



UMA METODOLOGIA PARA CONTROLE E COMPENSAÇÃO POSICIONAL AUTOMÁTICA DE UM ARRANJO SUBMARINO

Alex Bolhosa Ferreira

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Oceânica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Oceânica.

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro
Marcos Nicolas Gallo

Rio de Janeiro
Maio de 2019

UMA METODOLOGIA PARA CONTROLE E COMPENSAÇÃO POSICIONAL
AUTOMÁTICA DE UM ARRANJO SUBMARINO

Alex Bolhosa Ferreira

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE
JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
OCEÂNICA.

Examinada por:

Prof. Carlos Eduardo Parente Ribeiro, D.Sc.

Prof. Luiz Gallisa Guimarães, D.Sc.

Prof. Natanael Nunes de Moura Junior, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MAIO DE 2019

Ferreira, Alex Bolhosa

Uma Metodologia para Controle e Compensação Posicional Automática de um Arranjo Submarino/Alex Bolhosa Ferreira – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2019.

XII, 64 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro

Marcos Nicolas Gallo

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Oceânica, 2019.

Referências Bibliográficas: p. 59-64.

1. Controle Posicional. 2. Sensor BNO055. 3. Labview. I. Ribeiro, Carlos Eduardo Parente *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Oceânica. III. Título.

*Àquele que tornou tudo possível:
Deus À minha esposa e filhos.*

Agradecimentos

Agradeço ao meu amado Salvador, autor e princípio de tudo, meu norte e minha fortaleza, minha razão de existir: Jesus Cristo. À minha linda e amada esposa Adriane pela incessante ajuda e dedicação, pela paciência e abdicção nestes momentos de ausência física e, principalmente, mental e aos meus amados filhos Daniel e Nicole, pela paciência e bom humor demonstrados nas brincadeiras e tentativa de me animar nos momentos de maior “stress”. Com vocês tudo fica mais fácil!

À minha amada mãe Angela e irmãos Patrícia e Sandro pela ajuda ofertada, pelos recursos disponibilizados, pelo apoio incondicional e presença constante.

Aos meus pais e irmãos de coração: Milton, Angélica, Túlio, Edjane, Tunísia, Gláucius, Thelma, Ricardo, Michel e Jacqueline pelas constantes orações e apoio.

Aos meus sobrinhos Yasmim, Letícia, Anabella, Emanuel, Lucas e Angélica pelas brincadeiras.

Muito obrigado, família!

Ao Prof. Parente pelo conhecimento transmitido de maneira brilhante e pela humildade demonstrada no cotidiano. Aos professores Marcos Gallo, Luiz Gallisa e Natanael Junior pelas orientações e ajuda.

Aos amigos e superiores do CMS e do IEAPM, em especial ao Oswaldo e aos Comandantes Auro e Victor pelo incentivo e apoio prestados e aos Comandantes Guarino e Renato Vio, pelas dicas precisas e dúvidas sanadas.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

UMA METODOLOGIA PARA CONTROLE E COMPENSAÇÃO POSICIONAL AUTOMÁTICA DE UM ARRANJO SUBMARINO

Alex Bolhosa Ferreira

Maio/2019

Orientadores: Carlos Eduardo Parente Ribeiro
Marcos Nicolas Gallo

Programa: Engenharia Oceânica

Esta dissertação propõe uma metodologia para o controle posicional de um arranjo submarino que pode ser usada para quaisquer outros objetos submersos que se queira controlar. O estudo foi realizado com apenas um grau de liberdade podendo ser estendido para outros graus com conseqüente aumento de complexidade. Foi escolhido o controle posicional em azimute, para que o arranjo pudesse ter um controle da sua direção em relação ao norte magnético, permitindo uma melhor potência de transmissão/recepção na direção desejada e se apresentando como um equivalente mecânico à técnica de beamforming adaptativo, com menos esforço computacional. Foi construído um protótipo que, após a realização de uma centena de testes, ratificou as análises teóricas preliminares.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

A METHODOLOGY FOR CONTROL AND AUTOMATIC POSITIONAL
COMPENSATION OF AN UNDERWATER ARRAY

Alex Bolhosa Ferreira

May/2019

Advisors: Carlos Eduardo Parente Ribeiro
Marcos Nicolas Gallo

Department: Ocean Engineering

This dissertation proposes a methodology for the positional control of an underwater array that can be used for any other submerged objects that one wishes to control. The study was performed with only one degree of freedom and could be extended to other grades with a consequent increase in complexity. The azimuth positional control was chosen so that the array could have a control of its direction in relation to the magnetic north, allowing a better transmission / reception power in the desired direction and presenting itself as a mechanical equivalent to the adaptive beamforming technique, with less computational effort. A prototype was constructed and after hundreds tests performed the preliminary theoretical analyzes was ratified.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
1 Introdução	1
1.1 Objetivo Geral	5
1.2 Objetivo Específico	6
1.3 Estrutura do Documento	6
2 Fundamentação Teórica e Equipamentos	7
2.1 Diretividade de um Arranjo	7
2.2 Sensor BNO055	11
2.2.1 Calibração	13
2.2.2 Características e limitações dos sensores usados	13
2.3 Arduino	14
2.3.1 Ligação do sensor BNO055	14
2.4 Sistema de Propulsão	15
2.4.1 Cálculo do RPM do motor	16
2.4.2 Passo do hélice	18
2.5 Construção do protótipo	19
2.5.1 Montagem dos motores no protótipo e momento de inércia	19
2.5.2 Flutuabilidade do conjunto	25
2.6 Software utilizado	27
2.6.1 Placa de aquisição	27
3 Metodologia	29
3.1 Montagem do BNO055	29
3.2 Aquisição de dados no LabView	30
3.2.1 Dados de posição	30
3.3 Modelagem matemática	32
3.3.1 Função de transferência	36
3.3.2 Parâmetros do motor	38

3.4	Controlador PID (Proporcional Integral Derivativo	40
3.4.1	Malha fechada com PID	41
3.4.2	Calculando K_p , T_i e T_d	42
3.5	A lógica de controle no LabView	43
3.5.1	Escolha dos motores	45
3.6	Comando e alimentação dos motores	46
3.6.1	Cálculo do circuito de comando	46
3.6.2	Cálculo do circuito de alimentação	47
4	Resultados e Discussões	50
5	Considerações Finais	56
5.1	Conclusões	56
5.2	Sugestões de melhorias e trabalhos futuros	57
	Referências Bibliográficas	59

Lista de Figuras

1.1	Partes integrantes de um Sonar Passivo (Retirada de [3]).	2
1.2	Gráfico polar da sensibilidade de um arranjo (Retirada de [5]).	4
1.3	Definição dos movimentos de um navio. (Retirada de [6]).	5
2.1	Função do tipo $\sin(x)/x$ (Retirada de [7]).	10
2.2	Pinagem interna do sensor BNO055 (Retirada de [9]).	11
2.3	Esquema de ligação do BNO055 a um Arduino.	14
2.4	Bombas de porão e propulsor adaptado.	15
2.5	Dimensões do rotor.	16
2.6	Fonte alimentando o motor.	17
2.7	Tacômetro medindo RPM do motor.	17
2.8	Hélice de nautimodelismo usada no motor.	19
2.9	Aplicação de uma força na quina de um quadro.	19
2.10	Momento usado para imprimir rotação.	20
2.11	Disposição dos motores no quadro.	20
2.12	Vistas superior e frontal do primeiro protótipo idealizado.	21
2.13	Aspecto final do protótipo.	21
2.14	Representação do protótipo por um cuboide e cilindro sólidos.	22
2.15	Representação do protótipo posicionado na linha d'água.	27
2.16	Pinagem da placa de aquisição USB-6211 (Retirada de [16]).	28
3.1	Esquema de uma malha fechada (Adaptada de [17]).	29
3.2	Programa em LabView para coletar dados de azimute.	30
3.3	Programa em LabView para coletar e plotar dados de aceleração.	31
3.4	Gráficos aceleração \times tempo.	31
3.5	Forças que atuam para girar o conjunto.	33
3.6	Esquema de um par de motores girando o conjunto.	34
3.7	Modelagem de um motor DC (Adaptada de [19]).	34
3.8	Malha de controle do protótipo com entrada V_i	37
3.9	Medida de constante de tempo utilizando osciloscópio.	38
3.10	Medida do tempo que o sinal variou de 12 V a 0 V.	40

3.11	Malha fechada com acréscimo de PID.	41
3.12	Representação do PID no domínio da frequência.	41
3.13	Acréscimo do controle proporcional.	42
3.14	Bloco PID do LABVIEW.	44
3.15	Exemplo de variável de processo como temperatura (Retirada de [22]).	44
3.16	Rotina para selecionar o menor ângulo entre azimute e set-point. . . .	45
3.17	Rotina para comandar o sentido de rotação dos motores.	46
3.18	Circuito eletrônico de atracamento do relé.	46
3.19	Programa em LabView para alimentação dos motores.	48
3.20	Circuito eletrônico de alimentação dos motores.	48
4.1	Azimute x Tempo (setpoint = 80°; parada = 31°).	50
4.2	Azimute x Tempo (setpoint = 150°; parada = 189°).	51
4.3	Azimute x Tempo (setpoint = 350°; parada = 320°).	51
4.4	Azimute x Tempo (setpoint = 20°; parada = 339°).	51
4.5	Azimute x Tempo (setpoint = 100°; parada = 72°).	51
4.6	Azimute x Tempo (setpoint = 180°; parada = 145°).	52
4.7	Azimute x Tempo (setpoint = 30°).	52
4.8	Azimute x Tempo (setpoint = 260°).	53
4.9	Azimute x Tempo (setpoint = 45°).	53
4.10	Azimute x Tempo (setpoint = 240°).	53
4.11	Azimute x Tempo (setpoint = 81°).	54
4.12	Azimute x Tempo (setpoint = 88°).	54
4.13	Azimute x Tempo (setpoint = 293°).	54
5.1	Resposta direcional de um transdutor retangular (Retirada de [7]). . .	57
5.2	Sugestão da posição dos motores para compensação em pitch e roll. .	58

Lista de Tabelas

1.1	Tempo de convergência dos algoritmos (Adaptada de [5]).	4
2.1	Modos de Configuração do sensor BNO055 (Retirada de [9]).	12
2.2	Levantamento do RPM do motor.	18
3.1	Segundo método de sintonia Ziegler-Nichols (Retirada de [18]).	43

Capítulo 1

Introdução

Desde tempos remotos, é grande o interesse humano no uso e na exploração dos recursos que os mares e as águas interiores podem oferecer, tanto no aspecto social, quanto econômico[1]. Neste contexto, insere-se a necessidade de se proteger as águas jurisdicionais de um Estado costeiro como o Brasil, obtendo informações a grandes distâncias no ambiente submarino, onde o uso das ondas eletromagnéticas não se aplica, devido às altas frequências que são totalmente espalhadas e absorvidas em pequenas distâncias.

Devido a esta restrição, os pesquisadores há muito desenvolveram[2] comunicação submarina, utilizando a propagação do som após observar animais como morcegos, baleias e golfinhos, que utilizam tal recurso. Posteriormente, utilizaram o som para detectar, classificar, estimar distâncias e acompanhar objetos submersos e, a partir do início do século XX, a acústica submarina ganhou um grande impulso, principalmente após o naufrágio do navio de passageiros Titanic (1912).

“O sistema que usa a propagação do som (transmissão e recepção) embaixo d’água é chamado de sistema de sonar. A palavra sonar é derivada de ‘SOund NAvigation Ranging’ e tem sido usada desde a segunda grande guerra.”(Moura, 2013, p.1)

Os sonares podem ser divididos em dois tipos:

- sonares ativos, que emitem um pulso acústico e captam o pulso refletido por uma fonte, para determinar características como distância, direção, tipo, formato, entre outras; e
- sonares passivos, que não emitem som, mas que utilizam o ruído próprio emitido pela fonte, para determinar suas características.

Bozzi (2016, p.2) apresentou a estrutura física de um sonar passivo que pode ser visualizada na Figura 1.1:

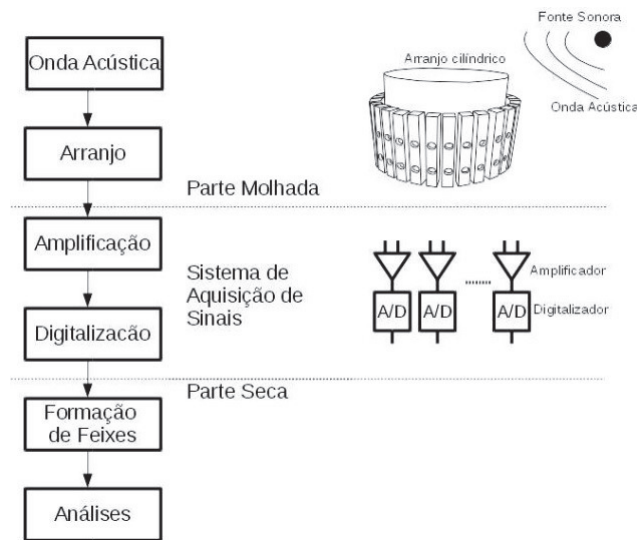


Figura 1.1: Partes integrantes de um Sonar Passivo (Retirada de [3]).

Os dispositivos utilizados para transmitir uma onda acústica submarina são chamados de projetores e os sensores utilizados para captar a onda acústica são os hidrofones. Em eletrônica, ao integrarmos um sensor e um transmissor, em uma mesma estrutura, constituímos um transdutor.

Os transdutores mais comuns hoje em dia são blocos de materiais piezoelétricos que se expandem, contraem ou mudam seu formato quando uma tensão elétrica é aplicada, e vice-versa. Desde 1950, materiais cerâmicos como titanato de bário, zirconato de chumbo e as mais exóticas misturas têm sido usadas por causa de seu alto rendimento, resistência mecânica e capacidade de serem moldadas. Um disco transdutor de cerâmica, geralmente, possui um eletrodo condutor fino cobrindo cada face. Uma tensão aplicada nos eletrodos faz com que a espessura do disco aumente, a inversão da tensão faz com que a espessura diminua. Quando o elemento está na água, essas expansões e contrações causam as condensações e rarefações que são os sinais sonoros. Transdutores eletromecânicos são recíprocos, isto é, uma pressão alternada no elemento cria uma tensão alternada entre os eletrodos. (CLAY E MEDWIN, 1977, p.141, tradução nossa).

Ao agruparmos vários transdutores/hidrofones em uma disposição geométrica, formamos um arranjo. Na Figura 1.1, foi apresentado um arranjo cilíndrico que serve como “antena”, captando a onda acústica da fonte. No caso deste sonar, o arranjo é composto por “barrotes” denominados staves.

Stave é a estrutura que aglomera os hidrofones ... e os encapsula em material específico, garantindo que não percam suas propriedades, e ainda realiza a função de protegê-los do contato direto com a água salgada. Por fim, são projetados de forma a abafar um dos lados, com objetivo de dar diretividade a cada sensor. (Bozzi,2016,p.34).

Os arranjos (arrays) não precisam estar montados em sonares. Eles podem, por exemplo, serem rebocados por submarinos ou navios.

Além de suas características clássicas de discriminação espacial contra ruídos e determinação de direção de chegada dos sinais, o array rebocado permite uma operação afastada dos níveis de ruído do próprio navio operador do sistema, produzindo assim melhor relação sinal ruído, e, conseqüentemente, maiores alcances. Rebo-car arrays extensos em velocidades elevadas e com nível de ruído próprio aceitável é um desafio tecnológico de grandes proporções, ainda fora do alcance de países menos desenvolvidos como é o caso do Brasil. O caminho a percorrer passa necessariamente pelo uso de arrays de menores dimensões, não rebocados, usados de forma vertical ou horizontal, em medições e experimentos no mar. (Santana,2001,p.1).

Considerando-se as particularidades militares, onde as fontes podem ser possíveis alvos, uma característica principal a ser levantada em um primeiro momento é a direção deste provável alvo. Ato contínuo, caracteriza-se o tipo de alvo e a distância ao mesmo.

Para que seja determinada a direção de uma fonte acústica utiliza-se uma técnica chamada “beamforming”, ou conformação de feixes que consiste na filtragem espacial dos sinais recebidos/transmitidos por cada transdutor do arranjo. Uma técnica muito comum de beamforming é o filtro de atraso e soma.

Esta técnica se baseia no conceito de interferência construtiva e destrutiva de ondas: sinais desalinhados no tempo tendem a se anular quando somados. Assim, a soma desses sinais será maior quanto melhor for o alinhamento temporal entre eles. O ângulo cujo atraso maximiza a energia na saída do filtro corresponde ao ângulo de incidência da frente de onda. (Bozzi, 2016, pg.7).

Normalmente as técnicas de beamforming envolvem um elevado esforço computacional, devido ao grande volume de dados provenientes dos vários sensores e os algoritmos de filtragem utilizados na saída de cada um deles. A vantagem delas é que ruídos gaussianos tendem a se anular, devido a sua descorrelação entre sensores contíguos.

Entre os métodos de beamforming existentes, o de atraso e soma é o mais simples. E normalmente, os pesos dados para as variáveis de entrada do sistema são iguais, conseguindo-se um processamento mais rápido, porém com uma uniformidade de dados. Ou seja, não há uma concentração maior de potência em uma determinada

direção.

Engel et al realizou um estudo apresentado no XII ETAS [4], quando foi feita uma comparação entre os métodos de atraso e soma e o adaptativo. No beamforming adaptativo, são dados pesos maiores nas direções de interesse, melhorando a potência do sinal. De posse de 2 arquivos (denominados conjunto A e B), provenientes da gravação de dados na Bahia de Guanabara e adquiridos de um arranjo circular de 32 hidrofones os autores, após realizarem os dois métodos de conformação de feixes, nos dois conjuntos de dados, fizeram uma tabela comparativa dos dados de processamento. Abaixo, na Tabela 1.1, pode-se comparar o tempo de processamento dos dados do conjunto A para os métodos de atraso e soma e o adaptativo:

Conjunto A	Fixo			Adaptativo		
	t_{pesos} ms	$t_{beamforming}$ ms	%	t_{pesos} ms	$t_{beamforming}$ ms	%
1	124 ± 1	315 ± 4	39.4%	226 ± 2	382 ± 3	59.2%
10	125 ± 5	2704 ± 44	4.6%	2084 ± 14	4604 ± 26	45.3%

Tabela 1.1: Tempo de convergência dos algoritmos (Adaptada de [5]).

Podendo-se verificar que o esforço computacional aumenta, quando é utilizado o método adaptativo para reforçar o sinal na direção de interesse.

Analisando a resposta direcional de um arranjo qualquer, verificamos que há uma seção onde a potência do sinal é maior. Na Figura 1.2, pode-se observar no gráfico polar que as maiores intensidades do sinal para este arranjo, especificamente, encontram-se nas marcações de 90° e 270° , para comprimentos de onda até 2 vezes a distância entre os transdutores (chamada pelo autor de “d”).

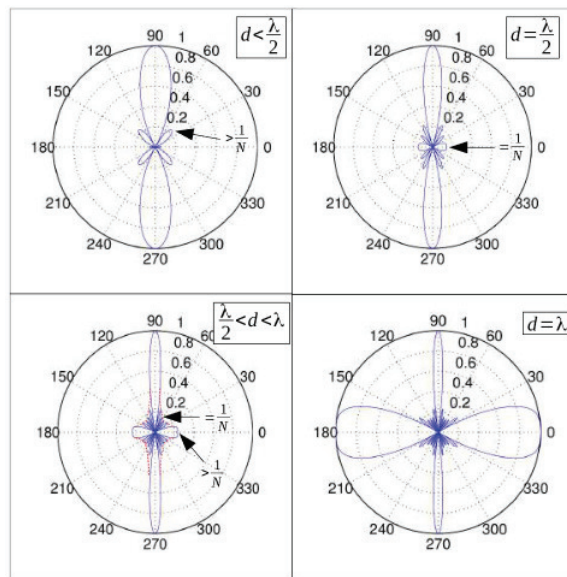


Figura 1.2: Gráfico polar da sensibilidade de um arranjo (Retirada de [5]).

É possível observar que para comprimentos de onda menores do que 2 vezes a distância entre os transdutores do arranjo, ocorrerá o fenômeno de aliasing espacial, quando “surtem” sinais, onde não existe sinal (nas marcações de 0° e 180°).

A contribuição que se pretende com esta dissertação é apresentar um método de direcionamento mecânico de um arranjo de maneira a se alinhar a marcação de maior potência deste com a direção desejada, melhorando a relação sinal/ruído na direção de interesse da mesma forma como é feito com o beamforming adaptativo, porém com muito menos esforço computacional.

1.1 Objetivo Geral

Esta dissertação se propõe a apresentar uma metodologia de controle e compensação automática de um objeto submarino, o que pode ser bastante dificultado pelas características marinhas, onde o movimento randômico das águas torna difícil a estabilidade de objetos ali situados.

Estando em constante movimento, um objeto submerso neste ambiente apresenta seis graus de liberdade, sob a ação de forças que podem movimentá-lo em relação aos eixos x , y e z em movimentos de translação e de rotação, conforme pode ser visto na Figura 1.3:

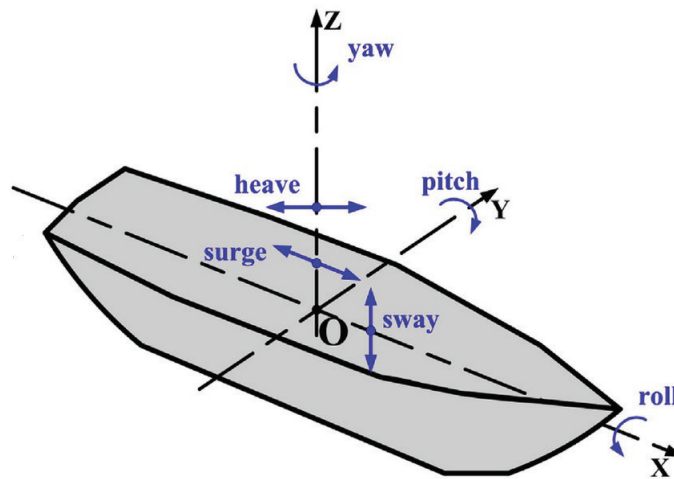


Figura 1.3: Definição dos movimentos de um navio. (Retirada de [6]).

No ambiente terrestre, os deslocamentos translacionais do objeto poderiam ser obtidos com uma exatidão de até 2,54 cm com o uso de um GPS, porém, como já explanado anteriormente, no ambiente submarino a dispersão de ondas eletromagnéticas impossibilita o uso de equipamentos que utilizem alta frequência. As rotações podem ser mais facilmente adquiridas através do uso de sensores giroscópios.

1.2 Objetivo Específico

Posicionar um arranjo linear de transdutores retangulares, representado por um protótipo, em relação ao norte magnético, melhorando a relação sinal ruído na direção desejada. Tal protótipo deverá ser construído levando-se em consideração o cálculo do empuxo e o momento de inércia, e o sistema de controle deverá ser capaz de compensar as forças aplicadas sobre o mesmo na tentativa de retirá-lo da posição de interesse.

1.3 Estrutura do Documento

Este trabalho está dividido em 5 capítulos: 1. Introdução, 2. Fundamentação Teórica e Equipamentos, 3. Metodologia, 4. Resultados e Discussões e 5. Conclusões.

O Capítulo 2 apresenta uma fundamentação teórica, os equipamentos e software empregados bem como aborda uma discussão mínima para a aplicação dos mesmos com o melhor aproveitamento possível. Não se pretende realizar uma análise rebuscada, utilizando-se muitas vezes, de física de nível médio. O Capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para alcance do objetivo proposto, com a apresentação dos programas utilizados, construção do protótipo, modelagem e malha de controle e circuitos eletrônicos empregados. No Capítulo 4 são apresentados alguns resultados práticos com análise e discussão dos resultados obtidos e no Capítulo 5 as considerações finais com sugestões de melhorias para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica e Equipamentos

Para orientar um arranjo de transdutores em azimute, de modo a se obter a melhor relação sinal/ruído possível e permitir uma melhor transmissão/recepção e análise dos sinais recebidos, é necessária a análise da diretividade do arranjo.

2.1 Diretividade de um Arranjo

A resposta direcional de um arranjo varia com a disposição geométrica dos transdutores, mas em geral é do tipo $\frac{\text{sen}(x)}{x}$. Para um arranjo linear, por exemplo, se possuímos N transdutores retangulares igualmente espaçados podemos calcular a distância entre os mesmos pela fórmula:

$$b = \frac{W'}{N - 1} \quad (2.1)$$

onde:

b = distância entre transdutores;

W' = tamanho do arranjo; e

N = quantidade de transdutores.

A variação de densidade do meio à distância R referente ao sinal do enésimo (n) transdutor é dada por:

$$\Delta\rho_n = a e^{i\left(\omega t - kR + \frac{nkW' \text{sen}\phi'}{N-1}\right)} \quad (2.2)$$

onde:

a = constante;

w = frequência angular;

t = tempo;

k = número de onda;

R = distância do arranjo ao ponto de interesse; e

ϕ' = direção do arranjo ao ponto de interesse.

A variação de densidade do meio à distância R do arranjo será dada então pelo somatório das contribuições de cada transdutor individualmente resultando em:

$$\Delta\rho_n = a e^{i(wt-kR)} \sum_{n=0}^{N-1} e^{i\left(\frac{nkW'sen\phi'}{N-1}\right)} \quad (2.3)$$

Considerando que a fase $(wt-kR)$ é comum a todos os transdutores e varia com o tempo e a distância, fatora-se o termo do final da expressão e nomeia-se como C:

$$C = a \sum_{n=0}^{N-1} e^{i\left(\frac{nkW'sen\phi'}{N-1}\right)} \quad (2.4)$$

Sabendo que $e^{iny} = ne^{iy}$, temos que:

$$C = a \sum_{n=0}^{N-1} e^{i\left(\frac{kW'sen\phi'}{N-1}\right)n} \quad (2.5)$$

Nomeando o seguinte termo do somatório como r:

$$r = e^{i\left(\frac{kW'sen\phi'}{N-1}\right)} \quad (2.6)$$

Essa expressão tem a forma de uma série geométrica:

$$\sum_{n=0}^{N-1} r^n = \frac{1 - r^N}{1 - r} \quad (2.7)$$

Reescrevendo C:

$$C = a \frac{1 - e^{i\left(\frac{NkW'sen\phi'}{N-1}\right)}}{1 - e^{i\left(\frac{kW'sen\phi'}{N-1}\right)}} \quad (2.8)$$

A expressão anterior pode ser alterada para uma mais conveniente pela fatoração do expoente usando as seguintes equações:

$$1 - e^{ix} = -e^{i\frac{x}{2}} \left[e^{i\frac{x}{2}} - e^{-i\frac{x}{2}} \right]$$

$$\text{sen}(x) = \frac{e^{ix} - e^{-ix}}{2i} \quad (2.9)$$

Obtém-se uma expressão mais conveniente para C:

$$C = Na \left[\frac{e^{i\left(\frac{Nk\frac{W'}{2}\text{sen}\phi'}{N-1}\right)}}{e^{i\left(\frac{k\frac{W'}{2}\text{sen}\phi'}{N-1}\right)}} \right] \frac{\text{sen}\left(\frac{Nk\frac{W'}{2}\text{sen}\phi'}{N-1}\right)}{N\text{sen}\left(\frac{k\frac{W'}{2}\text{sen}\phi'}{N-1}\right)} \quad (2.10)$$

A primeira expressão na equação anterior tem o valor absoluto de 1 e especifica um deslocamento de fase que depende da escolha da origem. Para muitos transdutores (N grande), o deslocamento de fase é dado por $\frac{kW'\text{sen}\phi'}{2}$ e a fase $i(\omega t - kR)$ torna-se $i(\omega t - kR + \frac{kW'\text{sen}\phi'}{2})$.

A segunda expressão da equação anterior é conhecida como resposta direcional D. Para um arranjo de N transdutores semelhantes, D é:

$$D = \frac{\text{sen}\left(\frac{N}{N-1} \frac{kW'}{2} \text{sen}\phi'\right)}{N\text{sen}\left(\frac{1}{N-1} \frac{kW'}{2} \text{sen}\phi'\right)} \quad (2.11)$$

Quando N é grande, e usando a aproximação: $\text{sen}\left(\frac{kW'}{2} \frac{\text{sen}\phi'}{N-1}\right) \approx \left(\frac{kW'}{2} \frac{\text{sen}\phi'}{N-1}\right)$, D se torna:

$$D = \frac{\text{sen}\left(\frac{kW'\text{sen}\phi'}{2}\right)}{\left(\frac{kW'\text{sen}\phi'}{2}\right)} \quad (2.12)$$

A expressão anterior tem o formato $\frac{\text{sen}(x)}{x}$. Esta função é muito importante não somente para especificar a resposta direcional de um transdutor retangular mas também na descrição de sinais espalhados por pequenos objetos planos. Na Figura 2.1, podemos ver o gráfico da função do tipo $\frac{\text{sen}(x)}{x}$:

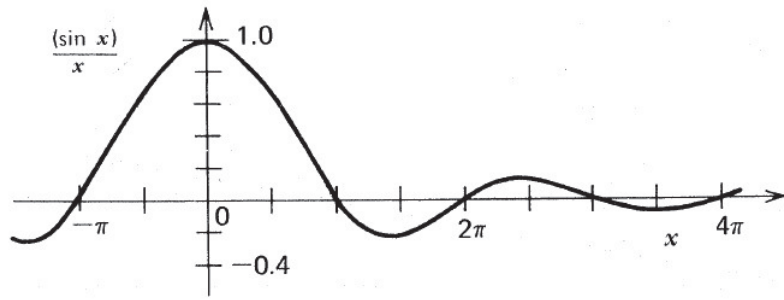


Figura 2.1: Função do tipo $\text{sen}(x)/x$ (Retirada de [7]).

A função anterior apresenta valor máximo quando x tende a zero:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\text{sen}(x)}{x} = \frac{0}{0} \quad (2.13)$$

Resolvendo-se a indeterminação temos:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\left(\frac{d}{dx}\right) \text{sen}(x)}{\left(\frac{d}{dx}\right) x} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\text{cos}(x)}{1} = 1 \quad (2.14)$$

Retornando a expressão anterior de D , concluímos que se x deve ser igual a zero para valor máximo da função, $\frac{kW'}{2} \text{sen}\phi' = 0$ e, como kW' é diferente de 0, o $\text{sen}\phi'$ deve ser igual a zero. Teremos então a máxima potência do sinal quando o ponto de interesse estiver em frente ao arranjo.

Com a finalidade de monitorar o movimento do arranjo, deverão ser montados sensores que transmitam estes dados a um computador montado na superfície. Estes sensores deverão ser capazes de captar qualquer mudança na posição do arranjo. Um sensor giroscópio é responsável por registrar estas alterações nas rotações em relação aos eixos x , y e z [8]. Já um acelerômetro é capaz de registrar as acelerações translacionais ao longo dos eixos x , y e z [8] que, manipuladas por uma dupla integração, fornecerão os deslocamentos instantâneos infinitesimais, cujo somatório fornecerá o deslocamento nos eixos x , y e z . Há de se considerar que haverá um erro associado ao posicionamento devido a vários fatores, entre os quais se destaca o próprio caráter digital do experimento, onde as amostras serão coletadas em intervalos de tempo regulares e, desta forma, toda a informação intermediária será perdida. Para o cálculo da velocidade, as acelerações poderão ser consideradas constantes entre uma amostra e outra e da mesma forma para o cálculo do deslocamento em relação à velocidade. Para que o erro seja reduzido interpolações poderão ser feitas nas amostras coletadas. Porém, o enfoque dado neste trabalho será o controle do azimute, transmitido pelo sensor giroscópio.

2.2 Sensor BNO055

Para este trabalho foi escolhido o sensor da Adafruit Industries, o BNO055, um sensor de orientação espacial que agrega as funcionalidades dos dois sensores citados: giroscópio e acelerômetro, além de um magnetômetro. O BNO055 é um sensor bastante acessível e seu valor está na ordem de dezenas de dólares.

Na Figura 2.2, pode-se verificar a pinagem do sensor:

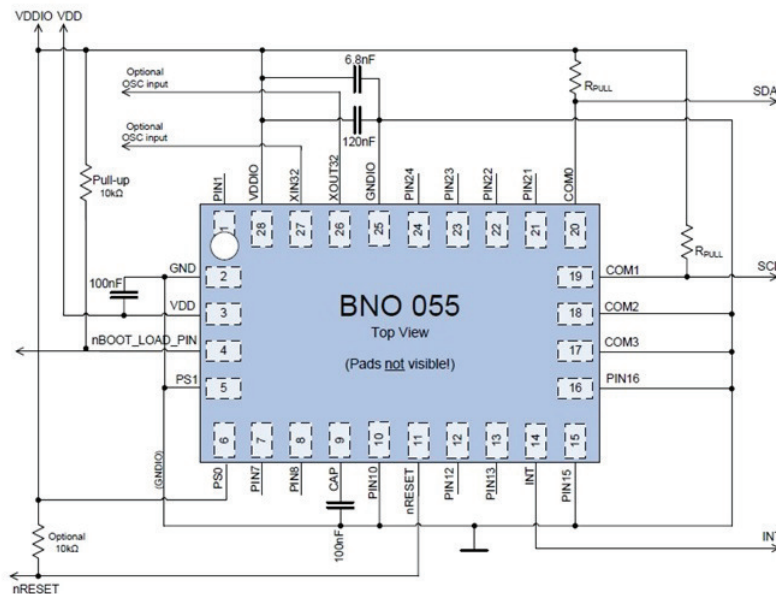


Figura 2.2: Pinagem interna do sensor BNO055 (Retirada de [9]).

Os pinos acessíveis necessários ao uso do sensor são o VDD, VDDIO, GND, SDA e SCL, sendo:

VDD – alimentação de 3,5V para os sensores;

VDDIO – alimentação de 3,5V para o microprocessador e o barramento digital. Este nível de tensão responde pela diferença entre nível lógico alto e baixo;

GND – terra comum ao circuito;

SDA – dados seriais, onde os dados são transmitidos via protocolo específico;
e

SCL – clock dos dados transmitidos.

Existem ainda os pinos de reset (permite o reset por hardware), de boot (por hardware) e os pinos PS0 e PS1 que permitem alterar o modo de operação do sensor entre os protocolos I2C e UART. Neste trabalho, seguindo a orientação do fabricante do componente para uso com Arduino, será usado o protocolo I2C para transmissão dos dados.

Ao alimentar o sensor, ele entra no modo configuração. Neste momento é possível escrever em todos os registradores de seu microprocessador, porém todas as saídas são configuradas para nível lógico zero, o que impossibilita a leitura dos dados do giroscópio, acelerômetro e magnetômetro. Nesta etapa, deve-se então selecionar o modo de operação desejado. Na Tabela 2.1, pode-se ver os modos de operação do BNO055, onde: ACCONLY liga somente o sensor acelerômetro; MAGONLY, somente o magnetômetro; GYROONLY, somente o giroscópio; ACCMAG utiliza os sensores acelerômetro e magnetômetro; ACCGYRO utiliza os sensores acelerômetro e giroscópio; MAGGYRO, os sensores magnetômetro e giroscópio; AMG utiliza os três sensores ao mesmo tempo; IMU utiliza o acelerômetro e giroscópio com orientação relativa; M4G utiliza o acelerômetro e o magnetômetro com orientação relativa e COMPASS utiliza o acelerômetro e magnetômetro com orientação absoluta.

Modo de Operação	Accel	Mag	Gyro	Orientação Rel.	Orientação Abs.
CONFIGMODE	-	-	-	-	-
ACCONLY	X	-	-	-	-
MAGONLY	-	X	-	-	-
GYROONLY	-	-	X	-	-
ACCMAG	X	X	-	-	-
ACCGYRO	X	-	X	-	-
MAGGYRO	-	X	X	-	-
AMG	X	X	X	-	-
IMU	X	-	X	X	-
COMPASS	X	X	-	-	X
M4G	X	X	-	X	-
NDOF_FMC_OFF	X	X	X	-	X
NDOF	X	X	X	-	X

Tabela 2.1: Modos de Configuração do sensor BNO055 (Retirada de [9]).

O fabricante sugere o uso do modo NDOF por conseguir trabalhar com os sensores giroscópio, acelerômetro e magnetômetro ao mesmo tempo, fornecendo orientação absoluta. O modo NDOF_FMC_OFF também seria uma alternativa, porém a calibração do sensor se torna muito mais lenta, embora o consumo de corrente seja um pouco menor, o que seria uma vantagem. Neste trabalho optou-se por conseguir uma calibração muito mais rápida com um consumo um pouco maior de corrente.

2.2.1 Calibração

Para que apresente valores confiáveis e corretamente orientados, os sensores integrados ao BNO055 no modo NDOF, precisam ser calibrados da seguinte forma:

- giroscópio – mantendo-se o sensor imóvel por alguns segundos em uma superfície plana;
- magnetômetro – deve-se realizar movimentos aleatórios com o dispositivo no ar. Normalmente desenha-se um “8” no ar; e
- acelerômetro – é a calibração mais demorada: deve-se manter o dispositivo parado em seis posições diferentes, sendo que, pelo menos uma delas deve ser perpendicular aos eixos x, y e z.

Após a calibragem, pode-se verificar o status de calibração no registrador CALIB_STAT onde, numa escala de 0 a 3, 0 significa totalmente descalibrado e 3 significa totalmente calibrado.

2.2.2 Características e limitações dos sensores usados

O BNO055 pode operar numa faixa de temperatura entre -40°C a 85°C . A corrente total fornecida pelo sensor operando em modo de operação NDOF e modo de força normal na frequência de 100 Hz é de 12,3 mA. Deve-se respeitar o nível de tensão máxima do pino VDD que é de 4,2 V e do pino VDDIO que é de 3,6 V.

O sensor giroscópio fornece os ângulos de Euler referentes aos eixos x, y e z e, por padrão, possui alcance de até $2000^{\circ}/\text{s}$ e internamente um filtro passa-baixa de 32 Hz, ajudando a retirar ruídos de alta-frequência. Os dados são apresentados em 2 bytes (16 bits), fornecendo uma resolução de:

$$\frac{360^{\circ}}{2^{16}} = 0,0055^{\circ}; \quad (2.15)$$

O acelerômetro opera, por padrão, em $\pm 4g$ e apresenta os dados em m/s^2 . Possui um filtro passa-baixa com frequência de corte inicialmente configurado para 62,5 Hz, com um offset de -150 mg a $+150 \text{ mg}$ com o objeto parado. O offset varia com a variação de aceleração proporcionalmente à tensão gerada, tipicamente entre 1,5 mg/V a 2,5 mg/V. Os dados são apresentados em 2 bytes de 8 e 6 bits, totalizando 14 bits e fornecendo uma resolução de:

$$\frac{78,4\text{m}/\text{s}^2}{2^{14}} = 0,0048\text{m}/\text{s}^2 (g = 9,8\text{m}/\text{s}^2) \quad (2.16)$$

Os dados são apresentados a uma taxa de 100 Hz para o modo de fusão NDOF, para o acelerômetro e para o giroscópio, mas para o magnetômetro a taxa é de 20 Hz.

Os dados de aceleração podem ser separados dos dados de gravidade via software, o que apresenta uma enorme vantagem por permitir retirar a influência da aceleração da gravidade nas acelerações lineares desejadas.

2.3 Arduino

O Arduino [10] é uma plataforma de prototipagem eletrônica, com um microcontrolador Atmel montado em sua Placa de Circuito Impresso, e com as portas acessíveis através de pinos montados no mesmo. O Arduino pode ser facilmente conectado a um computador através da porta USB, e sua programação é realizada através do Ambiente de Desenvolvimento Integrado (IDE), baseado em linguagem C/C++. O Arduino é hoje muito utilizado por ter um custo acessível, ser fácil de programar e possuir um hardware livre.

2.3.1 Ligação do sensor BNO055

O fabricante do sensor fornece uma maneira simples de adquirir os dados do mesmo utilizando um Arduino como interface com um computador [11] conforme visto no esquema da Figura 2.3

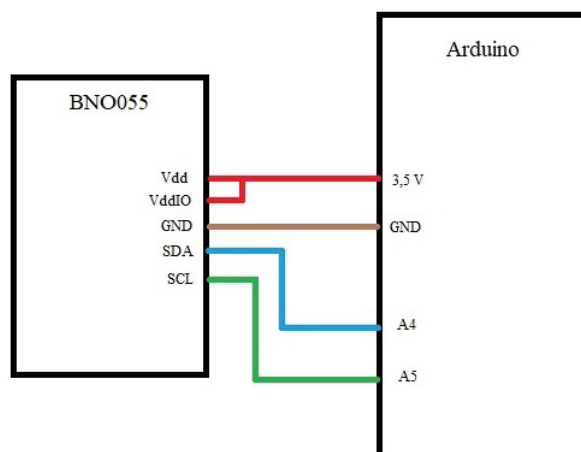


Figura 2.3: Esquema de ligação do BNO055 a um Arduino.

O pino A4 do Arduino é ligado no pino SDA do sensor bem como o pino A5 do Arduino é ligado no pino SCL do sensor. O fabricante orienta que o sensor seja alimentado pelo +5 V do Arduino, porém neste trabalho será utilizado o pino de alimentação de 3,5 V do mesmo, pois como o próprio fabricante apresenta em sua

folha de dados [9], a tensão máxima suportada pelo pino VDD é de 4,2 V. Além disso, o fabricante não determina que o pino VDDIO seja conectado. Neste trabalho o pino VDDIO será ligado a mesma alimentação de 3,5 V, considerando que a tensão máxima suportada pelo mesmo é de 3,6 V e porque, como escrito também na folha de dados do componente, o pino VDDIO alimenta o microcontrolador responsável pela lógica digital.

As bibliotecas do Arduino estão disponíveis para download no site do fabricante [11].

2.4 Sistema de Propulsão

Para movimentar o protótipo na água é necessária a utilização de propulsores, que são motores que geram o empuxo necessário à criação de movimento. Os propulsores submarinos comerciais possuem um custo elevado e por isso optou-se por fabricá-los a partir de bombas de porão, que são bombas d'água usadas para retirar a água acumulada nos porões de barcos. As bombas de porão, ao contrário dos propulsores comerciais, podem ser adquiridas a preços bem acessíveis. Na Figura 2.4, pode-se ver a imagem de uma bomba de porão antes e após a adaptação, onde foram retirados os rotores da mesma e montados hélices de nautimodelismo ajustadas por buchas fabricadas sob medida:



Figura 2.4: Bombas de porão e propulsor adaptado.

A desvantagem de se utilizar bombas de porão ao invés de propulsores comerciais está no fato de que as características do motor elétrico, relevantes para este trabalho, não se encontram na folha de dados do fabricante, visto que o enfoque dado para o equipamento é a eficiência da bomba e não as características do motor que a movimenta. Por este motivo, o fabricante só fornece a vazão da bomba que é de 1100 g/h, a tensão de alimentação de 12 V e a corrente máxima de 3 A. Desta forma,

houve a necessidade de se usar as dimensões do rotor retirado da bomba para se chegar ao cálculo aproximado do RPM do motor que aciona a mesma.

2.4.1 Cálculo do RPM do motor

Convertendo-se a vazão da bomba para litros/minuto:

$1100\text{galões} \times 3,78\text{litros/galão}$ (fator de conversão de g para l) = 4158,00 litros;

1 h = 60 min;

$4158,00\text{ litros/h} = 4158,00\text{ litros}/60\text{ min} = 69,30\text{ litros}/\text{min}$;

$1\text{ dm}^3 = 1\text{ litro}$;

Vazão em $\text{mm}^3 = 69,30\text{ dm}^3 / \text{min} = \mathbf{69,30 \times 10^6\text{ mm}^3/\text{min}}$.

O rotor da bomba possui 3 pás igualmente dispostas, dividindo a área da circunferência em 3 partes. Pela ação da força centrífuga, todo o volume de água em contato com as pás é expulso após 2/3 de volta. Na Figura 2.5, pode-se ver que o volume 1 está contido na extensão de 2/3 de volta da circunferência representada pelo arco maior dos raios desenhados em amarelo. Da mesma maneira os outros 2 volumes também têm extensão de 2/3:

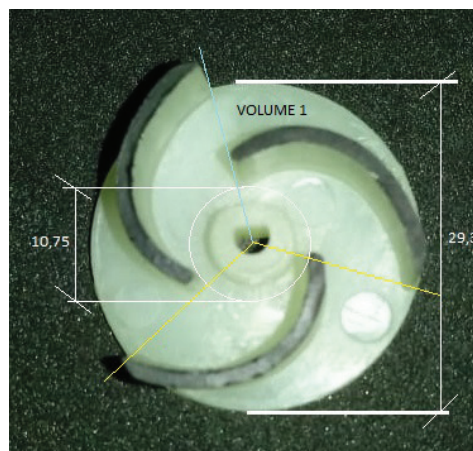


Figura 2.5: Dimensões do rotor.

Calcula-se o volume aproximado de água deslocada:

Área total do rotor = $\pi \times (29,30\text{ mm} / 2)^2 = 673,91\text{ mm}^2$;

Área da circunferência menor = $\pi \times (10,75\text{ mm} / 2)^2 = 90,72\text{ mm}^2$;

Área da água deslocada = $673,91 - 90,72 = 583,19\text{ mm}^2$;

Altura das pás = 9 mm;

Volume de água deslocada em 2/3 de volta = $583,19 \times 9 = 5248,71\text{ mm}^3$;

Volume de água deslocada em 1 volta = $(3/2) \times 5248,51\text{ mm}^3 = \mathbf{7872,76\text{ mm}^3/\text{volta}}$.

Dividindo-se a vazão pelo volume de água deslocada em 1 volta encontramos um RPM teórico de:

$$(69,30 \times 10^6 \text{ mm}^3 / \text{min}) / (7872,76 \text{ mm}^3 / \text{volta}) = 8802,50 \text{ RPM}$$

Com a necessidade premente de adquirir o RPM do motor com exatidão satisfatória ao controle, foi utilizado o tacômetro digital ótico TC-5015 com resolução de 0,1 RPM e exatidão de 4,8 RPM [12]. Utilizando-se duas fontes de tensão em série como pode ser visto na Figura 2.6, o motor foi alimentado com várias tensões diferentes, sendo medido o RPM para cada uma delas conforme mostrado na Figura 2.7:

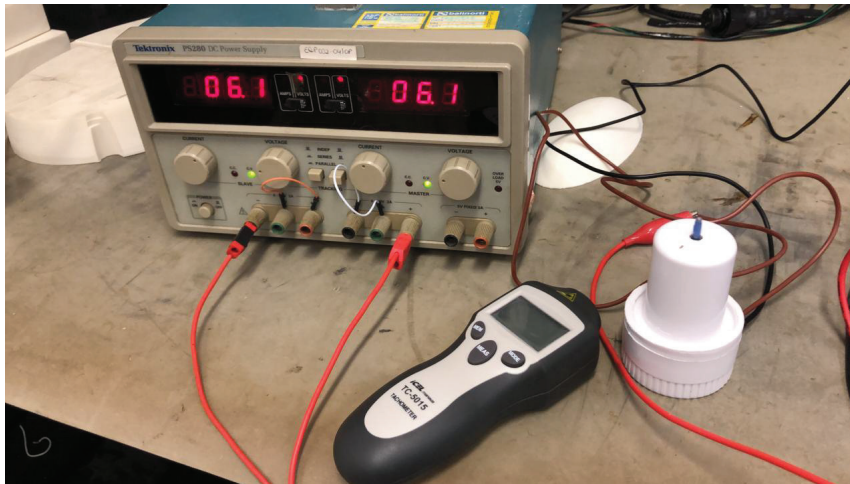


Figura 2.6: Fonte alimentando o motor.



Figura 2.7: Tacômetro medindo RPM do motor.

Sendo gerada a Tabela 2.2:

Tensão aplicada	RPM	Freq(Hz)	ω (rad/s)
12,0 volts	7500,0	125,0	785,4
10,9 volts	6590,0	109,8	690,1
9,2 volts	5480,0	91,3	573,8
8,3 volts	4960,0	82,7	519,4
6,7 volts	3920,0	65,3	410,5
5,2 volts	2980,0	49,7	312,0
4,2 volts	2370,0	39,5	248,2
3,1 volts	1610,0	26,8	168,6
2,4 volts	1190,0	19,8	124,6

Tabela 2.2: Levantamento do RPM do motor.

Para a tensão nominal de 12 V o erro relativo ao RPM do cálculo teórico foi de, aproximadamente, 17%.

2.4.2 Passo do hélice

O hélice possui duas pás que ocupam aproximadamente 1/4 de volta cada conforme Figura 2.8. A altura do hélice é de 12,4 mm. Calcula-se o passo geométrico do hélice (para uma volta completa): $4 \times 12,4 \text{ mm} = 49,6 \text{ mm}$;

“Visto que a eficiência de qualquer máquina é a razão da utilização da força produzida para a força de entrada, a eficiência da hélice é a razão da potência de tração para a potência do freio” (LEAL JUNIOR, 20??, p.7).

A eficiência de um hélice varia de 50 a 87 % dependendo de quanto o hélice recua. O recuo do hélice é a diferença entre o passo geométrico e o passo efetivo. O passo geométrico é a distância que um hélice deveria avançar em uma revolução; e o passo efetivo é a distância realmente percorrida. Desta forma, passo geométrico ou teórico é baseado na ausência do recuo, mas o passo efetivo ou atual reconhece o recuo do hélice no meio (Adaptado de [13]).

Para este trabalho, por se implementar em meio marinho com densidade bem superior à do ar, considerou-se uma eficiência de 70 %, inferindo-se um passo efetivo teórico, se assim se pode definir, de 34,72 mm.

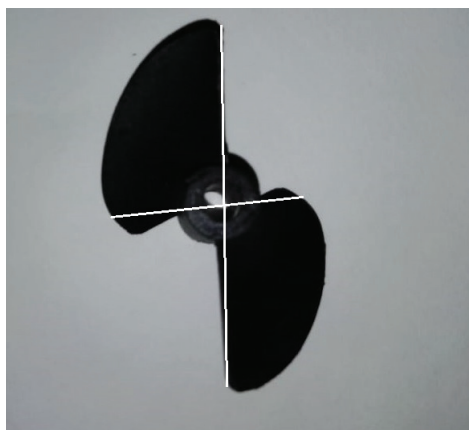


Figura 2.8: Hélice de nautimodelismo usada no motor.

2.5 Construção do protótipo

Idealizou-se o protótipo com um formato simples, porém simétrico, para facilitar o equilíbrio das forças. Produzido utilizando-se canos de PVC de 20 mm de diâmetro, tendo os motores fixados através de abraçadeiras de aço e a eletrônica embarcada em recipiente hermeticamente fechado, para impedir a entrada de água.

2.5.1 Montagem dos motores no protótipo e momento de inércia

Os motores necessários para girar o protótipo em azimute, estariam dispostos nas quinas de um quadro feito com cano de PVC. Por não haver fixação do centro do protótipo na água, a simples aplicação de um torque através da força numa extremidade do mesmo conforme a Figura 2.9, não produzirá rotação e tampouco translação em linha reta:

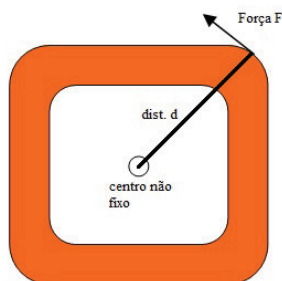


Figura 2.9: Aplicação de uma força na quina de um quadro.

Recorrendo a figura anterior, podemos concluir que a força aplicada em um ângulo de 45° , forma um ângulo de 90° com a diagonal do quadrado, que passa pelo centro

do conjunto. O torque para girar o conjunto é dado então por força (F) \times distância ao centro do conjunto (d). Como o torque é constante em todo o eixo imaginário onde a força será aplicada, quanto menor a distância d , maior a força aplicada.

Aplicando-se forças em sentidos opostos nas extremidades diametralmente opostas, resultará em um torque nulo, exatamente no centro do protótipo, conforme Figura 13. Em todos os outros pontos da diagonal do quadrado, as forças serão aplicadas, neste exemplo, no sentido de girar todo o conjunto no sentido anti-horário. O centro do protótipo não ficará totalmente fixo, pela impossibilidade de colocarem-se os dois motores em exato ângulo de 45° , pelas correntes de deriva no ambiente marinho que imprimem translações no conjunto, pela impossibilidade de se obter exatamente o mesmo torque para os dois motores, pelas diferenças no arrasto de cada hélice.

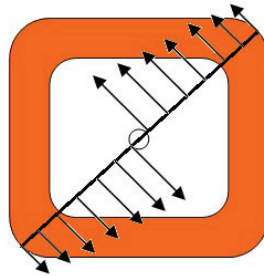


Figura 2.10: Momento usado para imprimir rotação.

Serão posicionados dois motores em ângulos de 45° com a diagonal do quadro e diametralmente opostos para girar o conjunto no sentido anti-horário e outros dois motores dispostos da mesma maneira para girar o conjunto no sentido horário, conforme Figura 2.11:

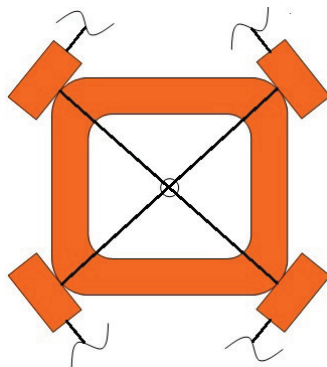


Figura 2.11: Disposição dos motores no quadro.

Foi idealizado um reservatório de plástico hermeticamente fechado, para abrigar o circuito eletrônico. Abaixo, pode-se observar na Figura 2.12, o primeiro protótipo idealizado, onde os motores 1 e 3 permitem a rotação em azimute no sentido horário

e os motores 2 e 4, no sentido anti-horário. Os motores 1 e 2 também permitem a translação do protótipo para frente e os motores 3 e 4, para trás. Os motores 1 e 4 permitem o deslocamento do protótipo para a esquerda e os motores 2 e 3, para a direita:

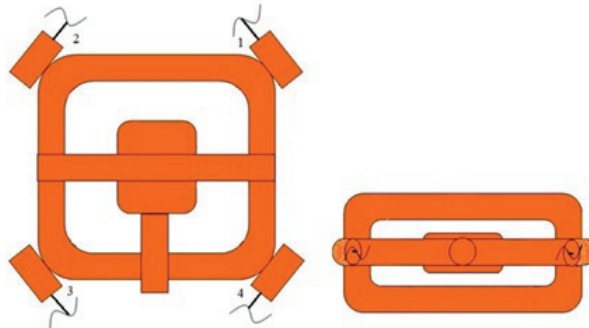


Figura 2.12: Vistas superior e frontal do primeiro protótipo idealizado.

Posteriormente, optou-se por prever um cano preso verticalmente a parte superior do conjunto, conforme Figura 2.13, com a finalidade de descer parcialmente os motores na coluna d'água, evitando a cavitação dos hélices. Definiu-se empiricamente as dimensões do protótipo: um quadro de 36 cm de lado e um tubo vertical de 39 cm, formado por tubos de PVC de 2 mm de diâmetro e com uma densidade de $0,91 \text{ g/cm}^3$, medida utilizando-se um corpo de prova de 2 mm de comprimento. Além disso, previu-se uma superfície plana onde o reservatório poderia ficar apoiado. O espaço entre a superfície de apoio e o tubo vertical foi definido como 15 cm de modo a possibilitar a montagem e manutenção do circuito eletrônico no interior do reservatório hermético:

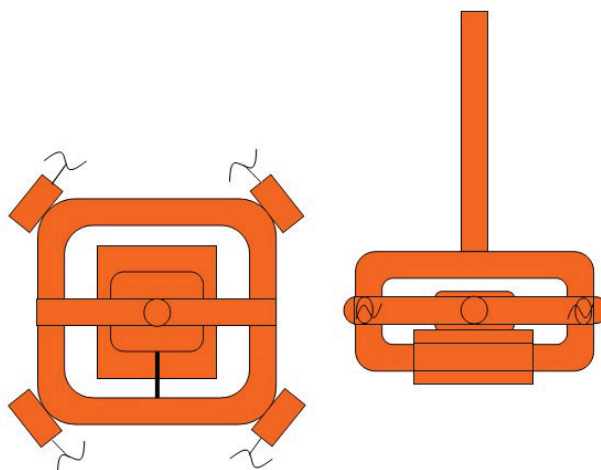


Figura 2.13: Aspecto final do protótipo.

A montagem do cano superior também possibilitou o cálculo aproximado do

tempo necessário para a compensação de movimentos de roll e pitch (desconsiderando outras forças como de torção, por exemplo), pois o centro de massa do sistema está no ponto inferior do cano, que tem massa desprezível em relação ao conjunto inteiro que pode ser tratado como um pêndulo.

Calculando-se então o período de oscilação:

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{L}{g}} \quad (2.17)$$

onde:

- L = comprimento do cano até o centro de massa; e
- g = aceleração da gravidade.

$T = 2 \times 3,14 \times \sqrt{\frac{0,46}{9,80}} = 1,36$ s; (na água a resistência é maior e este tempo diminui consideravelmente).

A colocação do tubo ainda trouxe a vantagem de aumentar o momento de inércia do conjunto em relação aos movimentos de roll e pitch que, para efeitos deste trabalho, atrapalham o movimento de interesse. Considerando a figura que representa o protótipo composta por um cuboide sólido e um cilindro sólido, posicionando o eixo z passando pelo centro da figura (referente ao movimento de yaw) e os eixos x (pitch) e y (roll) posicionados na superfície da água, podemos verificar a diferença dos momentos de inércia devido à colocação do tubo (representado pelo cilindro sólido).

Calcula-se então o momento de inércia referente a x (I_x), y (I_y) e z (I_z), conforme Figura 2.14 abaixo:

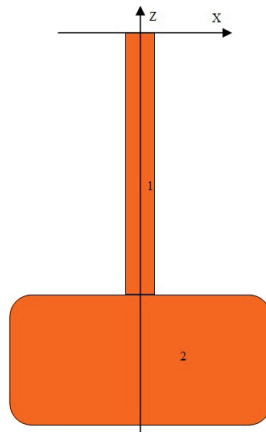


Figura 2.14: Representação do protótipo por um cuboide e cilindro sólidos.

O momento de inércia de x vai ser igual ao de y. Calculando [14] para o volume representado na Figura 2.14 pelo número 1, considerando que o baricentro não é coincidente com os eixos x e y:

$$I_x = I_y = \frac{m_1 L^2}{3} \quad (2.18)$$

onde:

- m_1 = massa do cano vertical representado pelo volume 1 da Figura 2.14 = $0,91 \text{ g/cm}^3 \times 3,14 \text{ cm}^2 \times 39,00 \text{ cm} = 111,49 \text{ g}$;
- L = comprimento do cano = $39,00 \text{ cm}$;

$$I_x = I_y = 56525,43 \text{ gcm}^2$$

Para o volume 2 da Figura 2.14:

$$I_x = I_y = \frac{m^2(a^2 + 2b^2)}{12} \quad (2.19)$$

onde:

- m_2 = massa da parte inferior do protótipo representada pelo volume 2 da Figura 2.14 = $(0,91 \text{ g/cm}^3 \times 3,14 \text{ cm}^2 \times 246,00 \text{ cm}) + 550,00 \text{ g} + (4 \times 280,00 \text{ g}) = 2373,26 \text{ g}$ (são quatro motores de 280 g para movimentar o conjunto e a massa do reservatório mais a massa da superfície plana de apoio totalizam 550,00 g);
- a = lado do quadrado formado pela base do protótipo = $36,00 \text{ cm}$;
- b = distância da base do volume 2 da Figura 2.14 aos eixos x e y = $54,00 \text{ cm}$;

$$I_x = I_y = 1409716,44 \text{ gcm}^2$$

Somando as contribuições dos dois volumes:

$$I_x = I_y = 1466241,87 \text{ gcm}^2$$

Calcula-se o momento de inércia em relação ao eixo z, coincidente com o baricentro das figuras. Para o volume 1 da Figura 2.14:

$$I_z = \frac{m_1 r^2}{2} \quad (2.20)$$

onde:

- m_1 = massa do cano vertical representado pelo volume 1 da Figura 2.14 = 111,49 g;
- r = raio do cano = 10,00 cm;

$$I_z = 5574,50 \text{ gcm}^2;$$

Para o volume 2 da Figura 2.14:

$$I_z = \frac{m_2(2a^2)}{12} \quad (2.21)$$

onde:

- m^2 = massa da parte inferior do protótipo representado pelo volume 2 da Figura 2.14 = 2373,26 g;
- a = lado do quadrado formado pela base do protótipo = 36 cm;

$$I_z = 512624,16 \text{ gcm}^2;$$

Somando as contribuições dos dois volumes:

$$I_z = 518198,66 \text{ gcm}^2;$$

Comparando o momento de inércia I_z com os momentos de inércia I_x e I_y temos que:

$$I_x = I_y = 2,83I_z;$$

Sem o cano os momentos de inércia I_x e I_y seriam referentes somente ao volume 2 com o baricentro da figura coincidente com os eixos:

$$I_{xysemcano} = \frac{m^2(a^2 + 2b^2)}{12} \quad (2.22)$$

onde:

- m_2 = massa da parte inferior do protótipo representada pelo volume 2 da Figura 2.14 = 2373,26 g;
- a = lado do quadrado formado pela base do protótipo = 36,00 cm;
- b = distância da base do volume 2 da Figura 2.14 aos eixos x e y = 15,00 cm;

$$I_{xysemcano} = 345309,33 \text{ gcm}^2;$$

Comparando os momentos de inércia I_x e I_y com e sem cano temos que:

$$I_{xy} = 4,25I_{xy\text{semcano}};$$

Com isso, confirma-se que a colocação do cano também aumentou significativamente o momento de inércia em relação aos eixos x e y, com conseqüente aumento de robustez do protótipo, dificultando o movimento nas direções que não são de interesse.

2.5.2 Flutuabilidade do conjunto

Há três situações que podem ocorrer com um objeto submerso: boiar, afundar ou ficar em suspensão. A terceira situação é praticamente impossível de se conseguir na prática, pois o objeto deve estar com a densidade exatamente igual a da água. Se o empuxo for um pouco menor do que o peso, o objeto vai para o fundo e se o empuxo for pouco maior do que o peso o objeto flutua. Não é interessante neste trabalho que o objeto afunde, porque isso acarretaria no posicionamento de motores trabalhando o tempo todo para manter o objeto flutuando. Optou-se então por fazer o cálculo de empuxo do protótipo de modo que o mesmo ficasse na superfície.

Sendo o empuxo igual ao peso do volume de água deslocado e como em teoria se deseja que todo o conjunto fique submerso, porém boiando, o volume de água deslocado usado no cálculo será todo o volume do conjunto.

A densidade teórica do PVC varia de 1,16 a 1,58 g/cm³. Cortou-se um pedaço de PVC de diâmetro igual a 20,00 mm como corpo de prova e verificou-se uma densidade prática de 0,91 g/cm³, como já citado na Seção 2.4.1. Os motores têm massa de 280,00 g cada e possuem volume de 152,31 cm³. O reservatório hermeticamente fechado tem massa de 380,00 g e volume 1368,00 cm³ e foi apoiado sobre uma superfície plana de 320,00 g e volume 460,00 cm³.

Para que o empuxo tenha o mesmo valor do peso do conjunto, temos: $mg = \mu gV$, sendo:

m = massa do conjunto;

g = força da gravidade;

μ = densidade da água; e

V = volume do conjunto.

A gravidade pode ser simplificada da equação e a densidade da água será aproximada para 1 g/cm³:

$$m = \mu V;$$

Calculando a massa (m) e o produto (μV) do conjunto:

$$m = 4 \times 280,00 \text{ g} + 380,00 \text{ g} + 320,00 \text{ g} + (0,91 \text{ g/cm}^3 \times 3,14 \text{ cm}^2 \times 285,00 \text{ cm}) = 2634,75 \text{ g};$$

$$\mu V = 1,00 \text{ g/cm}^3 (4 \times 152,31 \text{ cm}^3 + 1368,00 \text{ cm}^3 + 460,00 \text{ cm}^3 + (3,14 \text{ cm}^2 \times 285,00 \text{ cm})) = 3332,57 \text{ g};$$

Construiu-se então o protótipo e constatou-se que, por possuir empuxo maior do que o peso, o mesmo inicialmente boiou inteiramente com os motores muito próximos à linha d'água. Como já explanado, desejava-se que o protótipo ficasse quase totalmente submerso com o cano superior faceando a linha d'água. A massa a ser acrescida ao protótipo deveria ser de exatamente: $3332,57 \text{ g} - 2634,75 \text{ g} = 697,82 \text{ g}$ sem acréscimo de volume para que o mesmo ficasse com todo o seu volume submerso. Pela impossibilidade de se obter contrapesos sem volume que totalizassem exatamente essa massa e por não haver espaço para colocação desses contrapesos no centro de massa do protótipo, ocasionando certamente um desbalanceamento do conjunto, resolveu-se colocar, o mais distribuído possível, contrapesos totalizando $900,00 \text{ g}$ com um acréscimo de volume de $190,72 \text{ cm}^3$, resultando em:

$$m = 2634,75 \text{ g} + 900,00 \text{ g} = 3534,75 \text{ g};$$

$$\mu V = 3332,57 + 190,72 = 3523,29 \text{ g};$$

Por possuir peso ainda um pouco superior ao empuxo, o protótipo afundou inteiramente. Colocou-se um flutuador (isopor) posicionado no topo do cano vertical com massa de $20,00 \text{ g}$ e volume $911,25 \text{ cm}^3$ (massa desprezível em relação ao volume). Desta forma, conseguiu-se o equilíbrio do sistema, com o flutuador afundando o necessário para equilibrar todo o sistema:

$$3534,75 + 20,00 = 3523,29 + V;$$

$$V = 31,46 \text{ cm}^3.$$

Na Figura 2.15 pode-se observar o posicionamento do protótipo na linha d'água:

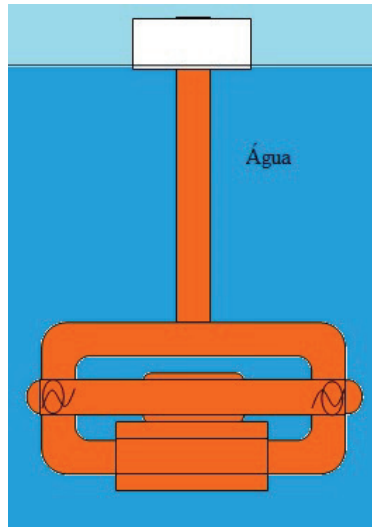


Figura 2.15: Representação do protótipo posicionado na linha d'água.

2.6 Software utilizado

Para o controle do protótipo foi utilizado o software LabView [15], software criado especialmente para soluções de problemas da engenharia, tal como o controle aqui implementado. É baseado em linguagem de programação que utiliza ícones gráficos, o que facilita o entendimento e funcionamento dos projetos desenvolvidos em sua plataforma. O LabView permite que os dados do protótipo sejam amostrados e utilizados para gerar uma resposta a ser enviada para o controle do mesmo. Os dados de compensação disponibilizados virtualmente no programa devem ter uma saída física de comunicação com os motores. Esta saída física deve se dar através de uma placa de aquisição da National Instruments, mesma fabricante do software. A versão do Labview utilizada foi a 16.0 e foram utilizados também os programas NI-DAQmx versão 18.0 e MAX (Measurement & Automation Explorer) versão 17.0 que possibilitaram a interface com a placa de aquisição e os testes de funcionamento/calibração da mesma, respectivamente.

2.6.1 Placa de aquisição

A placa de aquisição adotada foi a USB-6211 [16] da National Instruments, por possuir a quantidade exata de saídas analógicas necessárias a este trabalho. Na Figura 2.16 pode-se visualizar os pinos da referida placa:

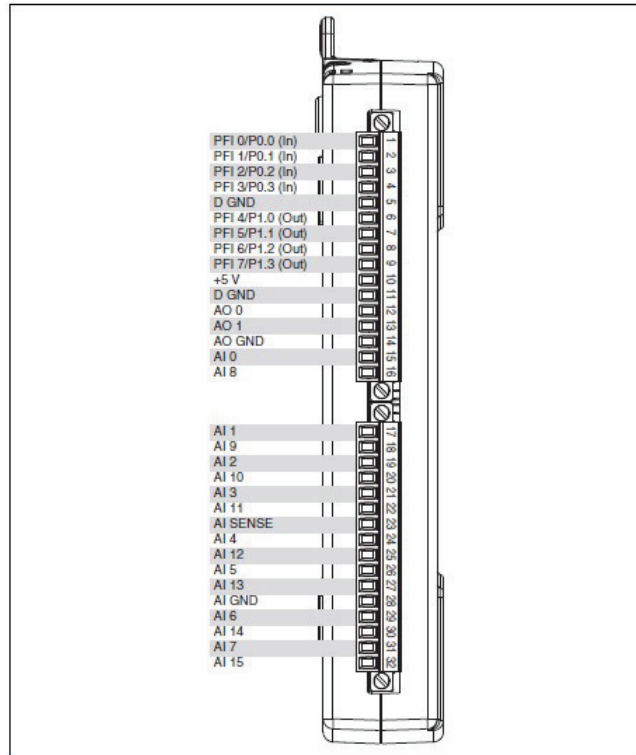


Figura 2.16: Pinagem da placa de aquisição USB-6211 (Retirada de [16]).

Os pinos de 1 a 4 são entradas digitais, os pinos de 6 a 9 são saídas digitais, os pinos 5 e 11 são terras digitais, e o pino 10 é uma saída digital de 5 V que pode fornecer até 50 mA. Os pinos 12 e 13 são duas saídas analógicas cujo terra é o pino 14. As entradas analógicas são em número de 16 e estão situadas dos pinos 15 ao 32, sendo os pinos 23 e 28 referentes ao aterramento das saídas analógicas não referenciada e referenciada, respectivamente. O terra digital e os analógicos são comuns entre si.

Capítulo 3

Metodologia

O controle do protótipo é realizado através do LabView, utilizando-se uma malha de controle fechada com controlador PID, cujos dados captados pelo BNO055, através do Arduino, realimentam o sistema e permitem o cálculo do torque necessário aos motores que é transmitido através da placa de aquisição USB-6211, conforme pode ser visto na Figura 3.1:

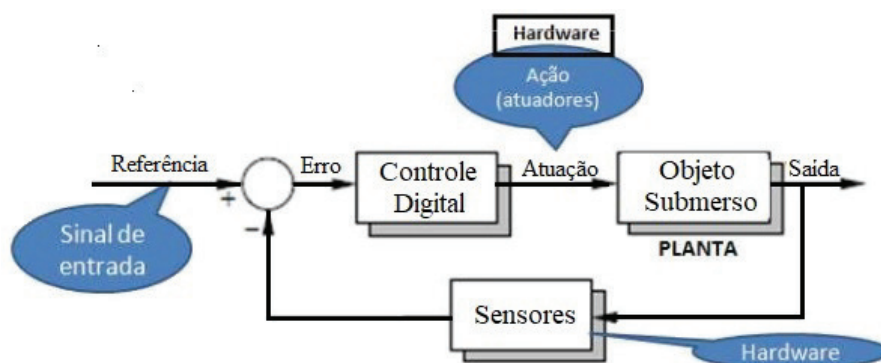


Figura 3.1: Esquema de uma malha fechada (Adaptada de [17]).

3.1 Montagem do BNO055

O BNO055 foi ligado ao Arduino que se comunica ao computador utilizando-se um cabo UTP CAT 5. Este cabo possui 4 pares de fios entrelaçados entre si para reduzir as interferências eletromagnéticas (EMI) entre eles e por isso foi utilizado para transmissão dos dados do sensor. O cabo UTP CAT 5 atende perfeitamente aos requisitos do presente trabalho suportando distâncias de até 100 metros, permitindo taxas de transmissão de até 100 Mbps, apesar do Arduino estar utilizando uma taxa de 9600 bps. O entrelaçamento entre os fios produz uma blindagem satisfatória para o presente trabalho, considerando-se a ausência de campos eletromagnéticos fortes referentes à eletricidade AC, por exemplo.

3.2 Aquisição de dados no LabView

O programa do Arduino para aquisição dos dados brutos dos sensores pode ser encontrado na biblioteca chamada Adafruit_BNO055 [11]. No LabView, foi utilizada uma função padrão chamada VISA (Virtual Instrument Software Architecture), responsável por ler os dados na porta USB usando o mesmo protocolo I2C do sensor codificado pelo Arduino em uma taxa de transmissão de 9600 bps. Os dados, inicialmente amostrados como string, foram convertidos para matriz. Abaixo, Figura 3.2, pode-se verificar a parte do programa em LabView criada para adquirir o valor do azimute:

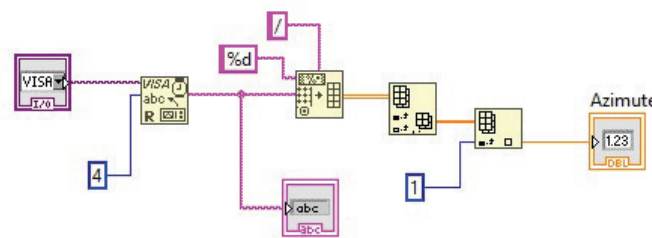


Figura 3.2: Programa em LabView para coletar dados de azimute.

3.2.1 Dados de posição

Como uma tentativa de mensurar o deslocamento translacional do protótipo devido principalmente às correntes marinhas, os dados do acelerômetro nos eixos x, y e z foram adquiridos pelo programa dos dados brutos na biblioteca Adafruit_BNO055 [11] acrescentando-se a linha de comando:

```
imu::Vector<3> acelerat = bno.getVector(Adafruit_BNO055::VECTOR_LINEARACCEL);
```

Onde “VECTOR.LINEARACCEL” permite adquirir os dados de aceleração ao longo dos eixos x,y e z removendo os efeitos da aceleração da gravidade. Os dados de aceleração amostrados seriam então integrados duplamente para o cálculo da posição, recorrendo-se ao período de amostragem especificado no manual de componentes para os dados do acelerômetro:

$$1 / 100 \text{ Hz} = 0,01 \text{ s} = 10 \text{ ms};$$

Foi criada então uma rotina no LabView para gerar o gráfico da aceleração. A ideia era fazer o somatório das integrais infinitesimais do gráfico e se obter posteriormente a velocidade instantânea. De posse do gráfico de velocidade instantânea, o somatório das integrais infinitesimais daria a posição instantânea de um objeto referente ao ponto inicial das integrações. Na Figura 3.3, o programa em LabView para

aquisição dos dados do acelerômetro no eixo x (sentido longitudinal do BNO055) e plotagem do gráfico:

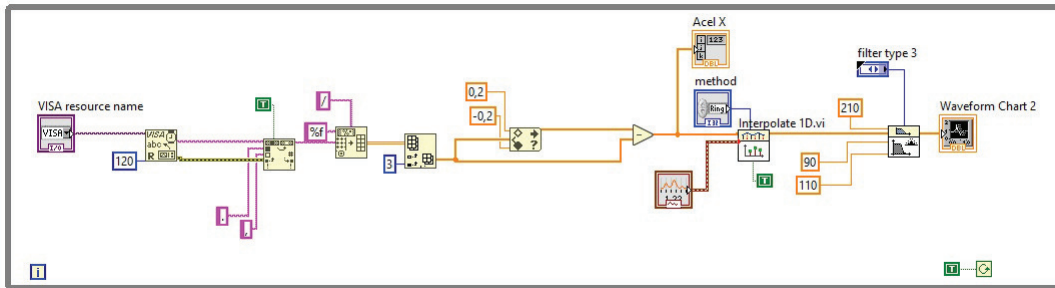


Figura 3.3: Programa em LabView para coletar e plotar dados de aceleração.

Devido ao offset do acelerômetro, foi utilizada uma função onde todos os valores entre $-0,2$ e $0,2$ m/s foram filtrados. Conseguiu-se desta forma que a saída ficasse estável com o acelerômetro parado. Foi realizada então, uma interpolação utilizando-se o método linear, com intervalos de tempo referentes à saída de dados do acelerômetro, no caso de 10 ms e, após a interpolação, foi passado um filtro passa-faixa de 90 a 110 Hz, com frequência de amostragem de 210 Hz para que se preservasse a frequência de interesse.

Após a construção do gráfico, realizaram-se vários testes de aceleração, partindo-se do repouso, acelerando-se o BNO055 e desacelerando-o até parar completamente. Entre muitos gráficos gerados, na Figura 3.4 são mostrados alguns:

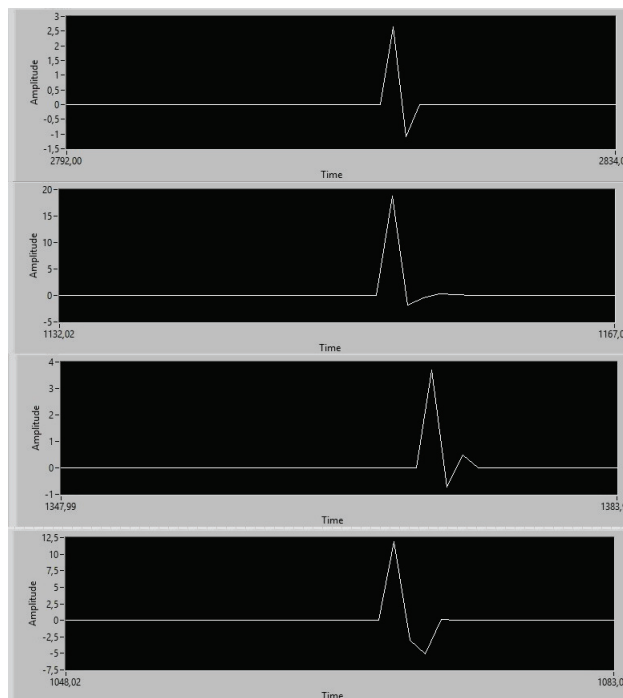


Figura 3.4: Gráficos aceleração \times tempo.

Visualmente já é possível verificar que a área positiva dos gráficos não é igual à área negativa como deveria ser. Essa diferença entre áreas sempre resulta em uma velocidade residual e o objeto, mesmo estando parado, registra uma velocidade que vai sendo computada, aumentando exponencialmente o erro posicional. Acredita-se que este erro crescente se deve a diversos fatores entre eles:

- Devido ao baixo custo do sensor, o acelerômetro não possui exatidão e precisão satisfatórias para o interesse deste trabalho;
- O offset dinâmico do sensor é variável e desta maneira foi feita uma rotina para eliminação do offset estático, porém, o offset dinâmico do sensor não foi eliminado pelo seu caráter não linear;
- Apesar do fabricante do sensor estabelecer a frequência das amostras em 100 Hz, foi verificado no LabView que esta frequência varia randomicamente entre 25 Hz e 75 Hz, o que dificulta muito a precisão nos cálculos das integrais já que os espaços infinitesimais de tempo (dt) deveriam ser igualmente espaçados.

Por esta razão, devido a inexatidão e imprecisão dos dados gerados, resolveu-se não utilizar este sensor especificamente para calcular a variação posicional translacional do objeto submerso, porém com um sensor mais robusto é totalmente viável este cálculo.

Como exemplo, se fosse utilizado um acelerômetro com medição capacitiva MEMS, com preço bem mais elevado (o acelerômetro MAS3002, por exemplo, pode ser adquirido por pelo menos R\$ 4500,00 a peça) consegue-se uma robustez e uma precisão bem mais elevada do que o aqui utilizado. O MAS3002 consegue realizar medições de até 200 g com uma saída de até 5 V, obtendo uma elevada resolução da escala que se traduz em um menor erro de aceleração. Possui um baixíssimo ruído de menos que $7 \mu\text{g}/\text{Hz}$ e uma não-linearidade desprezível da ordem de 0,1 % de toda a extensa escala do sensor, trazendo robustez aos projetos que utilizam tal recurso.

3.3 Modelagem matemática

O modelo matemático de um sistema dinâmico é definido como um conjunto de equações que representa a dinâmica do sistema com precisão ou, pelo menos, razoavelmente bem. Note que um modelo matemático não é único para determinado sistema. Um sistema pode ser representado de muitas maneiras diferentes e, portanto, pode ter vários modelos matemáticos, dependendo da perspectiva a ser considerada.(OGATA,2010,pg.11).

No presente trabalho, como os motores trabalham em pares, no caso do controle em azimute, cada um dos motores será responsável por rotacionar o objeto com

relação ao centro da circunferência e, se considerarmos os motores idênticos e posicionados de maneira igualmente idêntica, espera-se que o arco descrito pelos dois motores seja igual de maneira que o centro do objeto permaneça fixo (em teoria) e o ângulo obtido seja aquele efetuado por um motor. Assim sendo, a modelagem será feita para um dos dois motores do par, apesar de trabalharem conjugados pelos fins já expostos. Na Figura 3.5, vemos as forças internas que atuam no sistema: a força centrípeta (F_c) que direciona os motores para o centro do protótipo - consequência do movimento rotacional - e a força exercida pelo torque dos motores (F_m). A força peso não está representada por ter sido compensada anteriormente no estudo do empuxo:

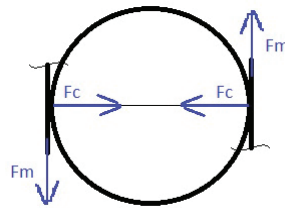


Figura 3.5: Forças que atuam para girar o conjunto.

Pode ser encontrada na literatura a modelagem matemática de um motor DC, porém a saída é obtida em velocidade angular do eixo do motor. Introduziu-se então, um integrador ao modelo para que a saída fosse obtida em posição angular. Esta posição angular do eixo deve corresponder a uma translação do motor devido ao passo do hélice que já foi calculado anteriormente.

A relação entre a saída do integrador, que fornece a posição angular e a translação efetuada pelo motor é dada por:

$$X = \frac{\theta p}{2\pi} \quad (3.1)$$

sendo:

X = translação do motor;

θ = posição angular do eixo do motor; e

p = passo do hélice (utilizado o passo de 3,47 cm).

A translação que seria executada em linha reta, pela construção geométrica do protótipo, se torna o arco de uma circunferência de centro coincidente com o centro geométrico do protótipo, que por razões de simetria, encontra-se também muito próximo ao centro de massa do mesmo. Sendo então o “X” considerado o arco da circunferência percorrido pelo motor, obtém-se o ângulo de rotação do objeto pela

relação abaixo, já convertido de radianos para graus:

$$\alpha = \frac{360^\circ X}{2\pi R} \quad (3.2)$$

sendo:

α = ângulo de giro do objeto; e

R= raio da circunferência formada (distância do motor até o centro do protótipo = 25,45 cm).

Na Figura 3.6, as contribuições dos dois motores, considerados idênticos nas características e nas construções, para o giro do objeto:

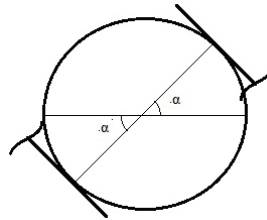


Figura 3.6: Esquema de um par de motores girando o conjunto.

Na Figura 3.7, pode-se visualizar o modelo eletromecânico do motor DC, onde, através das leis de Kirchoff, serão levantadas as equações do sistema e posteriormente encontrada sua função de transferência e inseridos os blocos de integração e ganhos anteriormente encontrados para o caso especificamente tratado aqui.

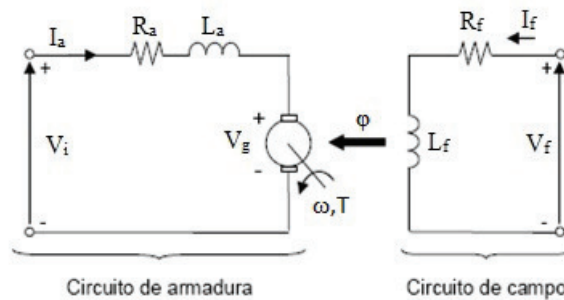


Figura 3.7: Modelagem de um motor DC (Adaptada de [19]).

Na modelagem do campo, estático, normalmente feito com material magnético, pode-se constatar a presença de uma resistência R_f , em série com uma indutância L_f , gerando um fluxo de campo líquido de entreferro designado por φ , que induz uma tensão na armadura nomeada V_g , quando os condutores da armadura se movimentam dentro do campo magnético constante gerado pelo campo. A armadura

é montada no rotor do motor e recebe a alimentação V_i , sendo modelada por um resistor R_a e um indutor L_a , representando respectivamente a resistência que o enrolamento da armadura oferece a passagem de corrente I_a , e a indutância do enrolamento. A velocidade angular do eixo da armadura está representada pela letra ω e T é o torque gerado pelo motor. Aplicando-se a lei de Kirchhoff na malha da armadura, obtém-se a seguinte equação:

$$v_i(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + v_g(t) \quad (3.3)$$

A tensão gerada na armadura pelo campo magnético (v_g) é diretamente proporcional ao fluxo magnético (φ) e a velocidade angular (ω):

$$v_g(t) = K\varphi(t)\omega(t) \quad (3.4)$$

Supondo a corrente de campo constante e ignorando qualquer mudança no fluxo de campo considerado constante, reescreve-se a equação anterior:

$$v_g(t) = K_e\omega(t), \quad (3.5)$$

sendo o índice “e” usado para diferenciar a constante elétrica da constante mecânica K_t introduzida na próxima equação.

Cada um dos condutores no campo magnético contribui com um componente da força total, e esse vetor de força multiplicado pelo raio, determinado pela construção do rotor, produz o torque eletromagnético líquido desenvolvido pelo motor, que, supondo que o fluxo de campo permaneça constante, é proporcional à corrente da armadura [20], conforme a próxima equação:

$$T_g(t) = K_t i_a(t), \quad (3.6)$$

onde K_t é a constante de torque do motor.

O torque desenvolvido pelo motor, aqui designado T_g , deve ter módulo igual e sentido oposto aos torques necessários para superar o atrito T_f , a resistência da carga T_L e o torque necessário para acelerar a inércia T_J :

$$T_J(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (3.7)$$

onde:

J = momento de inércia total do rotor e da carga em relação ao eixo do motor;

O torque total do motor é representado pela expressão:

$$T_g(t) = T_f(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Há uma componente do torque total de atrito do eixo do motor que é uma função linear da velocidade angular do rotor chamado componente viscoso do atrito ou componente de amortecimento viscoso que normalmente é separado de todos os outros termos do atrito aqui designados por T_f (soma de todo atrito do motor e da carga, arrasto de enrolamento... excluindo o atrito viscoso). Com a inclusão do componente viscoso a equação fica:

$$T_g(t) = T_f(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (3.9)$$

onde:

B = coeficiente de atrito viscoso.

3.3.1 Função de transferência

A partir das equações deduzidas anteriormente para o modelo proposto, pode-se construir a função de transferência, passando as equações para o domínio da frequência, utilizando-se a Transformada de Laplace e considerando nulas as condições iniciais.

Reescrevendo as equações no domínio da frequência:

$$V_i(s) = R_a I_a(s) + sL_a I_a(s) + V_g(s) \rightarrow V_i(s) - V_g(s) = (sL_a + R_a)I_a(s) \quad (3.10)$$

$$V_g(s) = K_e \Omega(s) \quad (3.11)$$

$$T_g(s) = K_t I_a(s) \quad (3.12)$$

$$T_g(s) = T_f(s) + T_L(s) + sJ\Omega(s) + B\Omega(s) \rightarrow T_g(s) - T_f(s) - T_L(s) = (sJ + B)\Omega(s) \quad (3.13)$$

Considerando que o modelo tenha atingido sua operação em regime permanente,

pode-se escrever a equação da potência mecânica desenvolvida pelo rotor [20]:

$$P_g = T_g \omega = K_t I_a \omega \quad (3.14)$$

A potência elétrica desenvolvida pela armadura pode ser expressa como o produto da tensão pela corrente de armadura:

$$P_e = V_g I_a = K_e \omega I_a \quad (3.15)$$

Então, uma vez que o sistema tenha atingido o regime permanente, a potência mecânica desenvolvida deve ser igual a potência elétrica absorvida no rotor e $K_t = K_e$

Reorganizando todas as Equações:

$$I_a(s) = \frac{V_i(s) - V_g(s)}{sL_a + R_a} \quad (3.16)$$

$$V_g(s) = K\Omega(s) \quad (3.17)$$

$$T_g(s) = KI_a(s) \quad (3.18)$$

$$\Omega(s) = \frac{T_g(s) - T_f(s) - T_L(s)}{sJ + B} \quad (3.19)$$

$$\theta(s) = \frac{\Omega(s)}{s} \quad (3.20)$$

$$X(s) = 0,55\theta(s) \quad (3.21)$$

$$\alpha(s) = 2,25X(s); \quad (3.22)$$

Pode-se então fazer a representação das equações em diagrama de blocos, conforme Figura 3.8:

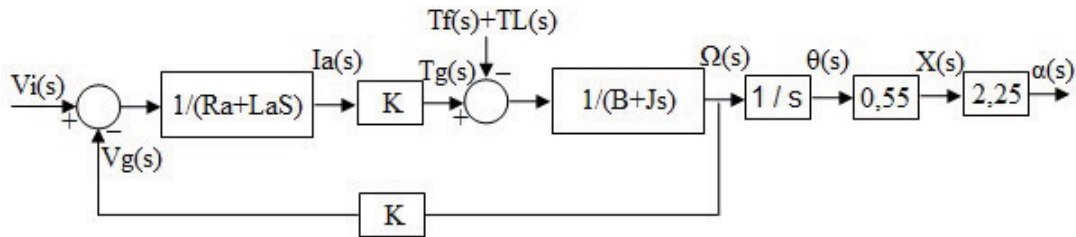


Figura 3.8: Malha de controle do protótipo com entrada V_i .

A uma dada tensão de entrada V_i espera-se uma variação angular α do modelo,

considerando-se os distúrbios causados por T_f e T_L . Outros distúrbios não estão previstos e são referentes às forças externas ao sistema. Para efeito de simplificação, T_f e T_L serão considerados nulos. Resolvendo a malha fechada temos:

$$\frac{\Omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{JL_a s^2 + JBR_a L_a s + BR_a K^2} \quad (3.23)$$

Acrescendo o integrador e os ganhos seguintes encontra-se:

$$\frac{\alpha(s)}{V_i(s)} = \frac{1,24K}{JL_a s^3 + JBR_a L_a s^2 + BR_a K^2 s} \quad (3.24)$$

A malha que representa todo o sistema a ser controlado está aberta como se o sistema fosse perfeito e não houvesse a necessidade de realimentação para a correção de erros. Em uma próxima seção será apresentada a malha fechada.

3.3.2 Parâmetros do motor

O motor utilizado na confecção dos propulsores, como já citado anteriormente, foi adaptado de uma bomba de porão e, por este motivo, não foi possível obter os parâmetros necessários a este trabalho que foram então levantados realizando-se ensaios não destrutivos no equipamento.

Com o rotor bloqueado, foi aplicada uma tensão de 12 V e com isso registrado o pico de corrente obtido $i_{max} = 20$ A (adaptado de [19]). Utilizando-se a lei de Ohm para a corrente medida, a resistência obtida para a armadura é $R_a = 0,6 \Omega$. Para o cálculo da indutância L_a foi utilizada a constante de tempo, que é o tempo que o sistema leva para alcançar 63,2 % de resposta estabilizada correspondente ao estímulo da função degrau. Colocou-se então um resistor de $0,42 \Omega$ em série com o motor, medindo-se a tensão sobre o último com um osciloscópio e obtendo-se, para 63,2 % do valor alcançado pela corrente em regime permanente, uma constante de tempo de 14 ms, conforme Figura 3.9:



Figura 3.9: Medida de constante de tempo utilizando osciloscópio.

Da relação $\tau=L_a/R_a$, considerando o acréscimo do resistor de 0,42 Ω , conclui-se que $L_a=14,28$ mH. Para o cálculo da constante da força contraeletromotriz (k') foram aplicadas ao motor diferentes tensões e utilizada a equação abaixo:

$$k' = \frac{V - I_a R_a}{\Omega} \quad (3.25)$$

Os valores de ω foram retirados da tabela da Seção 2.2.

Após o cálculo da média aritmética (adaptado de [19]) entre as medidas obtidas chegou-se a um $k' = 0,015$.

Para determinar a constante de atrito viscoso B foi inicialmente obtida a força contra-eletromotriz ($E=k'\omega$), para uma tensão nominal no motor de 12 V:

$$E = 0,015 \times 785,37 = 11,78V$$

Utilizando-se então a equação abaixo, encontra-se o torque em vazio aproximado, que é o torque devido ao atrito e a ventilação:

$$T_g = \frac{EI_a}{\omega} = \frac{11,78 \times 0,440}{785,37} = 0,0066$$

O torque devido ao atrito viscoso é dado por:

$$T_b = B\omega \quad (3.26)$$

A vazio, $T_g = T_b$, tornando possível o cálculo de B:

$$0,0066 = B \times 785,37$$

$$B = 8,40 \times 10^{-6}$$

O valor aproximado do momento de inércia J pode ser obtido através do teste chamado "run down test". Neste ensaio, alimenta-se o motor em vazio, em seguida, remove-se a tensão de armadura e mede-se o tempo da constante de tempo do sistema mecânico τ_m que está relacionada com J e B pela seguinte equação:

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (3.27)$$

Após encontrar o valor aproximado de $\tau_m=0,78$ s, utilizando-se o osciloscópio para o tempo de descida do sinal de alimentação do motor, conforme Figura 3.10, encontra-se o valor de J, conforme equação 3.28:

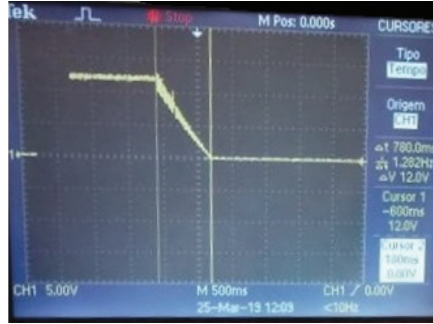


Figura 3.10: Medida do tempo que o sinal variou de 12 V a 0 V.

$$\frac{J}{8,40 \times 10^{-6}} = 0,78$$

$$J = 6,55 \times 10^{-6} \quad (3.28)$$

Reescrevendo-se então a função de transferência, substituindo os valores literais pelos parâmetros encontrados, temos:

$$\frac{\alpha(s)}{V_i(s)} = \frac{0,0186}{0,0000000935s^3 + 0,00000405s^2 + 0,00023004s} \quad (3.29)$$

$$\frac{\alpha(s)}{V_i(s)} = \frac{198930,48}{s^3 + 43,31s^2 + 2460,32s} \quad (3.30)$$

3.4 Controlador PID (Proporcional Integral Derivativo)

A técnica de controle PID consiste em calcular um valor de atuação sobre o processo a partir das informações do valor desejado e do valor atual da variável do processo. Este valor de atuação sobre o processo é transformado em um sinal adequado ao atuador utilizado, e deve garantir um controle estável e preciso. O controlador PID é a composição de 3 ações: correção proporcional ao erro (P) – a correção a ser aplicada ao processo deve crescer na proporção que cresce o erro entre o valor real e o desejado, correção proporcional ao produto erro \times tempo (I) – erros pequenos, mas que existem a muito tempo requerem correção mais intensa e correção proporcional a taxa de variação do erro (D) – se o erro está variando muito rápido, esta taxa de variação deve ser reduzida para evitar oscilações [21].

A utilidade dos controles PID está na sua aplicabilidade geral à maioria dos sistemas de controle. Em particular, quando o modelo matemático da planta não é conhecido e, portanto, métodos de projeto analítico não podem ser utilizados, controles PID se mostram os mais úteis. (OGATA, 2010, p.521).

Neste trabalho, decidiu-se por utilizar o controlador PID, devido ao reconhecimento de que o modelo matemático aqui proposto ainda se encontra distante do real, tanto pelas características randômicas do ambiente - inserindo distúrbios desconhecidos ao sistema - quanto pela ausência de parâmetros confiáveis dos propulsores ou pela própria metodologia de construção do protótipo.

3.4.1 Malha fechada com PID

O controle aqui proposto necessita da realimentação da posição do objeto submerso para que haja a correção da mesma conforme a referência selecionada. Assim, considerando que o sensor BNO055 dê medidas exatas, tratou-se a realimentação como sendo de ganho unitário e acrescentou-se o PID na malha aberta para correção do erro. Desta forma, após selecionada a posição desejada α_{Ref} para o protótipo, o PID compara com a posição real α (fornecida pelo sensor e realimentada com ganho unitário) e utiliza este erro para fornecer a tensão (V_i) necessária aos atuadores do protótipo e posicioná-lo como desejado. Segue o esquema da malha fechada, na Figura 3.11:

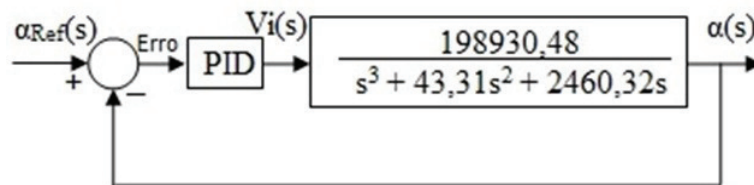


Figura 3.11: Malha fechada com acréscimo de PID.

O bloco de PID pode ser escrito no domínio da frequência, conforme Figura 3.12:

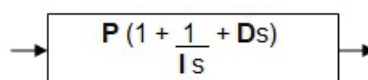


Figura 3.12: Representação do PID no domínio da frequência.

Na próxima seção serão calculados:

P (ganho proporcional também conhecido como K_p);

I (tempo integral conhecido como T_i); e

D (tempo derivativo conhecido como T_d).

3.4.2 Calculando K_p , T_i e T_d

O processo de selecionar parâmetros do controlador que garantam dada especificação de desempenho é conhecido como sintonia do controlador. Ziegler e Nichols sugeriram regras para a sintonia de controladores PID (o que significa ajustar os valores de K_p , T_i e T_d) baseadas na resposta experimental ao degrau ou no valor de K_p que resulta em uma estabilidade marginal, quando somente uma ação proporcional é utilizada. (Ogata, 2010, p.522).

Neste trabalho, utilizou-se o segundo método de Ziegler-Nichols, inicialmente considerando $T_i = \text{infinito}$ e $T_d = 0$, determinando-se somente o valor crítico de K_p (chamado de K_{cr}), quando a saída exibe uma oscilação sustentada pela primeira vez com um período de oscilação chamado de P_{cr} .

Na Figura 3.13, acrescentado então o ganho K_p , temos:

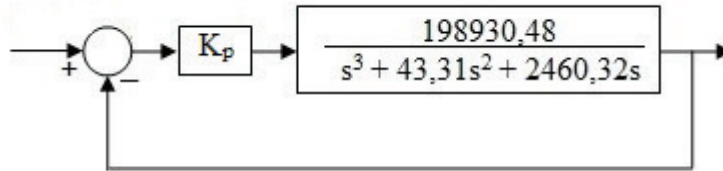


Figura 3.13: Acréscimo do controle proporcional.

Resolvendo a função de transferência para malha fechada:

$$FT = \frac{198930,48K_p}{s^3 + 43,31s^2 + 2460,32s + 198930,48K_p} \quad (3.31)$$

Utilizando-se o critério de estabilidade de Routh:

s^3	1	2460,32
s^2	43,31	198930,48 K_p
s^1	$\frac{106556,46 - 198930,48K_p}{43,31}$	
s^0	198930,48 K_p	

Examinando os coeficientes da primeira coluna da tabela de Routh, podem-se inferir que oscilações sustentadas ocorrerão se $198930,48K_p = 106556,46$; logo:

$$K_{cr} = 0,54$$

Substituindo-se o ganho K_p crítico (K_{cr}) na equação característica da malha fechada, obtém-se:

$$s^3 + 43,31s^2 + 2460,32s + 106556,46 = 0$$

Para encontrar a frequência de oscilação sustentada, substitui-se $s = j\omega$ na equação característica:

$$(j\omega)^3 + 43,31(j\omega)^2 + 2460,32(j\omega) + 106556,46 = 0$$

$$-j\omega^3 - 43,31\omega^2 + 2460,32(j\omega) + 106556,46 = 0$$

$$j\omega(2460,32 - \omega^2) + 43,31(2460,32 - \omega^2) = 0$$

$(2460,32 - \omega^2)(j\omega + 43,31) = 0$, e a frequência de oscilação sustentada é definida como:

$$\omega = 49,60$$

Logo, o período da oscilação sustentada pode ser definido como:

$$P_{cr} = \frac{2\pi}{\omega} = 0,127 \text{ segundos}$$

Utilizando-se a Tabela 3.1 para o segundo método de Ziegler e Nichols:

Tensão aplicada	RPM	Freq(Hz)	ω (rad/s)
Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0,5K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45K_{cr}$	$\frac{1}{1,2}P_{cr}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

Tabela 3.1: Segundo método de sintonia Ziegler-Nichols (Retirada de [18]).

Então, se pode determinar os parâmetros como segue:

$$K_p = 0,6K_{cr} = 0,324$$

$$T_i = 0,5P_{cr} = 0,0635$$

$$T_d = 0,125P_{cr} = 0,0159$$

Chegando-se então à função de transferência do controlador PID:

$$FT = \frac{s^2 + 62,92s + 990,83}{194,19s} \quad (3.32)$$

3.5 A lógica de controle no LabView

O LabView versão 16.0, possui uma função de controle PID. Nesta função, são consideradas entradas: a variável de processo, que é o azimute do protótipo medido pelo BNO055 e o azimute que se deseja, fixado pelo operador (set-point). A diferença

entre as entradas, utilizando-se os ganhos calculados anteriormente (K_p , T_i e T_d) e inseridos na função, fornecem uma saída que se situa dentro do alcance também selecionado na função, vide Figura 3.14:

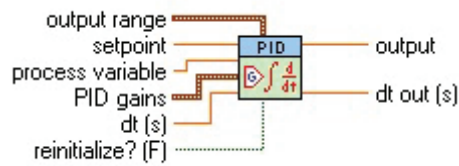


Figura 3.14: Bloco PID do LABVIEW.

Para variáveis de processo como temperatura, por exemplo, basta escolher o set-point. Quando a temperatura da variável estiver acima do set-point o PID fornecerá uma saída negativa, dentro do alcance selecionado; quando esta temperatura estiver abaixo do mesmo, a saída será positiva e também dentro do alcance, conforme exemplificado na Figura 3.15:

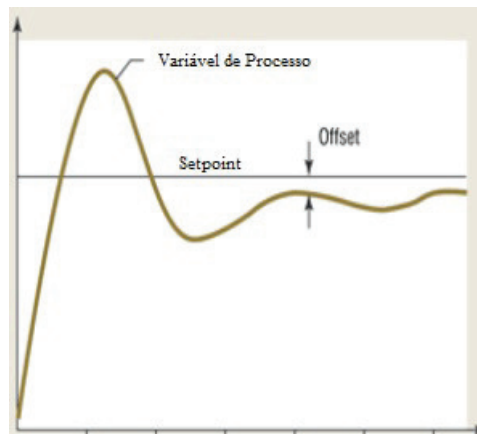


Figura 3.15: Exemplo de variável de processo como temperatura (Retirada de [22]).

Para o controle de azimute o raciocínio não pode ser o mesmo por dois motivos: um dado ângulo pode ser maior ou menor do que outro dependendo do arco tomado (maior ou menor) e a busca do set-point sempre poderá ser por dois caminhos (horário e anti-horário). Procurou-se então, encontrar sempre o menor arco da diferença entre o azimute real (α) e o set-point (α_{Ref}).

Na Figura 3.16, o bloco do programa em LabView utilizado:

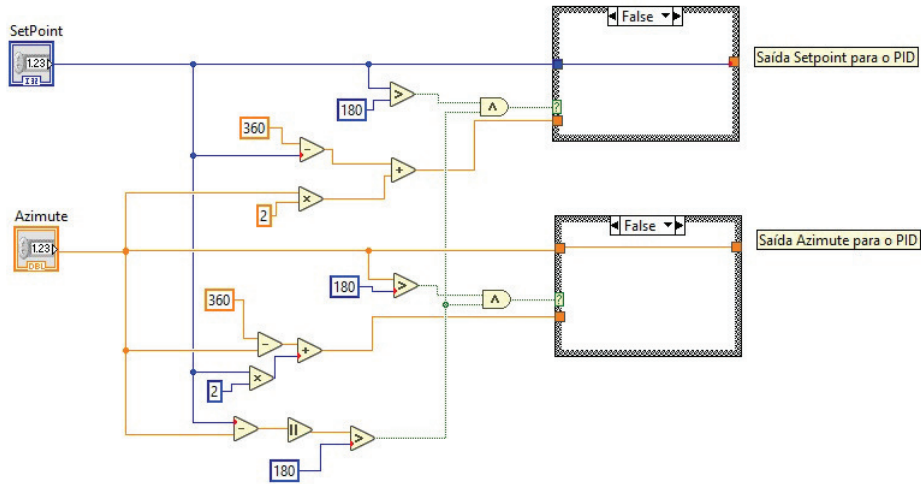


Figura 3.16: Rotina para selecionar o menor ângulo entre azimute e set-point.

Se os ângulos de azimute e set-point forem menores do que 180° , a saída para o PID serão os próprios ângulos. Se a diferença entre os dois ângulos for maior do que o módulo de 180° , uma das duas estruturas “case” será comandada para lógica verdadeira e a saída virá por outro caminho, dependendo de ser o azimute ou o set-point maior do que 180° . Neste caso, o ângulo que for maior do que 180° será subtraído de 360° e será acrescentado o outro ângulo que se encontra em outro quadrante em dobro, para que, no PID quando for subtraído, dê exatamente o arco entre os dois.

Na seleção do alcance do PID colocou-se -180° a $+180^\circ$, de modo que, se o erro for 0 o PID fornecerá saída nula e, conforme o erro for aumentando, a saída vai aumentando proporcionalmente até o limite de erro de 180° , quando a saída fornecerá 180° (a grosso modo, desconsiderando por enquanto os efeitos principalmente de K_p).

3.5.1 Escolha dos motores

Apesar de criada a rotina para definir o menor caminho entre os dois ângulos, é necessária a criação de uma outra rotina que estabeleça o sentido de rotação dos motores: horário ou anti-horário. Utilizando-se um relé com dois contatos: um NF (normalmente fechado) e um NA (normalmente aberto), colocou-se os quatro motores. Os dois motores usados para rotacionar o protótipo no sentido horário foram soldados ao contato NF e os dois outros motores foram fixados ao contato NA. Desta forma, toda vez que se quiser rotacionar o protótipo no sentido anti-horário será necessário atracar o relé. Vide Figura 3.17, com o código LabView:

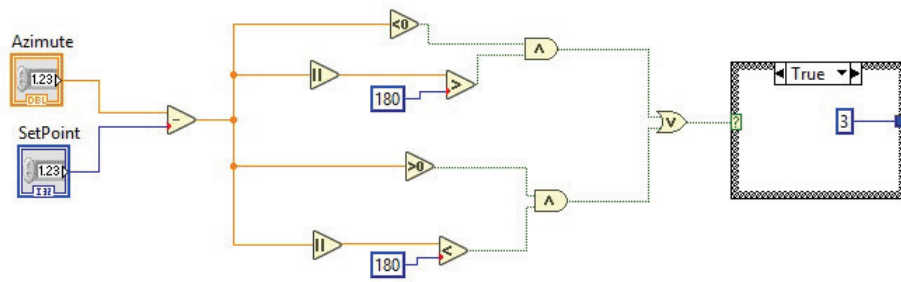


Figura 3.17: Rotina para comandar o sentido de rotação dos motores.

O relé só será atracado se o azimute for maior do que o set-point, no caso da diferença entre eles ser menor do que 180° , ou se o set-point for maior do que o azimute, no caso de a diferença ser maior do que 180° .

3.6 Comando e alimentação dos motores

Os motores utilizados como propulsores são alimentados por uma tensão de 12 V e consomem aproximadamente 0,6 A de corrente. O relé necessita de uma corrente de 30 mA para ser atracado [23]. A placa de aquisição fornece no máximo 2,4 mA por saída [24] e desta maneira a placa de aquisição não é capaz de chavear e tampouco alimentar os motores.

3.6.1 Cálculo do circuito de comando

Para atracar o relé utilizou-se um transistor NPN BC-548 para obter um ganho de corrente. Na Figura 3.18 pode-se observar o esquema utilizado:

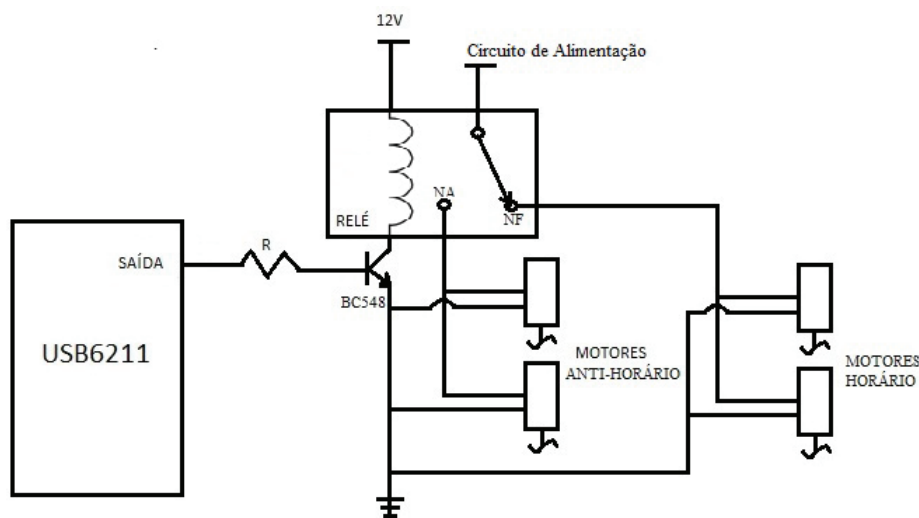


Figura 3.18: Circuito eletrônico de atracamento do relé.

Alimentou-se o relé a seco com 12 V e com uso de um amperímetro verificou-se que a corrente consumida pelo mesmo foi de 29 mA, conforme especificado pelo fabricante, resultando em uma resistência interna de 414 Ω . A tensão coletor-emissor de saturação típica (VCE_{sat}) do transistor BC-548 é de 0,09 V [25]. Para uma fonte de 12 V a corrente de coletor é calculada:

$$12 - 414I_c - 0,09 = 0$$

$I_c = 28,77$ mA; suficiente para atracar o relé.

O BC-548 possui h_{FE} de 110 a 800 [25]. Considerando o ganho mínimo de 110, para uma corrente de coletor de 28,77 mA, é necessária uma corrente de base de:

$$I_b = \frac{28,77mA}{110} = 0,26 \text{ mA}$$

Utilizando-se um resistor de base de $R = 220 \Omega$, considerando a corrente de base mínima para atracar o relé, é possível calcular a tensão mínima que a placa de aquisição deve fornecer ao relé:

$$V_{out} - 220 \times 0,00026 - 0,7 = 0$$

$$V_{out} = 0,76 \text{ V}$$

3.6.2 Cálculo do circuito de alimentação

Utilizou-se uma bateria de no-break de 12 V e 7 Ah dedicada à chavear os motores, dando a eles uma autonomia de, aproximadamente:

$$\frac{7Ah}{2 \times 0,6A} = 5,83 \text{ horas, considerando 2 motores ligados em paralelo por vez e ininterruptamente.}$$

Os motores DC têm sua velocidade angular de eixo alterada pela tensão fornecida a eles. Neste caso especificamente, os motores funcionam até aproximadamente 3 V com velocidade mínima, abaixo disso eles param. A placa de aquisição deve ser capaz então de fornecer tensões entre 3 e 12 V. A placa USB-6211 pode fornecer tensões até 10 V. Devido ao ganho do compensador proporcional (de 0,324), a saída do PID que tinha seu limite em 180 agora alcança, aproximadamente, 60. A saída do PID foi dividida por 6, a fim de que a saída da placa de aquisição fornecesse, no máximo, 10 V. Além disso, quando a tensão de saída estiver abaixo de 3 V o programa entende que deverá jogar 3 V na saída da placa, exceto quando a diferença entre os ângulos for zero, quando o azimute tiver alcançado o set-point e os motores devem parar. Posteriormente foi acrescentada uma rotina ao programa, para que o motor pare à 3° do set-point pois, pela ação da inércia, ao parar o motor o protótipo continua efetuando o movimento. Conforme pode ser visualizado na Figura 3.19,

tem-se a rotina de conformação da saída do PID à saída da placa de aquisição:

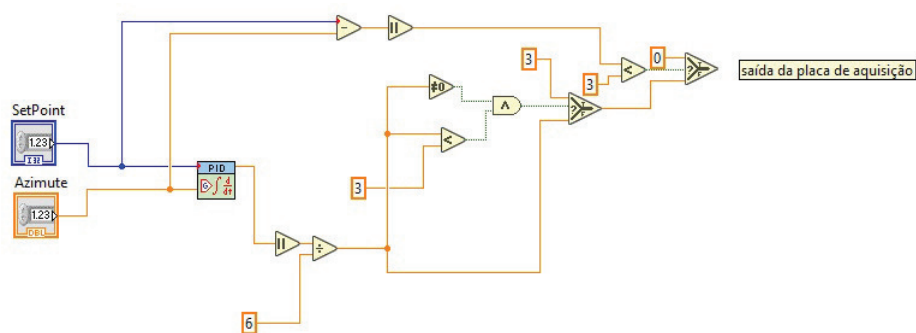


Figura 3.19: Programa em LabView para alimentação dos motores.

A placa já é capaz de fornecer a tensão necessária para os motores, porém, como já citado anteriormente, a corrente máxima na saída da mesma é de 2,4 mA [24] e o par de motores consome, em operação normal, cerca de 1,5 A. Foi necessário montar um circuito que mantivesse a tensão próxima a fornecida pela placa de aquisição, porém com um ganho de corrente. Na Figura 3.20, o circuito driver montado com esta finalidade:

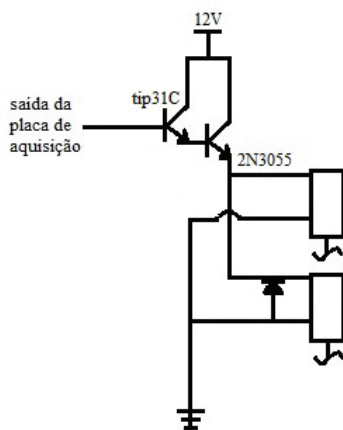


Figura 3.20: Circuito eletrônico de alimentação dos motores.

Foram ligados 2 transistores em cascata, primeiro o tip31C com um ganho menor e depois o 2N3055, transistor de potência, que suporta valores maiores de tensão e corrente e que foi montado a um dissipador para transferência de calor.

O transistor de potência deve ser capaz de suportar correntes da ordem de 1,5 A e tensões de até 12 V. O transistor 2N3055 [26] suporta 15 A no coletor, até 60 V de tensão coletor-emissor e pode dissipar até 115 W de potência, servindo perfeitamente a este trabalho. Com um h_{FE} máximo de 70, o transistor de potência necessita, para poder fornecer uma corrente de 1,5 A aos motores de uma corrente de base de:

$$I_b = \frac{1,5}{70} = 21 \text{ mA}$$

O transistor tip31C deve ser capaz de fornecer esta corrente ao transistor de potência. Considerando o ganho mínimo do referido transistor [27], $h_{FE}=10$, conclui-se que a placa de aquisição deve fornecer uma corrente de:

$$\frac{21mA}{10} = 2,1 \text{ mA}$$

Desta forma a placa USB-6211 consegue fornecer aproximadamente sua tensão original aos motores (há uma queda de aproximadamente 1,4 V no V_{be} dos dois transistores) com corrente suficiente para movimentá-los.

Foi colocado um diodo em paralelo com os motores para proteger o circuito contra corrente reversa.

Capítulo 4

Resultados e Discussões

Ao se adquirir os primeiros dados de azimute do protótipo, concluiu-se que a interferência magnética causada principalmente pelo campo estacionário dos motores estava alterando os valores. Mudou-se então o modo de configuração que havia sido indicado pelo fabricante - que utiliza o acelerômetro, o giroscópio e o magnetômetro do sensor e que daria a orientação absoluta - para o modo inercial (IMU) que utiliza somente o giroscópio e o acelerômetro. Com isso, o sensor não consegue utilizar o campo magnético da Terra para fornecer uma orientação absoluta, mas, em compensação, não é muito atingido por outros campos magnéticos do próprio protótipo. Como consequência, não é necessário calibrar o sensor, mas é preciso direcionar inicialmente o mesmo para o norte magnético utilizando-se uma bússola.

Após esse ajuste, foram realizados cerca de 20 testes, dos quais 6 deles podem ser visualizados nas Figuras 4.1 à 4.6:

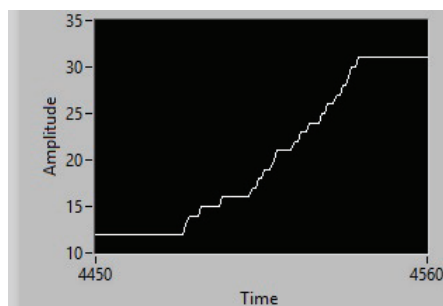


Figura 4.1: Azimute x Tempo (setpoint = 80°; parada = 31°).

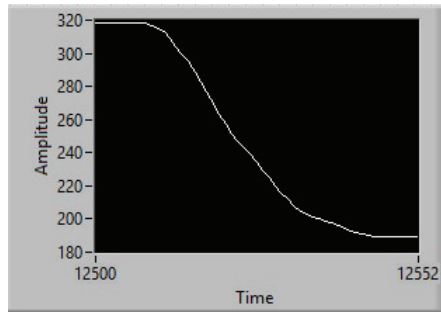


Figura 4.2: Azimute x Tempo (setpoint = 150° ; parada = 189°).

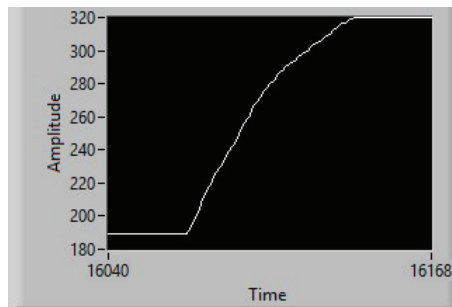


Figura 4.3: Azimute x Tempo (setpoint = 350° ; parada = 320°).

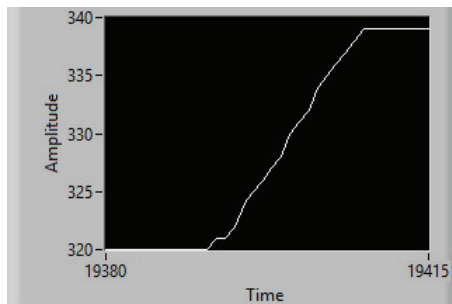


Figura 4.4: Azimute x Tempo (setpoint = 20° ; parada = 339°).

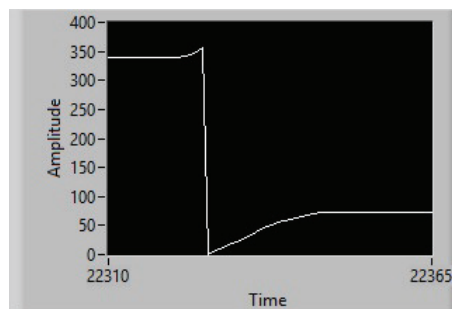


Figura 4.5: Azimute x Tempo (setpoint = 100° ; parada = 72°).

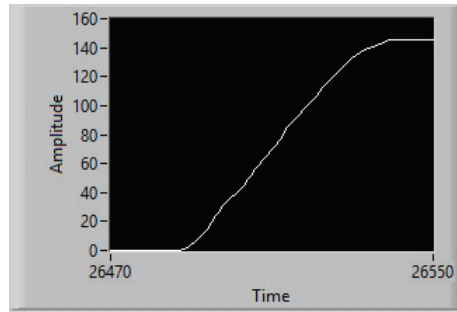


Figura 4.6: Azimute x Tempo (setpoint = 180°; parada = 145°).

Em todos os gráficos plotados, observou-se um movimento superamortecido, porém com um grande erro em relação ao set-point. Isso já era esperado, devido ao fato de o motor não funcionar com tensões abaixo de 3 V e ter sido modelado para isso. Quando a saída da placa de aquisição for menor do que 3 V o motor pára. Como o ganho proporcional do PID é de 0,324 e a saída do mesmo é dividida por 6, antes de entrar na placa de aquisição, o arco correspondente da diferença entre azimute e set-point cuja saída é três e por consequência está no limite da parada do motor, pode ser calculado fazendo o caminho inverso:

$$\frac{3 \times 6}{0,324} = 55,55^\circ; \text{ donde se conclui que o erro deveria ser próximo de } 55^\circ \text{ ou } 15,3 \%$$

O erro médio observado foi de 37° devido à inércia para parada total dos motores. É possível observar que diferenças iniciais maiores entre azimute e set-point, ao gerar velocidades iniciais maiores, produziram uma maior inércia e o protótipo chegou um pouco mais próximo ao valor do set-point. Na Figura 4.5, observa-se também uma descontinuidade, porque o protótipo passou de 359° iniciando novamente em 0°.

Posteriormente, introduziu-se a rotina para que abaixo de 3 V o motor mantivesse a tensão de 3 V até que o azimute fosse igualado ao set-point. Foram feitos 10 testes. Abaixo, alguns gráficos gerados, Figuras 4.7 até 4.10:

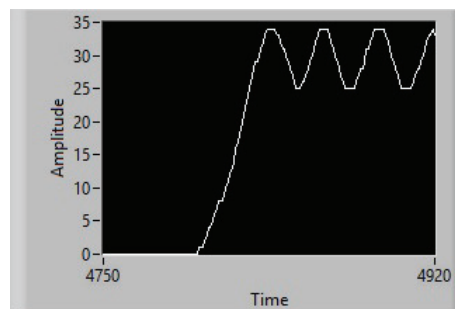


Figura 4.7: Azimute x Tempo (setpoint = 30°).

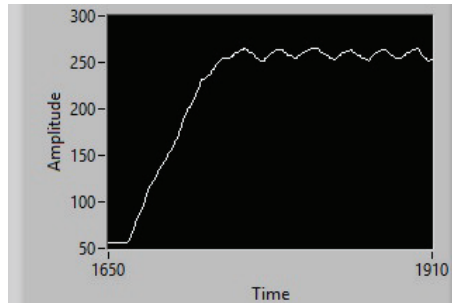


Figura 4.8: Azimute x Tempo (setpoint = 260°).

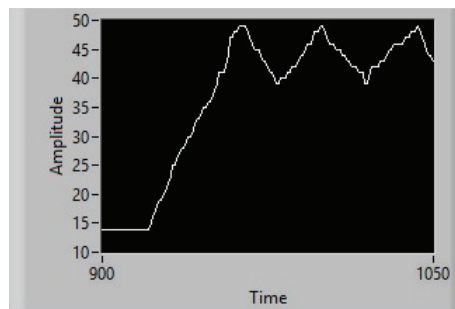


Figura 4.9: Azimute x Tempo (setpoint = 45°).

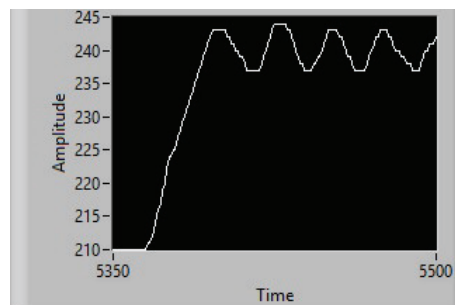


Figura 4.10: Azimute x Tempo (setpoint = 240°).

É possível observar, nos gráficos anteriores, movimentos subamortecidos próximo ao set-point. Isso se deve ao fato de que o motor foi alimentado com 3 V muito próximo ao set-point. A tensão fornecida ao motor não foi sendo reduzida proporcionalmente como se intencionou. Desta forma, o motor ainda está com 3 volts ao alcançar 1° de diferença para o set-point. Quando atinge o nível do set-point ele é desligado, mas por efeito da inércia, passa mais de 1° o valor do set-point e novamente é ligado para o outro lado com 3 V e tudo se repete, criando o movimento oscilatório visualizado em todos os gráficos anteriores. A vantagem em relação aos primeiros gráficos é que nos últimos o set-point foi atingido, apesar da oscilação de cerca de 10° (5° para cada lado ou 1,39%).

Tentando corrigir, o problema causado pela não linearidade da tensão \times rotação do motor DC, foi acrescentada uma rotina no LabView a fim de que, toda vez que o protótipo atinja 3° de diferença em relação ao setpoint, os motores sejam desligados. Desta forma, evitam-se os movimentos oscilatórios. Conseqüentemente, o set-point quase nunca é atingido com 0% de erro, pois quem vai aproximar o protótipo do set-point nos instantes finais é a inércia. O erro nesse caso também é de cerca de 1,39% como no caso anterior, com a diferença de que o movimento não é mais oscilatório. Foram gerados mais gráficos, visualizados nas Figuras de 4.11 até 4.13:

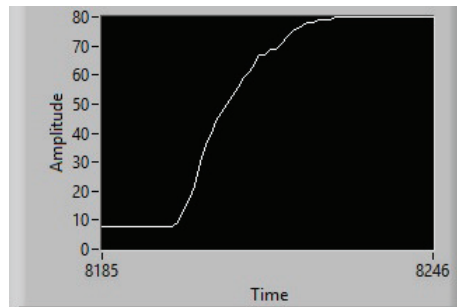


Figura 4.11: Azimute x Tempo (setpoint = 81°).

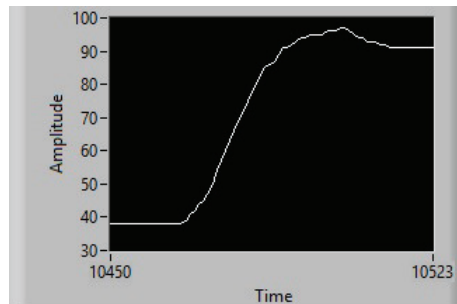


Figura 4.12: Azimute x Tempo (setpoint = 88°).

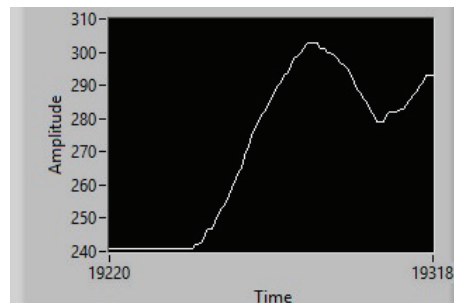


Figura 4.13: Azimute x Tempo (setpoint = 293°).

Na Figura 4.11, o protótipo realizou um movimento superamortecido alcançando o set-point com um erro de 0,28 %. Na Figura 4.12, mesmo o motor sendo desligado

momentos antes de alcançar o set-point, a inércia fez com que o protótipo entrasse na região que causou um movimento no sentido contrário sendo novamente desligado e, aí sim, parando próximo ao set-point com um erro médio de 0,83 % e se aproximando em sua forma, do amortecimento crítico. Na Figura 4.13, o protótipo chega a mudar de sentido por duas vezes, estabilizando com um erro de 0,56%, em relação ao set-point.

Capítulo 5

Considerações Finais

5.1 Conclusões

Após inseridos os códigos em LabView que possibilitaram o funcionamento do motor em tensões abaixo de 3 V e a parada dos mesmos à 3° de diferença do set-point, foram realizados ainda 100 testes obtendo-se um erro médio de 2,74° com desvio padrão de 3,73°. Os primeiros 75 testes foram realizados em ambiente controlado (piscina). Os últimos 25 testes foram obtidos inserindo-se perturbações na piscina de modo a obter-se ondas artificiais tanto superficiais causadas por ventilação forçada (uso de ventilador) quanto ondas internas causadas por um propulsor isolado, montado no fundo da piscina.

Considera-se que o controle foi satisfatório e mostrou-se muito próximo ao esperado na modelagem e, não apresentou resultados melhores, devido ao fato do motor apresentar uma resposta não linear no final da escala. As soluções implementadas como tentativa de mitigar o erro de posição podem ser satisfatórias para algumas aplicações. Analisando, na Figura 5.1, a resposta direcional de um transdutor retangular com $kW = 33$ (Clay e Medwin [7]), um desvio de até 7,5° causa uma perda de potência de menos de 10 dB e, especificamente para o caso tratado nesta dissertação, chegou-se ao valor do erro médio de 2,74°, para as 100 medidas, o que pode ser muito interessante para recepção e análise de sinais.

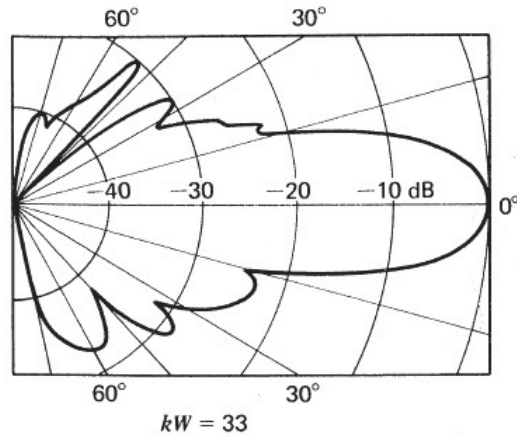


Figura 5.1: Resposta direcional de um transdutor retangular (Retirada de [7]).

A metodologia se apresentou como uma solução para a melhoria da relação sinal/ruído na direção desejada e com pequena demanda computacional, sem a necessidade de se empregar algoritmos e filtros complexos.

5.2 Sugestões de melhorias e trabalhos futuros

O umbilical utilizado para alimentação e controle do protótipo, por vezes torcia e causava um “efeito mola”, forçando os motores e inserindo um fator de erro posicional. Terminais rotativos devem ser instalados nos fios, de maneira que a torção dos mesmos não atrapalhe a compensação.

Os motores podem ser substituídos por outros que forneçam uma resposta mais linear no fim de escala e que tornem o modelo mais próximo ao real. Os transistores devem ter seu dissipador calculado, a fim de reduzir o volume ocupado no protótipo, bem como deve ser calculado um respiro para eliminar o ar quente deste. O sensor de orientação absoluta pode ser especificado com um acelerômetro que apresente uma maior resolução de escala e um menor erro dinâmico, principalmente, permitindo uma melhor exatidão posicional.

Com relação ao controle em outros graus de liberdade, poderiam ser montados outros 4 motores em posição vertical, permitindo a compensação também dos movimentos de pitch e roll, conforme Figura 5.2:

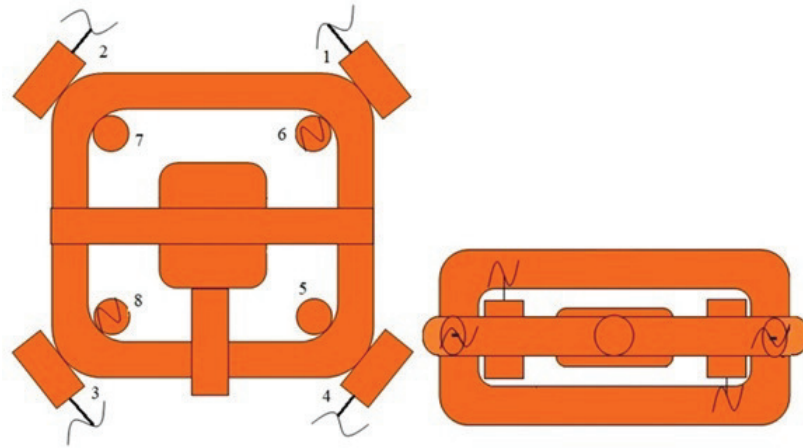


Figura 5.2: Sugestão da posição dos motores para compensação em pitch e roll.

Referências Bibliográficas

- [1] Boudou, C.J-M., O Espaço Litorâneo na Geografia. Disponível em: <http://www.cesadufs.com.br/ORBI/public/uploadCatalogo/13535611052012Topicos_Especiais_em_Geografia_Aula_08.pdf> Acesso em: 25 mai. 2018.
- [2] Da Silva, J.R.M, Detecção e Localização Acústica em Águas Rasas Usando Transformada Wavelet Contínua e outras Técnicas Espectrais, Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.
- [3] Bozzi, F.A., Conformação de Feixe em Sonar Passivo para um Arranjo Cilíndrico de Hidrofones, Dissertação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016.
- [4] Encontro de Tecnologia em Acústica Submarina, 12., Rio de Janeiro, 2016.
- [5] Engel, M.S.P, Petraglia, M.R, Moura, N.N. et al, Análise Comparativa de Conformação de Feixes Fixa e Adaptativa em Banda Larga, XII ETAS, Rio de Janeiro, 2016.
- [6] Li, Yan & Yuxing, Li & Hu, et al. Sloshing resistance and gas – liquid distribution performance in the entrance of LNG plate fin heat exchangers - Applied Thermal Engineering, 2015. Disponível em: < https://www.researchgate.net/figure/Definition-of-ship-motion-surge-sway-heave-roll-pitch-yaw_fig3_274095894> Acesso em: 19 jun. 2018.
- [7] Clay,C.S., Medwin,H., Acoustical Oceanography: Principles and Applications. New York, John Wiley & Sons, 1977.
- [8] Meneguzzi, L., Treis, R. F., Cendron, M. M., Utilização de Giroscópio e Acelerômetro para Identificação de Movimentação em Ambientes Tridimensionais. Quinta Feira de Iniciação Científica e Extensão, Santa Catarina, 2018. Disponível em: <<http://videira.ifc.edu.br/wp-content/uploads/sites/27/2016/09/10-Artigo-UTILIZA%C3%87%C3%83ODEGIROSC%C3%93PIOE.pdf>>.Acesso

em:23jun.2018.

- [9] Bosch Sensortec. Datasheet: Intelligent 9axis absolute orientation sensor, 2014.
- [10] Thomsen,A., O que é Arduino?, 2014. Disponível em: <<https://www.filipeflop.com/blog/o-que-e-arduino/>>. Acesso em: 01 jul. 2018.
- [11] Townsend,K., Adafruit BNO055 Absolute Orientation Sensor. Disponível em: <<https://learn.adafruit.com/adafruit-bno055-absolute-orientation-sensor/>>. Acesso em: 12 jul. 2018.
- [12] ICEL Manaus, Manual de Instruções do Tacômetro Digital Modelo TC-5015. Disponível em: <<https://media.dooca.com.br/raisa.com.br/anexos/baixar-aqui-o-manual-deste-produto-14980466577305.pdf>>. Acesso em: 23 jul. 2018.
- [13] Hélices, cap. 7. Disponível em: <<https://redmine.fe.up.pt/attachments/download/3323/HELICES.pdf>>. Acesso em: 5 ago. 2018.
- [14] Momentos de Inércia. Disponível em:<https://pt.wikipedia.org/wiki/Lista_de_momentos_de_in%C3%A9rcia>. Acesso em: 17 ago. 2018.
- [15] National Instruments Corporation (2001): Manual de treinamento do LabView Básico I, 6ª Ed. Disponível em <<https://fenix.tecnico.ulisboa.pt/downloadFile/3779573643293/LabView.pdf>>. Acesso em 7 ago. 2018.
- [16] National Instruments, DAQ M Series, NI USB-621X User Manual, 2009.
- [17] Sistema de Controle. Disponível em:<<https://www.ime.usp.br/adao/SR2y.pdf>>. Acesso em: 31 ago. 2018.
- [18] Ogata, K., Engenharia de Controle Moderno. 5 ed. Pearson Prentice Hall, 2010.
- [19] Santos, T.M., Controle de Velocidade de um motor de corrente contínua por realimentação de estados observados, Monografia, Universidade Federal de Ouro Preto, Ouro Preto, 2017. Disponível em:<<http://www.monografias.ufop.br/bitstream/35400000/642/1/MONOGRRAFIA-ControleVelocidadeMotor.pdf>>. Acesso em: 20 set. 2018.

- [20] Costa, C., Modelo matemático de motores de corrente contínua. Disponível em: <http://professorcesarcosta.com.br/upload/imagens_-upload/Modelagem%20de%20um%20motor%20de%20corrente%20continua.pdf>. Acesso em 30 nov. 2018.
- [21] NOVUS Produtos eletrônicos LTDA, Controle PID Básico. Disponível em: <<https://www.novus.com.br/artigosnoticias/arquivos/ArtigoPIDBasicoNovus.pdf>>. Acesso em: 17 dez. 2018.
- [22] Maciel, M., Controle PID com aproximação digital para utilização no PIC, 2012. Disponível em: <<http://www.marcelomaciel.com/2012/05/pid-digital-para-pic.html>>. Acesso em: 27 dez. 2018.
- [23] Robocore Tecnologia LTDA. Catálogo relé. Disponível em: <<https://www.robocore.net/loja/produtos/rele.html>>. Acesso em: 28 dez. 2018.
- [24] National Instruments, USB-6211 specifications, 2017. Disponível em: <www.ni.com/documentation/en/multifunction-io-device/latest/specs-usb-6211/specs/>cesso em: 10 jan. 2019.
- [25] Fairchild. Datasheet: Transistor NPN BC-548, 2014.
- [26] Mospec. Datasheet: Transistor de potência NPN 2N3055.
- [27] Fairchild. Datasheet: Transistor NPN TIP-31, 2000.
- [28] Vishay. Datasheet: Diodo retificador 1N4XXX, 2011.
- [29] Cunha, J.P.V.S, Projeto e Estudo de Simulação de um Sistema de Controle a Estrutura Variável de um Veículo Submarino de Operação Remota, Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 1997.
- [30] Vasco, V.R, Desenvolvimento de um Protótipo de Veículo Submersível Operado Remotamente, Monografia, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2015.
- [31] UiS Subsea, UiS Subsea ROV navigating in 6 degrees of freedom, with autopilot, 2016, University of Stavanger. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=r9y_yW9snug>. Acesso em: 19 ago.

2018.

[32] Gattas,M., de Biasi,S.C., Utilização de Quatérnios para Representação de Rotações em 3D, 2002. Disponível: <<https://webserver2.tecgraf.puc-rio.br/mgattass/Quaternios.pdf>>. Acesso em: 20 jul. 2018.

[33] Halliday,D., Resnick,R., Walker,J., Fundamentos de Física – Mecânica, Volume 1. 9 ed. LTC, 2012.

[34] Soares,C., Como Medir Velocidade e Deslocamento a Partir de um Acelerômetro, 2009. Disponível em: < <https://camilasoares.wordpress.com/2009/05/10/como-medir-velocidade-e-deslocamento-a-partir-de-um-acelerometro/> >. Acesso em: 26 jul. 2018.

[35] de Souza,J.K.S., Criollo,C.J.T., Medida de Distância com Acelerômetros (MEMS) em Deslocamento Manual Unidimensional, Universidade Federal de Minas Gerais. Disponível em: < https://www.researchgate.net/publication/228501478_MEDIDA_DE_DISTANCIA_COM_ACCELEROMETROS >. Acesso em: 26 jul. 2018.

[36] Souza,F., Arduíno – Interface com acelerômetro e giroscópio, 2015. Disponível em: <<https://www.embarcados.com.br/arduino-acelerometro-giroscopio>>. Acesso em: 27 jul. 2018.

[37] Thomsen,A., Acelerômetro MPU6050 com Arduíno, 2014. Disponível em: <<https://www.filipeflop.com/blog/tutorial-acelerometro-mpu6050-arduino/>>. Acesso em: 27 jul. 2018.

[38] Seifert,K., Camacho,O., Implementing Positioning Algorithms Using Accelerometers, 2007. Disponível em: <<https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN3397.pdf>>. Acesso em: 28 jul. 2018.

[39] ChRobotics, Using Accelerometers to Estimate Position and Velocity. Disponível em: <<http://www.chrobotics.com/library/accel-position-velocity>>. Acesso em: 29 jul. 2018.

[40] Hrisko,J., Introduction To Capacitive MEMS Accelerometers and a Case Study on an Elevator, 2017. Disponível em: <<https://makersportal.com/blog/2017/9/25/accelerometer-on-an-elevator>>.

Acesso em: 30 jul. 2018.

[41] Arduíno. Disponível em: < <https://pt.wikipedia.org/wiki/Arduino> >. Acesso em: 05 jul. 2018.

[42] Leonardi,I., Posicionamento Submarino por Hidroacústica, 2013. Disponível em: < <https://mundogeo.com/blog/2013/02/15/posicionamento-submarino> >. Acesso em: 30 jul. 2018.

[43] Silveira,C.B., Motor CC: Saiba como Funciona e de que forma Especificar. Disponível em: < <https://www.citisystems.com.br/motor-cc> >. Acesso em: 10 dez. 2018.

[44] Ost,A., Modelagem Matemática do Conjunto ESC-Motor-Hélice de um VANT Utilizando Identificação de Sistemas, Dissertação, Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul. Ijuí, RS, 2015.

[45] Rosa,A., Mombach,E.A., Bregalda,R., Controle de Velocidade de Motor CC e Taco-Gerador, Instituto Federal de Santa Catarina, Chapecó, SC.

[46] SkyMEMS, Catálogo Acelerômetro MEMS MAS3002. Disponível em: < https://www.alibaba.com/product-detail/Trade-Assurance-accelerometer-sensor-price-MEMS_0717196094.html >. Acesso em: 30 jul. 2018.

[47] DirectINDUSTRY, Catálogo Acelerômetro de 3 eixos BEANAIR GMBH. Disponível em: < <http://www.directindustry.com/pt/prod/beanair-gmbh/product-161641-1835244.html> >. Acesso em: 30 jul. 2018.

[48] Aguirre,L.A., Critério de Estabilidade de Routh, 2017. Disponível em: < <https://www.youtube.com/watch?v=NjyjJ6qtOMs> >. Acesso em: 10 mar. 2019.

[49] National Instruments, Explicando a Teoria PID, 2019. Disponível em: < <http://www.ni.com/pt-br/innovations/white-papers/06/pid-theory-explained.html> >. Acesso em: 20 mar. 2019.

[50] Muniz,S.R., Resumo sobre Controladores PID, USP, 2017. Disponível em: < <https://www.usp.br/~muniz> > :

//edisciplinas.usp.br/pluginfile.php/4132451/mod_resource/content/0/Resumo_controladoresPID.
Acesso em: 20 mar. 2019.

[51] Oliveira, P.J.R., Estimação de Parâmetros do Motor de Indução Utilizando um Modelo Contínuo no Tempo, Dissertação, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte, MG, 1998.

[52] Moura, N.N., Detecção e Classificação de Sinais de Sonar Passivo usando Métodos de Separação Cega de Fontes, Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2013.

[53] Santana, F.F., Remoção de Ruído em Voz para Aplicações em Tempo Real, Dissertação, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

[54] Santana, W.G., Contribuições ao Desenvolvimento de um Arranjo de Hidrofo-nes para Medições no Mar, Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2001.

[55] Moura Junior, N.N., Detecção de Novidade para Sistemas de Sonar Passivo, Tese, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2018.