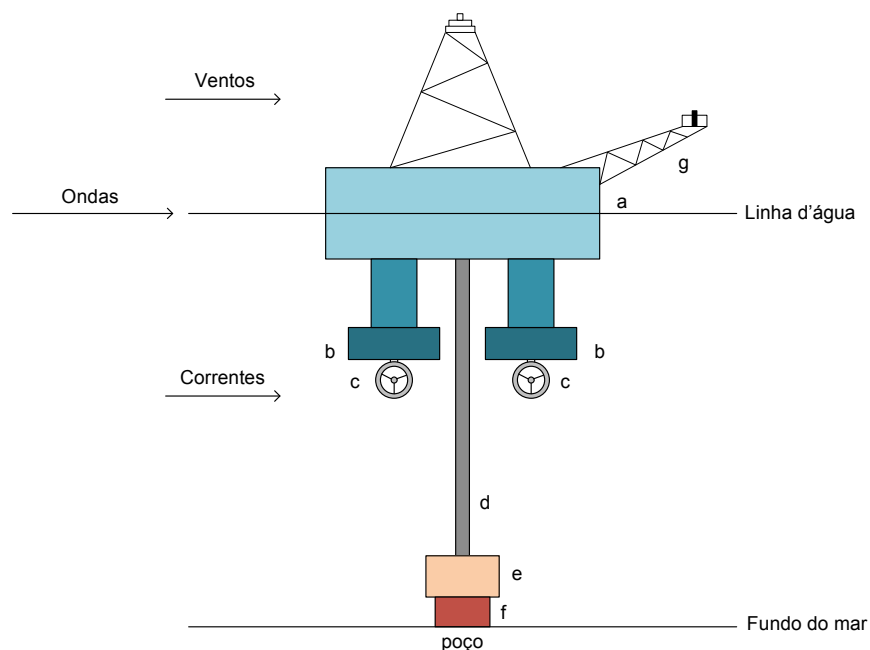


Figura 6.1: Elementos em uma plataforma com posicionamento dinâmico.

## 6.1 Posicionamento dinâmico

Posicionamento dinâmico consiste em um sistema responsável por manter a plataforma em uma posição desejada na superfície do mar, dentro de um círculo de raio com tolerância definida pelos equipamentos de sub-superfície, resistindo às perturbações ambientais como vento, ondas e correntes, por meio de propulsão ativa.

Para cumprir este objetivo, o sistema controla o empuxo dos propulsores (e sua direção, no caso de propulsão azimutal), não havendo nenhuma conexão física entre a unidade flutuante e o fundo do mar, com exceção dos equipamentos de perfuração e exploração. Sensores determinam o desvio da plataforma em relação a sua posição de referência e propulsores são comandados por computador para restaurar a posição da unidade flutuante (PETROBRAS 2009).

(Strand & Sorensen 2001) propõe que um sistema de DP contém seis subsistemas, que, para a aplicação deste trabalho, foi simplificado em cinco:

- Sistema de Sensores;
- Sistema de Controle;
- Sistema de Distribuição de forças de empuxo;

- Sistema de Potência;
- Sistema de Referência de posição.

A figura 6.2, mostra o diagrama de blocos do sistema.

O sistema de sensores é responsável por fornecer as informações necessárias sobre o rumo e a posição da plataforma.

O controle tem a função de, a partir das informações dos sensores, corrigir a posição e o rumo da PSS, de acordo com o sinal de referência, fornecendo comandos para os atuadores (propulsores).

O algoritmo responsável pela distribuição de forças de empuxo fornece os comandos para cada propulsor, através de referências para os motores azimutal e de velocidade, de modo a manter a plataforma na posição desejada, minimizando o consumo de potência e evitando a saturação.

O sistema de potência fornece a energia necessária para acionar os propulsores (motores).

O sistema de referência fornece a configuração desejada da plataforma. Pode ser automático, em que a posição e o rumo desejados estão programados no computador central, ou manual, em que o operador fornece a referência através de um *joystick*.

Uma unidade flutuante possui seis graus de liberdade (DoF<sup>2</sup>): três de translação e três de rotação. Os movimentos de translação são: longitudinal (*surge*), transversal (*sway*) e vertical (*heave*). Já os de rotação são em torno dos eixos longitudinal (*roll*), transversal (*pitch*) e vertical (*yaw* - rumo). O sistema DP é responsável por controlar apenas três DoFs: *surge*, *sway* e *yaw* (Borges Filho 1997).

## 6.2 Descrição da plataforma em escala

A plataforma do projeto é um modelo em escala (1:120) de uma unidade flutuante semi-submersível. Ela é composta de quatro colunas principais (nas quatro extremidades) e duas auxiliares (uma em cada metade das laterais), apoiadas em dois flutuadores (*pontoons*) submersos, contendo dois propulsores azimutais (*Schottel*

---

<sup>2</sup>Degree of Freedom

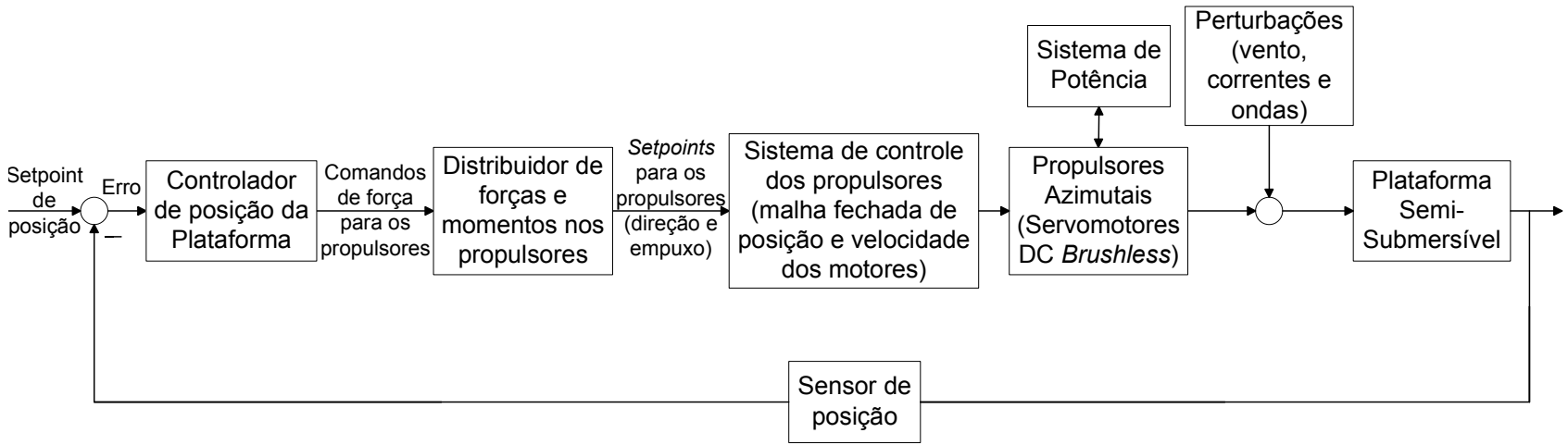


Figura 6.2: Diagrama de blocos do sistema DP do projeto.

*Azimuth Thruster*), um em cada coluna traseira, para o sistema de posicionamento dinâmico.

O hélice de cada propulsor contém quatro pás e é envolvido por tubo *Kort*, estrutura utilizada para reduzir a turbulência, fazendo o propulsor ganhar potência com o melhor direcionamento do fluxo de água no hélice. Para o acionamento de cada propulsor são utilizados dois servomotores DC *brushless*.

A figura 6.3, mostra a vista em perspectiva da plataforma em escala construída pelo Laboratório de Ondas e Correntes (LOC) da UFRJ. A figura 6.4 mostra a vista traseira da plataforma com um de seus propulsores (sem tubo *Kort*).



Figura 6.3: Unidade flutuante da plataforma (perspectiva).



Figura 6.4: Unidade flutuante da plataforma (vista traseira).

## 6.3 Modelagem da plataforma

### 6.3.1 Sistema de coordenadas

O sistema de coordenadas adotado para o sistema de posicionamento dinâmico da plataforma é, conforme dito na seção 6.1, reduzido a três graus de liberdade. A orientação dos eixos e o sentido de rotação adotado como positivo é mostrado na figura 6.5. O eixo  $x$  foi alocado na direção longitudinal (*surge*), com sentido positivo voltado para a frente da plataforma, o eixo  $y$  encontra-se na direção transversal (*sway*) e possui sentido positivo orientado para a direita da plataforma e a rotação em torno do eixo vertical (*yaw*) é adotada como positiva no sentido horário.

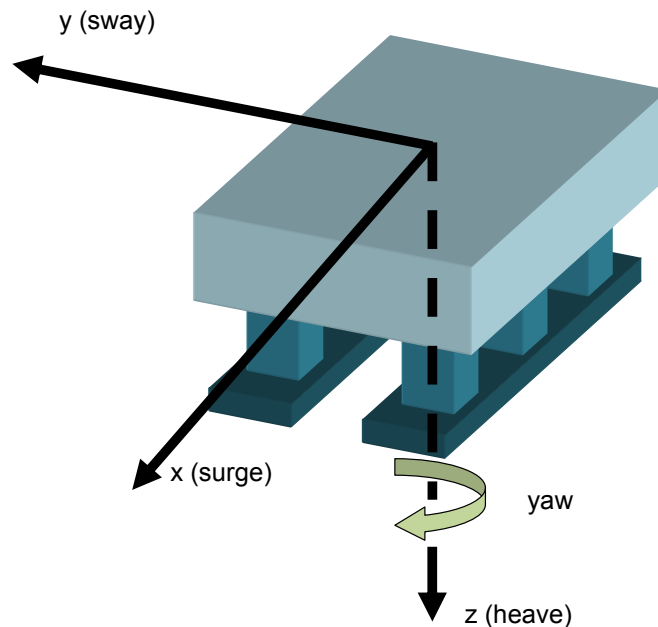


Figura 6.5: Sistema de coordenadas da plataforma.

### 6.3.2 Forças e momentos resultantes

Em um sistema de posicionamento dinâmico existem dois regimes de operação: passivo e ativo. No regime passivo, a plataforma está à deriva (sofre desvio de sua posição por ação de ventos, ondas e correntes marítimas) dentro de um círculo de raio desejado cujo centro é o poço de petróleo, com uma certa tolerância e portanto os propulsores encontram-se desligados. Já no regime ativo, a plataforma encontra-se fora da tolerância e portanto o sistema de propulsão é acionado para restaurar a posição da unidade flutuante.



Para acionar adequadamente o sistema de propulsão, é preciso identificar as forças e momentos resultantes que os dois propulsores em conjunto geram na plataforma. A posição da plataforma é controlada a partir de uma força e/ou um torque resultante, que são traduzidas em forças e torques resultantes em cada propulsor de acordo com sua configuração na unidade flutuante. Dependendo da posição dos propulsores na PSS, o empuxo e o azimute aplicado por cada propulsor gera translações e rotações diferentes na plataforma. O empuxo corresponde à velocidade do motor do hélice e o azimute é o ângulo de giro do motor com controle de posição, direcionando o hélice.

## 6.4 Proposta de controle de posição da plataforma

### 6.4.1 Controle em malha aberta

O controle em malha aberta não possui realimentação da saída do sistema, ou seja, não inclui um sensor com a informação sobre a posição da plataforma. Para este sistema, o comando para os propulsores é dado a partir de um *joystick* e a posição desejada é ajustada visualmente.

Os comandos do *joystick* correspondem a força e torque a serem aplicados na plataforma. Quanto mais inclinado o manche, maior a força aplicada para a direção e sentido implementados. Quanto maior o giro aplicado ao manche, maior a velocidade de rotação da plataforma.

As forças e torques implementados no *joystick* serão transmitidos ao *firmware* de controle, que é responsável por convertê-los em referências para os motores. Essas referências serão transmitidas via comunicação *wireless* ou serial padrão RS-485 para a placa definida como *master*. Na placa *master*, as referências serão identificadas, sendo aquelas correspondentes ao propulsor conectado a ela, tratadas por seu microcontrolador e, para o caso das referências dos motores da placa *slave*, serão transmitidas via barramento SPI para o microcontrolador *slave*.

## 6.4.2 Controle em malha fechada

O controle em malha fechada contém toda a informação suficiente para aplicar o controle automático por computador. Sensores de captura de movimento são responsáveis por identificar a posição da plataforma e o erro, entre a posição desejada (referência ou *set-point*) e a posição medida, é tratado pelo sistema de controle, restaurando a configuração desejada da unidade flutuante. Consiste, portanto, em um problema de regulação, em que o sistema de controle tem o objetivo de manter a referência rejeitando perturbações.

O sistema de captura de movimento (Sistema *Qualisys*), atualmente no Laboratório de Ondas e Correntes (LOC-DENO-COPPE/UFRJ), consiste em um conjunto de duas câmeras e um *software* de aquisição de dados em ambiente Windows<sup>®</sup>. Marcadores posicionados na plataforma refletem a luz infravermelha emitida pelas câmeras. A posição 2-D de cada marcador é determinada com alta precisão pelo algoritmo de processamento de sinais interno das câmeras. Combinando-se duas câmeras, a posição 3-D dos marcadores pode ser então calculada pelo *software* do sistema. As informações dos seis graus de liberdade podem ser obtidas em tempo real para a análise dos parâmetros *roll*, *pitch* e *yaw* do modelo.

O sistema *Qualisys*, disponibiliza as informações sobre a posição da plataforma no computador central de comando. Esta informação será passada para o *firmware* de controle de posição da plataforma, que será responsável por calcular as referências para os motores nos propulsores. Assim como no sistema em malha aberta, essas referências serão transmitidas via comunicação *wireless* (Wi-Fi) ou serial padrão RS-485 para a placa definida como *master*, que manipula as referências de maneira a direcioná-las para o microcontrolador correspondente.

## 6.5 Geração do sinal de comando para o propulsor do projeto

Para o controle do propulsor, é preciso aplicar o controle de velocidade do hélice e o controle de posição do azimute, descritos no capítulo 3. Para o controle em malha aberta, as referências de posição e velocidade dos motores poderão ser passadas através de um *joystick*. Em posição neutra, o *joystick* não exerce força ou momento

resultante no propulsor. Logo, as referências são nulas. A lógica de comandos a ser implementada seguem a seguinte organização:

- Com o manche direcionado para frente, o hélice gira em sentido horário e com o manche direcionado para trás o hélice gira no sentido antihorário;
- A velocidade aumenta com o aumento da inclinação do manche para frente ou para trás. Para o motor azimutal, a rotação do manche define a rotação do azimute;
- Por segurança, qualquer comando no manche do *joystick* deverá ser realizado mantendo pressionado o botão localizado na frente do topo do manche.

Detalhes técnicos do *joystick* encontram-se no anexo A.3.

Para a implementação do controle manual através do *Joystick*, utiliza-se um objeto da biblioteca *Joystick*<sup>3</sup> do Borland® C++ Builder<sup>TM</sup>, para interpretação de seus comandos na interface do sistema. Da interface os comandos correspondentes ao ângulo do azimute e a velocidade de rotação do hélice serão transmitidos através de comunicação serial, utilizando um objeto da biblioteca *ComPort*<sup>3</sup>.

Para o controle automático, as referências poderão ser alteradas através da interface de controle e monitoração do sistema. As referências também poderão ser modificadas através de *softwares* de interface I/O ou através do terminal do compilador Code Vision AVR®.

O *firmware* responsável pelo controle do propulsor é representado em forma de fluxograma na figura 6.5. Mais detalhes do algoritmo de controle podem ser vistos no anexo A.5. O protocolo de comunicação a ser implementado (através da interface a ser descrita na seção 6.6) contém os seguintes comandos:

- Travamento dos motores (caractere ‘b’ - *brake*);
- Alteração de ganhos do controlador (caractere ‘k’);
- Leitura de ganhos do controlador (caractere ‘r’ - *read*);
- Alteração da referência de posição (caractere ‘s’ - *set-point*);

---

<sup>3</sup><http://www.winsoft.sk>

- Alteração da referência de velocidade (caractere 'v');
- Controle manual - *joystick* (caractere 'm');
- Início do controle automático (caractere 'a').

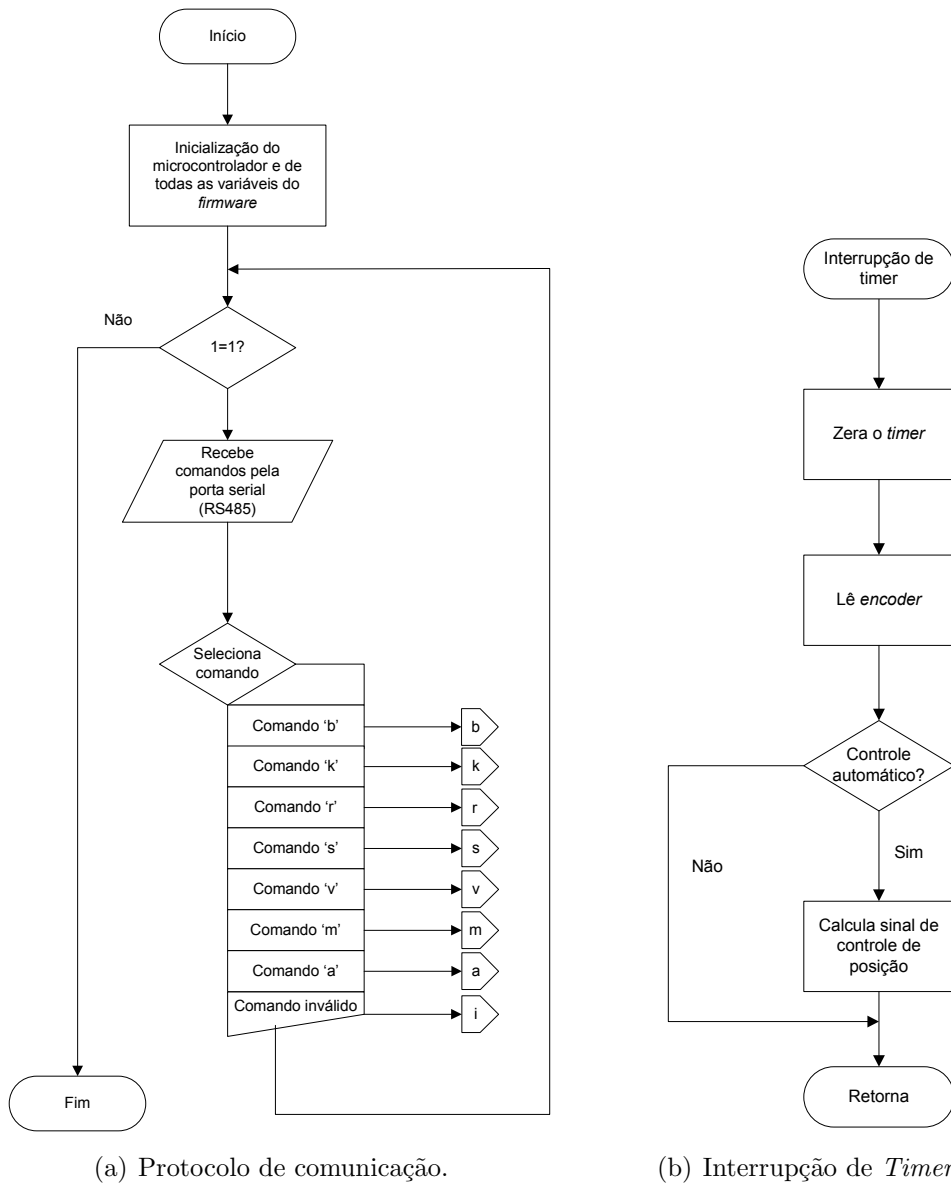


Figura 6.6: *Firmware* do controle do propulsor.

Atualmente, o *firmware* do sistema apenas realiza o algoritmo de controle, ou seja, ainda não implementa o protocolo completo de comunicação.

## 6.6 Interface

A primeira versão da interface foi elaborada no compilador Borland® C++ Builder<sup>TM</sup>, um Ambiente Integrado de Desenvolvimento (IDE<sup>4</sup>) para monitorar e atuar no sistema de controle do propulsor.

A partir da interface, variáveis importantes do sistema poderão ser monitoradas, as referências de posição e de velocidade dos motores poderão ser alteradas, assim como os parâmetros do controlador, os motores poderão ser travados e será possível selecionar o modo de operação: manual (*joystick*) ou automático.

As figuras 6.7 e 6.8 mostram a interface desenvolvida para o projeto. A primeira mostra a parte de testes de comunicação e a segunda mostra o controle e monitoramento do sistema.

A interface encontra-se em fase de testes e melhorias. Portanto, o controle manual com o *joystick* ainda não foi testado e a alteração de referência dos motores é realizada em outros *softwares*. Ela pode ser realizada através do *software* de interface I/O, denominado SLOW, ou através do terminal do compilador Code Vision AVR®.

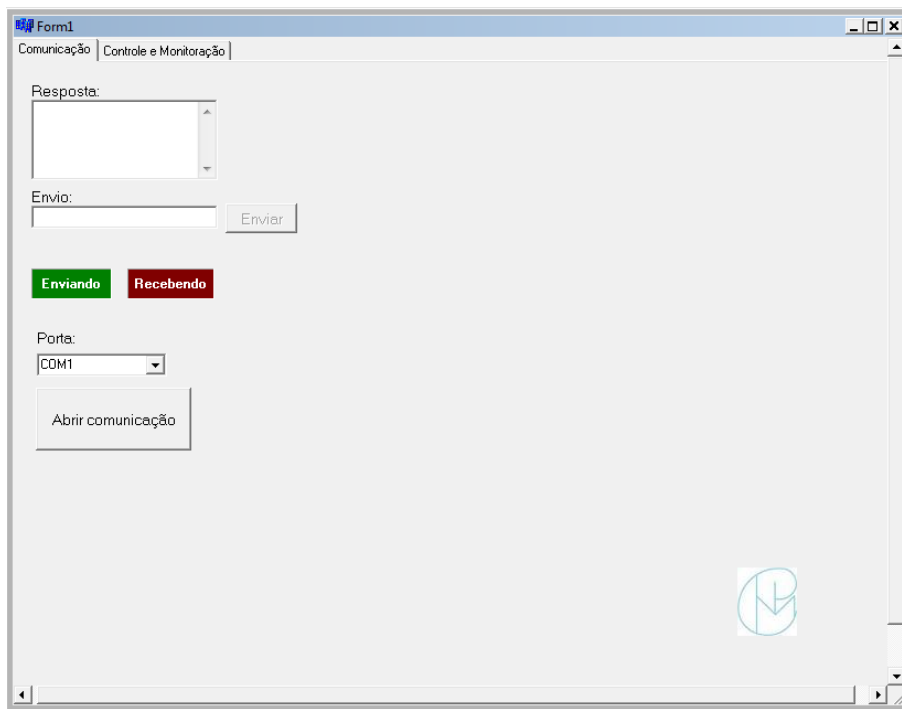


Figura 6.7: Interface: Aba de testes de comunicação.

---

<sup>4</sup>*Integrated Development Environment*

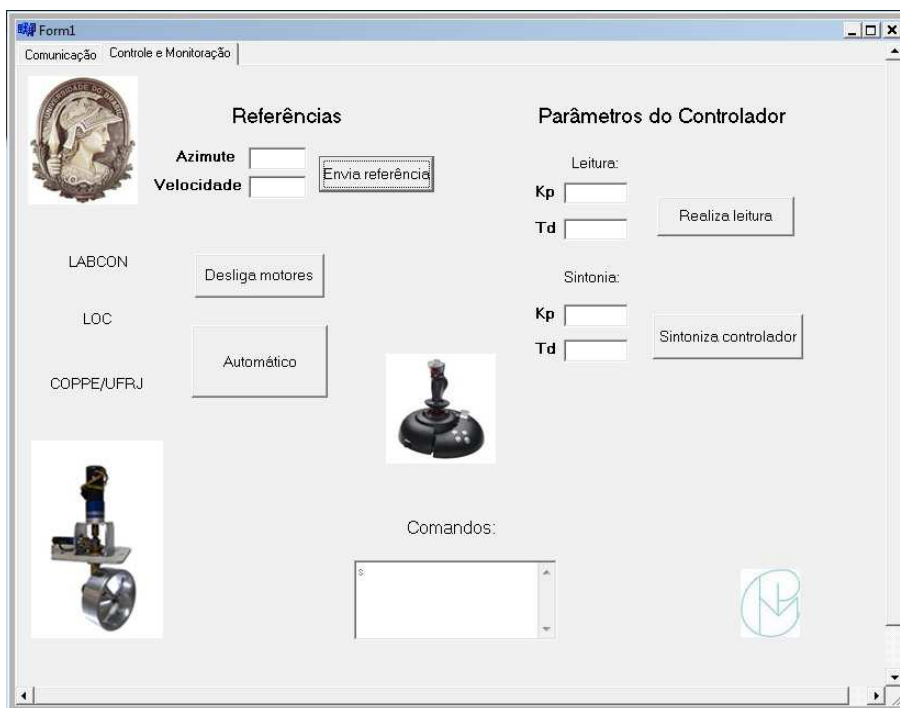


Figura 6.8: Interface: Aba de controle e monitoração do sistema.

# Capítulo 7

## Conclusões

Este trabalho tratou do problema de controle de posição e velocidade de motores CC sem escovas para aplicação em propulsores azimutais do sistema de posicionamento dinâmico de um modelo em escala de plataforma semi-submersível, construída no Laboratório de Ondas e Correntes (LOC) da UFRJ.

A eletrônica embarcada para um dos propulsores do sistema de posicionamento dinâmico, utilizando microcontrolador de 8 *bits*, preparado para diversos protocolos de comunicação (RS485, SPI, I<sup>2</sup>C, *Wi-Fi* e CAN), foi projetada e implementada, permitindo sua fácil replicação para o segundo propulsor e posterior utilização em outros projetos de acionamento de motores. As melhorias e aprimoramentos da eletrônica após sua análise em funcionamento apresentam-se na segunda versão do projeto da placa (anexo A.4.2).

A modelagem linear com base no modelo de motor CC para projeto de controle mostrou-se satisfatória para a aplicação servo utilizada. O controle foi validado mesmo considerando alguns aspectos não lineares como zona morta e saturação acopladas ao modelo ideal, tornando a modelagem para simulação mais realista.

O projeto do controle linear de posição, realizado com auxílio da ferramenta *sistool* do MATLAB<sup>®</sup> foi validado através das simulações realizadas que comprovam que o controlador projetado atende a todas as especificações de erro de regime, *overshoot* e tempo de resposta. Os resultados da implementação no sistema real corroboram a validade dos cálculos realizados.

A eletrônica desenvolvida mostrou-se eficiente para a aquisição e tratamento de dados, comunicação, acionamento, monitoração e controle dos motores.

Em resumo, as principais contribuições deste trabalho são:

- Análise da modelagem linear de servomotores CC sem escovas com base em modelo de motor CC, com inclusão de não linearidades tais como zona morta e saturação;
- Utilização de sensores de Efeito *Hall* para estimação da velocidade do motor, fechando a malha de controle através da eletrônica projetada (Controle via *hardware*);
- Construção de uma placa eletrônica para controle de posição e velocidade de servomotores CC sem escovas, flexível para os diversos protocolos de comunicação e de fácil adaptação a novos circuitos, permitindo diversas aplicações;
- Apresentação do algoritmo de controle em tempo real de motores CC sem escovas.

A continuidade deste trabalho consiste no aprimoramento da eletrônica desenvolvida, projeto e implementação do posicionamento dinâmico da plataforma, seguindo as seguintes etapas:

- Prototipagem da segunda placa eletrônica (*slave*), testes e implementação da comunicação SPI com a placa *master* já construída;
- Estudo do modelo de forças e momentos resultantes na plataforma;
- Estudo do conceito e das estratégias de posicionamento dinâmico;
- Estudo e realização da alocação de empuxos e momentos nos propulsores;
- Desenvolvimento do controle manual da posição da plataforma comandado por *joystick*;
- Estudo do sistema de medição de posição por captação de movimento através de câmeras infravermelhas;
- Projeto do controle de posição da plataforma em malha fechada;
- Implementação do posicionamento dinâmico e realização de testes do sistema;



- Elaboração de uma nova interface gráfica para o sistema;
- Implementação da comunicação *wireless* entre a placa *master* e o computador central de comando;
- Construção de uma placa de monitoração das baterias embarcadas.

# Apêndice A

## Informações técnicas

### A.1 Servomotores CC sem escovas

As especificações do motor para o controle de posição do azimute do propulsor são:

- Modelo: 3564 K 024 B K313;
- Fabricante: Faulhaber Minimotor SA.;
- Núcleo bipolar;
- Três fases;
- Três sensores de Efeito Hall espaçados de 120°;
- Sistema de controle: controle por largura de pulso (PWM);
- Redução de 43:1 modelo 16/7;
- *Encoder* acoplado diretamente ao eixo do motor, com saída digital, 512 linhas por revolução e dois canais defasados de 90° modelo IE2-512;
- Alimentação: 24 V;
- Torque de saída máximo: 2.6 mNm;
- Velocidade sem carga: 29900 rpm;
- Comprimento total (motor, redução e *encoder*): 64.1 mm;

- Peso sem o *encoder*: 59 g.

Já para o controle de velocidade do hélice são:

- Modelo: 1628 T 024 B;
- Fabricante: Faulhaber Minimotor SA.;
- Núcleo bipolar;
- Três fases;
- Três sensores de Efeito Hall espaçados de 120°;
- Sistema de controle: controle por largura de pulso (PWM);
- Redução de 3.71:1 modelo 38/1;
- Alimentação: 24 V;
- Torque de saída máximo: 44 mNm;
- Velocidade sem carga: 11300 rpm;
- Comprimento total (motor e redução): 96.3 mm;
- Peso total (motor e redução): 476 g.



Figura A.1: Servomotor CC sem escovas Faulhaber modelo 1628 T 024 B.



Figura A.2: Servomotor CC sem escovas Faulhaber modelo 3564 K 024 B.

## A.2 Baterias LiPo

As especificações do modelo da bateria LiPo utilizado são:

- Fabricante: Thunder Power RC;
- Modelo: Extreme Series Lithium-Polymer Battery;
- Código: TP5000-6SX (22.2 V com 6 células em série);
- Balanceada: 6 conectores de balanceamento;
- Carga: 5000 mAh;
- Capacidade de descarga: 25C contínua;
- Peso: 726 g.

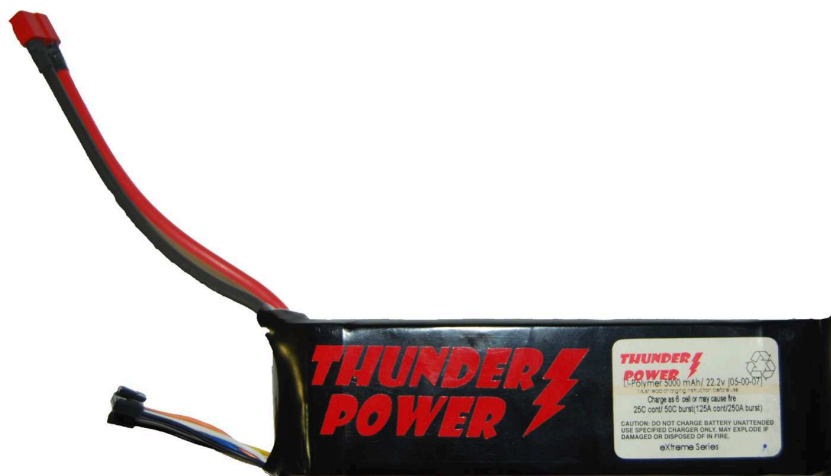


Figura A.3: Bateria LiPo.

### A.2.1 Carregador de baterias LiPo

As especificações do carregador da bateria são:

- Fabricante: Bantam Inc.;
- Modelo: E-Station BC8;

- Carregador balanceador, Descarregador;
- Tipos de baterias: NiCd, NiMH, LiPo, Lilo, LiFe, Pb;
- Tensão de alimentação: 10 – 18 V;
- Corrente de descarga: 0.1 – 5 A;
- Corrente de carga: 0.1 – 7 A.



Figura A.4: Carregador de baterias LiPo.

### A.3 *Joystick*

As especificações do *joystick* para o controle manual são:

- Fabricante: Microsoft ®;
- Modelo: Microsoft Sidewinder Force Feedback 2;
- Número de funções programáveis: 16;
- Número de botões: 8 + 1 com 8 posições de comando;
- Conexão com o computador: interface USB;
- Contém sensor de força.



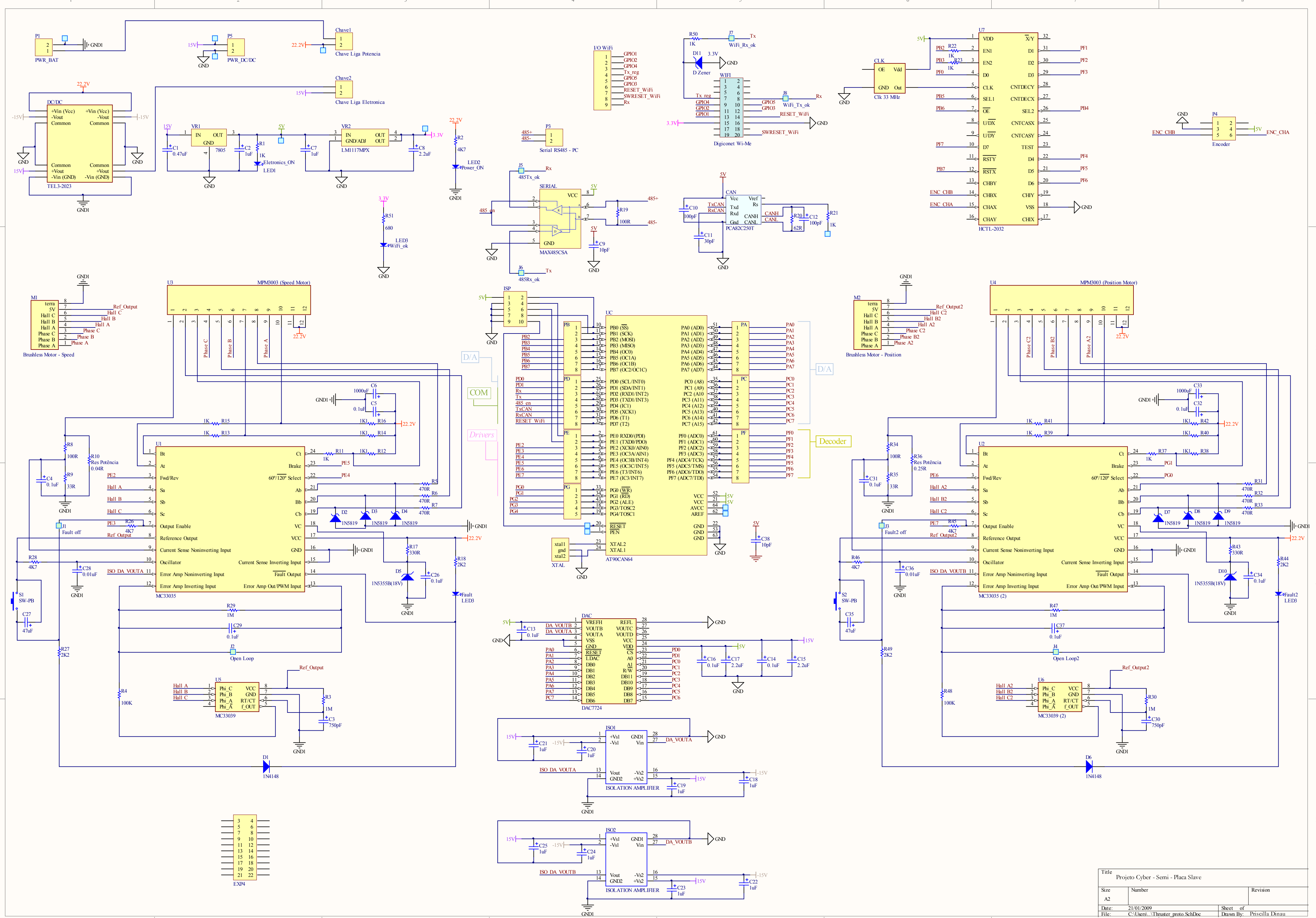
Figura A.5: *Joystick* para o controle manual do propulsor.

## A.4 Esquemático da placa *master*

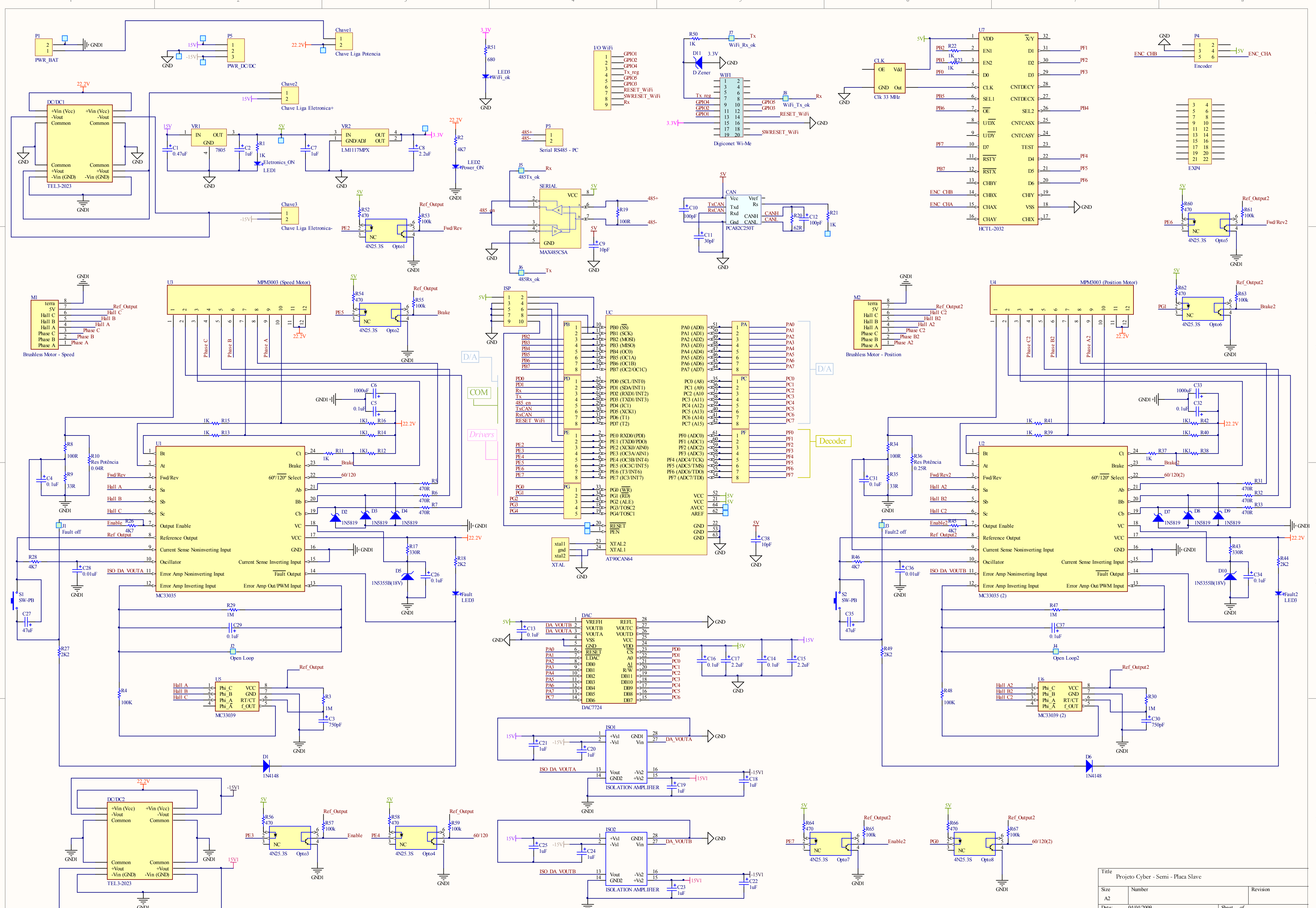
A.4.1 Primeira versão

A.4.2 Versão corrigida





Title		
Projeto Cyber - Semi - Placa Slave		
Size	Number	Revision
A2		
Date:	21/01/2009	Sheet of
File:	C:\Users\... \Thimster_proto.SchDoc	Drawn By: Priscilla Dinau



Title		
Projeto Cyber - Semi - Placa Slave		
Size	Number	Revision
A2		
Date:	04/04/2009	Sheet of
File:	C:\Users\... \Thimster_proto.SchDoc	Drawn By: Priscilla Dinau

## A.5 *Firmware*

O *firmware* utilizado para o controle de posição e velocidade aplicado aos motores CC sem escovas do propulsor azimutal possui variáveis e parâmetros mostrados na tabela A.1.

Tabela A.1: Parâmetros e variáveis do *firmware* de controle.

Símbolo	Descrição	Tipo	Classificação
ref_v	Referência para o motor de velocidade	<i>unsigned int</i>	Variável
ref_az	Referência para o motor azimutal	<i>float</i>	Variável
ENC_DATA	Valor lido do <i>encoder</i>	<i>long int</i>	Variável
encoder	Leitura do <i>encoder</i> convertida para valores dentro de uma volta completa	<i>long int</i>	Variável
uk_old	Sinal de controle no instante anterior	<i>float</i>	Variável
uk	Sinal de controle no instante atual	<i>float</i>	Variável
uk_int	Sinal de controle no instante atual em valores convertidos para o conversor D/A	<i>unsigned int</i>	Variável
pos_neg	Indicador de controle positivo ou negativo	<i>bit</i>	Variável
yk_old	Sinal de saída (posição) no instante anterior	<i>float</i>	Variável
yk	Sinal de saída (posição) no instante atual	<i>float</i>	Variável
ek	Sinal do erro entre a referência e a saída atual	<i>float</i>	Variável
Kp	Ganho proporcional do controlador	<i>float</i>	Parâmetro
h	Intervalo de amostragem	<i>float</i>	Parâmetro
N	Ganho máximo derivativo	<i>int</i>	Parâmetro
Td	Constante de tempo derivativo	<i>float</i>	Parâmetro

O algoritmo de controle é implementado em uma interrupção de *timer* a cada  $1[ms]$ , que é o valor de  $h$ , o intervalo de amostragem do sistema. O trecho do código comentado contendo o controle dos motores é mostrado na figura A.6 e as constantes utilizadas são mostradas na tabela A.2.

```

read_encoder();
encoder = ENC_DATA%PULSO_VOLTA; // colocando o valor lido sempre dentro de uma volta completa

if (encoder < 0)
encoder = (PULSO_VOLTA + encoder); // se o valor é negativo: 360°(PULSO_VOLTA) - ângulo(encoder)

yk = DOIS_MY_PI_SOBRE_PULSO_VOLTA * encoder; // convertendo o número de pulsos do encoder para ângulo
ek = ref_az - yk;

/***** CONTROLE *****/

uk = -(Kp * ek + (Td/(Td+ N*h)) * uk_old -(N*Td*Kp/(Td+N*h)) * (yk - yk_old)); // PD

uk_old = uk;
yk_old = yk;

if (uk < 0)
{
    // controle negativo muda o sentido de rotação
    uk = -uk;
    if((yk < MY_PI/2)&&(ref_az > 3*MY_PI/2))
        SENTIDO_AZIMUTE = 0;
    else
        SENTIDO_AZIMUTE = 1;
    pos_neg = 1;
}
else
{
    if ((yk > 3*MY_PI/2)&&(ref_az<MY_PI/2))
        SENTIDO_AZIMUTE = 1;
    else
        SENTIDO_AZIMUTE = 0;
    pos_neg = 0;
}

/***** FIM DO CONTROLE *****/

uk_int = (unsigned int)(uk * CONVERSAO_U_DA); // convertendo o sinal de controle para unidades do DA

if (uk_int > SAT_DA) // saturando o sinal de controle já em unidades do DA
{
    uk_int = SAT_DA;
}

```

Figura A.6: Trecho de código do *firmware* de controle.

Tabela A.2: Constantes utilizadas no *firmware* de controle.

Símbolo	Descrição
PULSO_VOLTA	Número de pulsos em uma volta completa do eixo do motor azimutal
MY_PI	Valor de $\pi$ definido no $\mu C$
DOIS_MY_PI_SOBRE_PULSO_VOLTA	Fator de conversão do número de pulsos para ângulo(em radianos)
SENTIDO_AZIMUTE	Pino de controle do sentido de rotação do motor
CONVERSAO_U_DA	Fator de conversão de Volts para unidades do D/A
SAT_DA	Saturação em $\approx 5$ V (em unidades do DA)

# Referências Bibliográficas

- Associação das Indústrias do Pólo Petroquímico do Grande ABC (2009), ‘Você Sabia?’. [http://www.poloabc.com.br/meio\\_ambiente/voce\\_sabia.asp](http://www.poloabc.com.br/meio_ambiente/voce_sabia.asp).
- Åström, K. J. & Wittenmark, B. (1997), *Computer Controlled Systems: Theory and Design*, 3rd edn, Prentice Hall, New Jersey, USA.
- ATMEL<sup>®</sup> Corporation (2007), *AVR<sup>®</sup> AT90CAN64 datasheet*, ATMEL<sup>®</sup> Corporation.
- Avago Technologies<sup>®</sup> (2007), *Quadrature Decoder/ Counter Interface ICs datasheet*, Avago Technologies<sup>®</sup>.
- Axsys Technologies, I. M. C. P. (2002), ‘Magtech<sup>®</sup> Brushless Motor Source Book’.
- Borges Filho, A. M. (1997), Controle Ótimo Robusto Aplicado ao Posicionamento de Plataformas Offshore em Águas Profundas, Master’s thesis, PEE/COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- Brown, W. (2002), Brushless DC Motor Control Made Easy, Technical report, Microchip Technology Inc.
- Carneiro, R. F. (2008), ‘Sistema para medição de posição baseado em *Taut-Wire*’. Projeto Final de Graduação.
- de Oliveira, M. F. D. (2003), Análise da Aplicação de um Sistema de Bombeamento Multifásico Submarino na Produção de Petróleo, Master’s thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.
- Diniz, P. S. R., da Silva, E. A. B. & Netto, S. L. (2004), *Processamento Digital de Sinais Projeto e Análise de Sistemas*, 1st edn, Bookman, Porto Alegre, RS, Brasil.

- Faulhaber (2008a), *Brushless DC-Servomotors - Technical Information*, Faulhaber Group.
- Faulhaber (2008b), *Encoders - Technical Information*, Faulhaber Group.
- Faulhaber (2008c), *Servomotor CC sem Escovas Model 1628B Datasheet*, Faulhaber Group.
- Faulhaber (2008d), *Precision gearheads - Technical Information*, Faulhaber Group.
- Fossen, T. I. (1994), *Guidance and Control of Ocean Vehicles*, Willey, New York, NY.
- García, M. A. P., Antón, J. C. A., Rodríguez, J. C. C., Martín, F. J. F. & Ortega, G. J. G. (2004), *Instrumentación Electrónica*, Thomson.
- Guinee, R. & Lyden, C. (1999), ‘Accurate Modelling and Simulation of a DC Brushless Motor Drive System for High Performance Industrial Applications’, *IEEE Transactions On industry Applications* .
- Harbor, C. L. P. . R. D. (2000), *Feedback Control Systems*, 4th edn, Prentice Hall.
- Hemati, N. & Leu, M. C. (1992), ‘A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors’, *IEEE Transactions On industry Applications* **28**(1).
- Jani, Y. (2006), ‘Implementing Embedded Speed Control for Brushless DC Motors: Part 1’, *Embedded Systems Conference* .
- Kenjo, T. (1999), *Electric Motors and their Controls*, 1st edn, Oxford University Press, Oxford, New York, USA.
- Kinnaird, C. (2003), Using RS-485 for Digital Motor Control Applications, Technical report, Texas Instruments®.
- Kirtley Junior, J. L. (2004), Class Notes 7: Permanent Magnet “Brushless” DC Motors, Technical report, Massachusetts Institute of Technology.
- KO, J. S., Lee, J. H. & Youn, M. J. (1994), ‘Robust Digital Position Control of Brushless DC Motor with Adaptive Load Torque Observer’, *IEEE Proc.-Electr. Power Appl.* **141**(2).

- Kongsberg (2008), ‘Dynamic positioning - basic principles’.  
<http://www.km.kongsberg.com/ks/web/nokbg0240.nsf/AllWeb/BD306BBB3E7DA73FC1256DAB00353083?OpenDocument>.
- Maxim (1996), *Low-Power, Slew-Rate-Limited RS-485/RS-422 Transceivers datasheet*, Maxim.
- Moreton, P. (2000), *Industrial Brushless Servomotors*, 1st edn, Newnes, Oxford, New York, USA.
- Motorola Semiconductor<sup>®</sup> (1997), *ICePAK<sup>TM</sup> Power Module datasheet*, Motorola Semiconductor<sup>®</sup>.
- National Semiconductor<sup>®</sup> (2004), *800mA Low-Dropout Linear Regulator datasheet*, National Semiconductor<sup>®</sup>.
- On Semiconductor<sup>®</sup> (2006a), *Brushless DC Motor Controller datasheet*, On Semiconductor<sup>®</sup>.
- On Semiconductor<sup>®</sup> (2006b), *Closed Loop Brushless Motor Adapter datasheet*, On Semiconductor<sup>®</sup>.
- On Semiconductor<sup>®</sup> (2008), *1.0A Positive Voltage Regulator datasheet*, On Semiconductor<sup>®</sup>.
- PETROBRAS (2009), ‘Tipos de Plataformas’, Website.  
[http://www2.petrobras.com.br/Petrobras/portugues/plataforma/pla\\_tipo\\_plataforma.htm](http://www2.petrobras.com.br/Petrobras/portugues/plataforma/pla_tipo_plataforma.htm).
- Revista Petro & Química (2001), ‘Petrobras investe em novas tecnologias offshore’, *Revista Petro & Química* **227**.
- Sokira, T. J. & Jaffe, W. (1990), *Brushless DC Motors Eletronics Commutation and Controls*, 1st edn, Tab Books Inc., USA.
- Strand, J. P. & Sorensen, A. J. (2001), *Marine Position Systems. In: Ocean Engineering Handbook*, CRS Press, USA.
- Texas Instruments<sup>®</sup> (2007), *12-Bit Quad Voltage Output Digital-to-Analog Converter datasheet*, Texas Instruments<sup>®</sup>.
- Vorkoetter, S. (2002), ‘How Motors Work’, *QuietFlyer magazine*.



Wiberg, J. (2003), Controlling a Brushless DC Motor in a Shift-by-Wire System, Master's thesis, Linköpings Universitet.

Yeadon, W. H. & Yeadon, A. W. (2001), *Handbook of Small Electric Motors*, 1st edn, McGraw-Hill, New York, USA.

Yedamale, P. (2003), Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Technical report, Microchip Technology Inc.