



Development of an Electric Thruster for Application in Underwater ROVs

Fabio Campopiano, Gabriel S. V. Lopes, Aléxis K. Uenojo,
Humberto T. Silva, Ettore A. Barros and Eduardo L. Pellini

EasyChair preprints are intended for rapid
dissemination of research results and are
integrated with the rest of EasyChair.

November 8, 2024

Desenvolvimento de um Propulsor Elétrico para Aplicação em ROVs Subaquáticos

Fábio Campopiano* Gabriel S. V. Lopes** Aléxis K. Uenojo***
Humberto T. Silva**** Ettore A. Barros† Eduardo L. Pellini‡

* Programa de Pós Graduação de Engenharia Elétrica, Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo, SP (e-mail:
fabiocampopiano@gmail.com).

** Programa de Pós Graduação de Engenharia Elétrica, Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo, SP (e-mail:
gabriel.souza.lopes@usp.br).

*** Programa de Pós Graduação de Engenharia Mecatrônica, Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo, SP (e-mail:
alexis.uenojo@usp.br).

**** Laboratório de Veículos Não Tripulados, Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo, SP (e-mail: htrindade.silva@gmail.com).

† Departamento de Engenharia Mecatrônica, Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo, SP (e-mail: eabarros@usp.br)

‡ Departamento de Energia e Automação, Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo, SP (e-mail: elpellini@usp.br)

Abstract: This paper presents the development of an electric thruster for inspection class underwater Remote Operated Vehicles (ROVs). The general aspects of brushless motors are covered. The technical requirements defined for the thruster are presented. The chosen motor and its drive system, which is divided in power circuit and control circuit, are described. The power circuit topology is presented, where special attention is given to the power switches driving method and to their power losses. Experiments conducted in a hyperbaric chamber, load and thrust tests are described and the results obtained with them are presented. It is concluded that the developed prototype meets the established requirements.

Resumo: Este artigo apresenta o desenvolvimento de um propulsor para aplicações em veículos remotamente operados (ROVs) subaquáticos de porte de inspeção. Os aspectos gerais dos motores *brushless* são abordados. Os requisitos técnicos definidos para o propulsor são apresentados. O motor utilizado é descrito, bem como seu sistema de acionamento, sendo esse dividido em circuito de potência e circuito de controle. A topologia do circuito de potência é apresentada com ênfase no acionamento dos transistores de potência e nas perdas energéticas que neles ocorrem. Em seguida, os ensaios realizados em freio dinâmico, aparato de medição de empuxo e em câmara hiperbárica são descritos e os resultados obtidos são apresentados. Conclui-se que o protótipo desenvolvido cumpre os requisitos estabelecidos.

Keywords: Synchronous motor; Brushless motor; Driver; Electric thruster; Sinusoidal; Trapezoidal.

Palavras-chaves: Motor síncrono; Motor sem escovas; Acionamento; Propulsor elétrico; Senoidal; Trapezoidal.

1. INTRODUÇÃO

A demanda por motores elétricos é uma crescente dos últimos anos para a utilização em veículos e sistemas robóticos, como em veículos subaquáticos remotamente operados (ROVs), que desempenham um papel importante no âmbito das atividades de óleo e gás, inspeção e manutenção de estruturas submersas, exploração submarina e auxílio em uma série de outras tarefas em ambiente submerso (García-Valdovinos et al., 2014).

Este artigo tratará do desenvolvimento de um propulsor elétrico para veículos de porte de inspeção, descrevendo aspectos construtivos e resultados obtidos.

Os motores elétricos de corrente contínua dotados de escovas foram amplamente utilizados em aplicações de robótica e locomoção até o final do século 20, quando passaram a ser substituídos por motores síncronos de ímãs permanentes sem escovas (Uygun et al., 2015), também chamados de motores *brushless*.

Além de exigirem menos manutenção em comparação com os motores dotados de escovas (Bezerra, 2004), os

motores *brushless* costumam apresentar um rotor com menos inércia (Azidehak et al., 2011), já que o enrolamento de armadura se encontra no estator, maior eficiência e maior densidade de potência (Kun et al., 2004).

A principal desvantagem do motor *brushless*, em relação ao motor dotado de escovas, está na complexidade do seu acionamento (Azidehak et al., 2011). O acionamento do motor *brushless* controla a corrente de armadura com base na posição angular do rotor relativa ao estator, a fim de manter a ortogonalidade entre o campo magnético da armadura e o do rotor, sendo esse último produzido pelos ímãs permanentes.

A posição do rotor costuma ser detectada através do uso de sensores de efeito hall ou pela leitura da tensão contra eletromotriz em alguma fase momentaneamente aberta. Embora dispense a montagem de sensores, a última técnica é menos eficiente para baixas rotações e apresenta menor capacidade de aceleração, além de necessitar de algoritmos específicos para a partida do motor (Gamazo-Real et al., 2010). Sendo assim, optou-se por empregar uma técnica de acionamento conhecida como comutação de 120°, com sensores de efeito hall para a detecção da posição angular do rotor.

2. MOTOR BRUSHLESS

Os motores *brushless* podem ser classificados de duas maneiras em relação ao formato da força contra eletromotriz: trapezoidal ou senoidal (Mevey, 2009). Nos primeiros, a tensão induzida nos enrolamentos quando o rotor é posto a girar apresenta formato próximo de um trapézio. Já no motor senoidal, a tensão induzida verificada entre as fases da máquina apresenta formato senoidal. Tal diferença é determinada por aspectos construtivos do motor, como formato, disposição e magnetização dos ímãs e o formato e disposição das espiras que compõem o enrolamento (Holtz and Springob, 1996).

Os motores trapezoidais e senoidais operam com menor ondulação de torque quando são acionados, respectivamente, por correntes retangulares e senoidais. Todavia, ambos os motores podem ser acionados com os dois tipos de acionamento (Colton, 2010).

O torque desenvolvido por um motor *brushless* pode ser expresso por (1), elaborada a partir do princípio da co-energia (Hanselman, 1994), onde ω é a velocidade angular do rotor, em rad/s , e é a força contra eletromotriz por fase referenciada ao ponto central de ligação das fases e i é a corrente que atravessa a fase. Os subscritos a , b e c correspondem às fases.

$$Torque = \frac{i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c}{\omega} \quad (1)$$

O modelo elétrico do motor *brushless* pode ser descrito conforme o esquema da Figura 1, que combina os modelos elétricos das três fases ligadas em estrela e onde R e L são, respectivamente, a resistência ôhmica e a indutância do enrolamento da fase.

Adotando como referência alguns propulsores elétricos encontrados no mercado estrangeiro aplicáveis em ROVs de inspeção, os requisitos da Tabela 1 foram definidos.

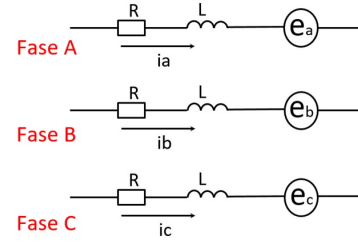


Figura 1. Modelo elétrico do motor *brushless*.

Tabela 1. Requisitos do propulsor.

Tensão de alimentação nominal	300 e 12 Vdc
Potência elétrica nominal	700 a 900 W
Empuxo máximo	15 a 20 kgf
Transmissão	Direta
Acionamento	Embutido no vaso
Diâmetro máximo do vaso	80 mm
Comprimento máximo do vaso	280 mm

Estabeleceu-se que o acionamento ficaria inserido no interior do vaso estanque do propulsor. Dessa forma, o barramento de potência do acionamento é alimentado com 300 V_{dc} e a parte de baixa potência do circuito é alimentada com 12 V_{dc} . Ambas as tensões são fornecidas através de um conector elétrico marinizado presente na tampa traseira do vaso do propulsor.

Para cumprir os requisitos da Tabela 1, um motor *brushless* do tipo *frameless* foi identificado e adquirido comercialmente, apresentando as características da Tabela 2.

Tabela 2. Especificações do motor.

Tipo	Senoidal
Diâmetro externo do estator	62 mm
Comprimento do estator	77 mm
Número de polos do rotor	10
Tensão de alimentação nominal	230 Vrms
Corrente nominal	2,06 Arms
Potência elétrica nominal	821 W
Torque nominal	1,65 Nm
Rotação nominal	4000 RPM
Potência mecânica nominal	690 W
Eficiência nominal	0,84
Constante de torque	0,823 Nm/Arms
Constante de força contra eletromotriz	50,9 Vrms/kRPM

Tais características especificadas pelo fabricante são referentes à condição de acionamento senoidal sem defasagem entre a força contra eletromotriz e a corrente de armadura.

O acionamento com comutação de 120° utiliza correntes retangulares aplicadas na armadura, onde as fases são energizadas conforme uma combinação que muda a cada 60° elétricos, ficando sempre uma fase em aberto (Hu and Sathiakumar, 2010), conforme ilustrado na Figura 2. A corrente é controlada a partir da aplicação de modulação por largura de pulso (PWM) sobre a tensão do barramento de potência (300 V_{dc}) (Ozturk and Toliyat, 2007).

Considerando uma força contra eletromotriz de formato senoidal e duas fases energizadas com uma corrente contínua durante um ciclo de 60° elétricos, a aplicação de (1) revela uma ondulação de torque com amplitude de aproximadamente 15 %, como pode ser observado na Figura 3, onde o torque representado no gráfico foi normalizado tomando

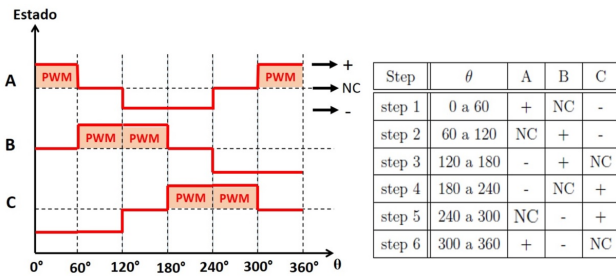


Figura 2. Estados das fases durante o ciclo de comutação 120°.

como referência o torque que seria produzido com um acionamento senoidal, com valor de pico da corrente igual ao valor de topo da corrente utilizada no caso retangular.

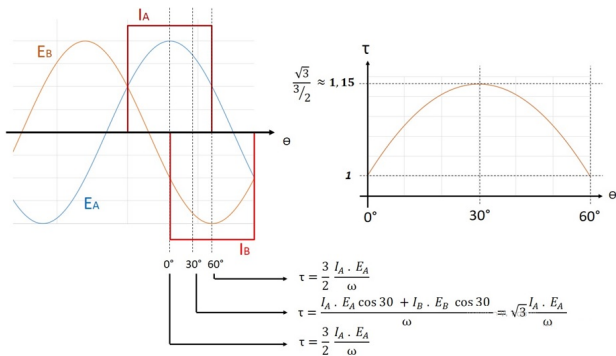


Figura 3. Torque produzido pelo motor senoidal com acionamento trapezoidal.

O valor de topo máximo da corrente retangular permitido para o motor em questão foi calculado considerando a corrente eficaz nominal especificada pelo fabricante, aplicada na fase, sendo esta referente a operação em regime contínuo e determinada pela temperatura de operação suportada pelo enrolamento.

Considerando um ciclo completo de comutação de 120°, cada fase é atravessada por uma corrente eficaz de 2,06 A quando o valor de topo da corrente retangular é de 2,5 A.

Convertendo a constante de torque especificada pelo fabricante para Nm/A_{pico} e aplicando o tratamento matemático apresentado na Figura 3, onde a relação entre a força contra eletromotriz e a rotação pode ser substituída pela constante de torque convertida ($0,582 Nm/A_{pico}$), conclui-se que o torque produzido com corrente retangular de 2,5 A oscilará de 1,6 a 1,84 Nm, com frequência 30 vezes superior à rotação do motor, já que o rotor possui 5 pares de polos magnéticos.

O desenho mecânico do vaso do propulsor parcialmente montado pode ser observado na Figura 4, onde é possível notar o conector elétrico marinizado presente na tampa traseira e os retentores do eixo presentes na tampa frontal de formato ogival. A vedação entre ambas as tampas e o vaso é promovida por dois anéis de vedação em cada tampa. O estator e a flange interna são inseridos no vaso de alumínio com interferência mecânica forte, bem como o eixo de aço inox no rotor. A flange interna tem a função de fixar a placa de escora, que contém o rolamento traseiro do eixo e o conjunto de sensores hall, responsável por

detectar a posição angular magnética do rotor e comandar a comutação das fases.

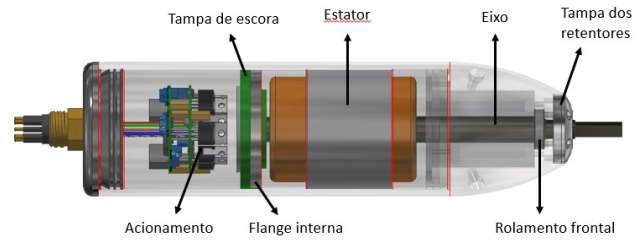


Figura 4. Protótipo com motor senoidal *frameless*.

O sistema de montagem dos sensores hall pode ser observado na Figura 5, onde é possível notar as aberturas oblongas presentes na tampa de escora, através das quais os parafusos de fixação a serem roscados na flange interna são inseridos, permitindo o ajuste da posição angular do conjunto de sensores hall em relação ao estator, a fim de se obter ortogonalidade entre o campo magnético do estator e o do rotor.

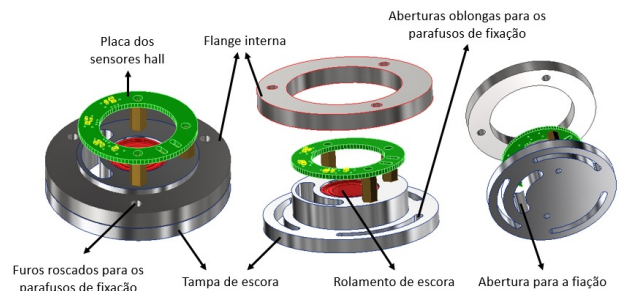


Figura 5. Montagem da tampa de escora.

O eixo inteiriço foi fabricado em aço inox não magnético para evitar a dispersão do fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes através do centro do rotor (Schmitz et al., 2017).

3. SISTEMA DE ACIONAMENTO

O sistema de acionamento pode ser dividido em duas partes: circuito de potência e circuito de controle.

3.1 Circuito de Potência

A topologia adotada para o circuito de potência é a da Figura 6, sendo esta a mais utilizada para o acionamento de motores *brushless*, consistindo em um inversor do tipo fonte de tensão (Karthikeyan and Sekaran, 2011), onde 6 chaves semicondutoras de potência são empregadas, formando 3 meias pontes, uma para cada fase. As chaves utilizadas são transistores IGBT IRGB4620.

Cada meia ponte é controlada por um *gate driver* L6498, que assume papel de interface entre o circuito de controle e as chaves de potência.

Os diodos em antiparalelo com cada chave encontram-se integrados à elas no encapsulamento TO-220 e são conhecidos como diodos de roda livre, cuja função é estabelecer um circuito de baixa impedância para a circulação da corrente

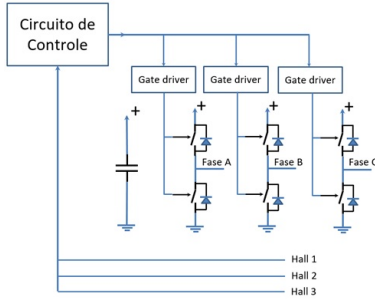


Figura 6. Topologia do circuito de potência.

de desmagnetização do enrolamento durante a comutação das fases.

O capacitor do barramento DC representado na Figura 6 é um cerâmico de $2 \mu F$ e tem a função de reduzir flutuações de tensão no barramento de potência e filtrar harmônicos de corrente produzidos pelas chaves em constante comutação (Karthikeyan and Sekaran, 2011).

Na Figura 7, pode-se observar o circuito detalhado de uma meia ponte com o seu respectivo *gate driver* em modo *bootstrap*.

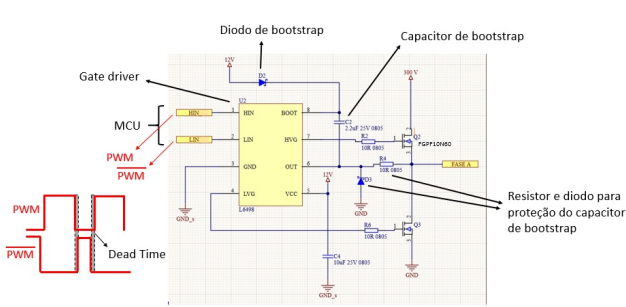


Figura 7. Circuito detalhado de uma meia ponte.

O capacitor de *bootstrap* utilizado é um cerâmico de $2,2 \mu F$ e o diodo de *bootstrap* indicado na figura foi dispensado, já que está presente internamente ao circuito integrado L6498. É possível observar, também, o resistor e o diodo de proteção do capacitor de *bootstrap*, cuja função é atenuar o pico de tensão sobre o mesmo causado pela tensão induzida sobre a indutância parasita do diodo de roda livre da chave inferior ao ser atravessada pela corrente de desmagnetização do enrolamento, surgente no desligamento da chave superior.

O *gate driver* utilizado aciona as chaves de forma complementar e possui recurso de intertravamento, impedindo o acionamento simultâneo das chaves. Para impedir a condução simultânea das chaves, conforme ilustrado na Figura 7, um *dead time* de $10 \mu s$ foi adicionado entre os sinais PWM e PWM invertido.

As chaves podem ser acionadas com PWM a partir de diversas estratégias, conforme abordado em Tadrst and Zeroug (2014), Chuang et al. (2009) e Kim et al. (2011). Na estratégia adotada, apenas a meia ponte correspondente ao polo positivo no par de fases energizadas sofre ação do PWM, enquanto a meia ponte correspondente ao polo negativo mantém o transistor inferior permanentemente ligado durante o ciclo de 60° elétricos, sendo essa uma

das técnicas de acionamento mais difundidas devido a sua simplicidade.

Dos componentes que integram o circuito de potência, os mais críticos costumam ser os transistores de potência (Shen et al., 2006), já que seu desempenho impacta drasticamente na eficiência geral do sistema de acionamento e na temperatura ambiente máxima de operação do circuito, afetando os limites de compactação e os regimes de operação segura do sistema.

A potência dissipada sobre as chaves semicondutoras pode ser dividida em dois tipos: potência correspondente às perdas por condução (P_{cond}) e potência devido às perdas dinâmicas (P_{sw}) (Hafezi and Faranda, 2021), podendo ser calculadas através de (2) e (3), respectivamente, onde V_{CE} é a tensão de polarização entre os terminais de coletor e emissor do IGBT em condução e rc é a resistência ôhmica oferecida à corrente de coletor I_c . Os tempos T_{ON} e T_{OFF} correspondem aos tempos de comutação da chave para o estado de condução e para o corte, respectivamente. Neste caso, I_c corresponde ao valor de topo da corrente retangular aplicada à fase, V_{CC} é a tensão do barramento de potência do acionamento e f é a frequência do PWM.

$$P_{cond} = V_{CE} \cdot I_c + rc \cdot I_c^2 \quad (2)$$

$$P_{sw} = \frac{I_c \cdot V_{CC} \cdot (T_{ON} + T_{OFF})}{2} f \quad (3)$$

Os tempos de comutação são determinados pela capacitância de porta da chave, pela corrente de porta, responsável por carregá-las, e pela tensão de operação da chave, isto é, a tensão do barramento de potência (Shen et al., 2006).

Os tempos de comutação foram estimados conforme Rae et al. (2013), resultando em $T_{ON} = 88 ns$ e $T_{OFF} = 36 ns$.

Considerando $f = 10 kHz$ e $V_{CE} = 1,55 V$, a potência estimada dissipada por condução é de $3,88 W$ e a potência estimada dissipada por comutação é de $0,47 W$. Já que cada meia ponte fica ativa por $2/3$ do ciclo elétrico do motor, ao multiplicar a soma destas potências por esse fator obtém-se a potência média total dissipada sobre a chave durante o ciclo elétrico, assim $P_{TOTAL} = 2,90 W$.

A temperatura de operação da junção T_j pode ser calculada através de 4, onde T_A é a temperatura ambiente e R_{ja} é a impedância térmica junção - ambiente da chave.

$$T_j = T_A + P_{TOTAL} \cdot R_{ja} \quad (4)$$

Considerando $T_A = 25 C^\circ$ e $R_{ja} = 62 C^\circ/W$, a chave deve atingir $T_j = 205 C^\circ$, violando o limite de temperatura de $175 C^\circ$ informado pelo fabricante. Dessa forma, conclui-se que o uso de alguma técnica de arrefecimento das chaves é mandatório.

O circuito de potência foi disposto em uma placa FR4 de 4 camadas de cobre com $70 \mu m$ de espessura cada, com formato circular, conforme pode ser observado na Figura 8. Para assegurar a isolamento elétrica diante de picos de tensão que podem ultrapassar os $300 V$ em alguns pontos do circuito (Elrajoubi and Ang, 2018), solicitou-

se ao fabricante uma isolação com espessura de $540\ \mu\text{m}$ entre as camadas de cobre.

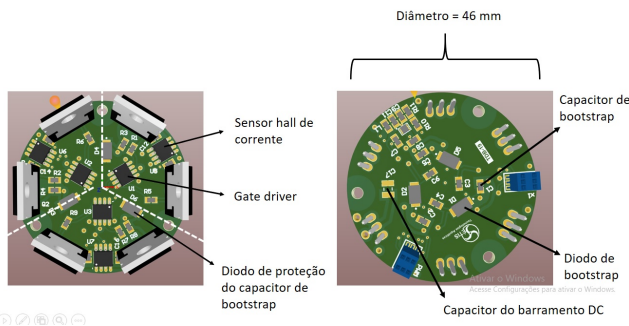


Figura 8. Layout da placa de potência.

As barras de pinos miniaturizadas em azul na Figura 8 estabelecem a conexão elétrica entre o circuito de potência e o de controle. É possível notar que os circuitos das três fases foram distribuídos simetricamente na placa em setores com amplitude de 120° . Cada setor possui um sensor hall para a medição da corrente na saída da meia ponte.

O dissipador utilizado para o resfriamento das chaves é composto por duas peças: uma de alumínio e a outra de cobre. A peça de alumínio possui formato específico para ser encaixada entre as chaves e, por apresentarem encapsulamento não isolado, os transistores IRGB4620 são parafusados à peça de alumínio com parafusos de poliamida e com um material adesivo isolante elétrico intermediário próprio para a utilização em dissipadores de calor. Já a peça de cobre possui formato de copo, sendo parafusada no topo da peça de alumínio.

O copo de cobre apresenta leve conicidade e possui cortes longitudinais em sua parede distribuídos pela sua circunferência, dessa forma, o diâmetro externo de sua boca se ajusta ao diâmetro interno do vaso a medida que é forçado a entrar nele, gerando uma interferência mecânica fraca e garantindo um bom acoplamento térmico entre a peça de cobre e o vaso estanque. O cobre foi escolhido para a fabricação do copo do dissipador por apresentar condutividade térmica superior que a do alumínio e coeficiente de atrito inferior, facilitando sua inserção no vaso.

Na Figura 9, pode-se observar o acionamento com o dissipador completamente montado na imagem maior à esquerda. No canto inferior direito da figura, observa-se a placa de potência com a peça de alumínio posicionada entre as chaves. O acionamento inteiro é fixado à tampa traseira do vaso estanque por meio de uma peça produzida por processo de manufatura aditiva, em material ABS, rosqueada à espiga rosçada do conector elétrico marinizado. A solidez da montagem mecânica entre as placas e a peça de ABS é assegurada por espaçadores de latão.

3.2 Circuito de Controle

O circuito de controle é baseado em um microcontrolador de núcleo ARM Cortex M4, responsável por executar a malha de controle de velocidade e corrente do motor, gerar os pulsos de PWM e computar a velocidade do motor a partir da leitura dos sensores hall. Além disso, ele é



Figura 9. Montagem completa do acionamento.

responsável por gerenciar toda a comunicação entre o usuário e o propulsor, fornecendo informações de tensão do barramento de alimentação do circuito de potência, corrente nas fases do motor, temperatura interna do vaso e o status de funcionamento do motor através de uma interface de comunicação padrão RS-422 fornecida por um circuito integrado dedicado.

A velocidade de rotação é facilmente computada pelo microcontrolador a partir da leitura da frequência dos sinais dos sensores hall do rotor. A medição das correntes de fase é feita através dos sensores hall indicados na Figura 8. Para o monitoramento da temperatura, um sensor de temperatura com interface I2C, de encapsulamento SOIC, foi montado na placa do circuito de controle.

Além dos componentes até então descritos, a placa de controle conta com conversores isolados de tensão, responsáveis por fornecer os níveis de tensão necessários para a alimentação das partes do circuito e por prover isolação galvânica entre alguns sub circuitos, como pode ser observado na Figura 10.

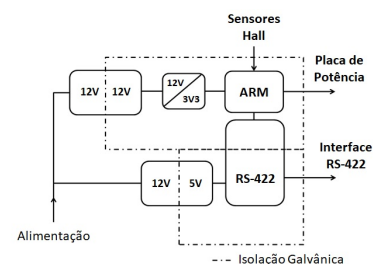


Figura 10. Esquema de alimentação do circuito de controle.

A interface RS-422 também é isolada, contando com um conversor dedicado a alimentação da parte RS-422 galvanicamente isolado da alimentação da parte CMOS/TTL.

Tais isolações tem por objetivo a eliminação de *loops* de terra que tendem a ocorrer quando múltiplos propulsores são conectados a uma plataforma de controle, o que sempre irá ocorrer em um ROV.

Os *loops* de terra formam possíveis caminhos para a passagem de correntes indesejáveis, podendo resultar em pro-

blemas de compatibilidade eletromagnética (Moongilan, 1998).

Alguns fabricantes de propulsores para ROVs até recomendam a utilização de uma placa de interface entre a eletrônica principal do ROV e os propulsores, com canais isolados para cada um, a fim de se eliminar *loops* de terra. Com a topologia apresentada, o usuário pode dispensar preocupações quanto à isolamento entre a interface de comunicação e as alimentações de alta e baixa tensão do sistema de acionamento.

A placa de controle segue o mesmo diâmetro da placa de potência, é feita em FR4, possui 4 camadas de cobre com $35 \mu m$ de espessura cada e isolamento com $270 \mu m$ de espessura entre elas.

3.3 Malha de Controle

Ao analisar os propulsores subaquáticos presentes no mercado, notou-se que a maioria dos modelos utiliza somente a malha de controle de velocidade. Embora esta abordagem reduza o custo de desenvolvimento e de produção, não protege o sistema contra situações de sobrecorrente, que podem danificar permanentemente o acionamento e/ou o motor.

A malha de controle desenvolvida implementa um controlador de velocidade em cascata a um controlador de corrente. Desta forma, é possível inserir um limitador de corrente na malha, que promove um maior grau de proteção ao sistema de propulsão. Na Figura 11, é possível observar o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle utilizado.

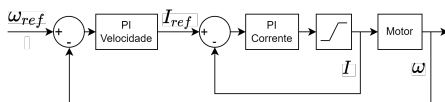


Figura 11. Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle utilizado.

Ao sintonizar os parâmetros dos controladores PI, verificou-se uma grande dificuldade em reduzir o sobressinal sem, ao mesmo tempo, comprometer o tempo de subida. Após estudos na literatura, decidiu-se implementar o controlador PI de corrente utilizando a técnica de escalonamento de ganhos (Forrai et al., 2001), onde o ganho integral passa a ser definido por uma equação linear, proporcional ao erro de velocidade. Ou seja, o ganho é alto quando a referência de velocidade está distante do valor medido e é baixo quando a o valor medido está próximo da referência. Este método permitiu a redução considerável do sobressinal e a diminuição do tempo de subida, melhorando o tempo de resposta da malha de controle.

4. RESULTADOS

O propulsor completamente montado pode ser observado na Figura 12. As dimensões principais do propulsor e a sua massa estão registrados na Tabela 3, sendo que o comprimento informado diz respeito apenas ao vaso com as tampas inseridas, desprezando o conector elétrico, hélice, duto e a ponta do eixo. A massa informada não contempla o duto nem o hélice.

Tabela 3. Dimensões principais e massa do propulsor.

Comprimento do propulsor	257 mm
Diâmetro do vaso	70 mm
Massa	2,2 kg

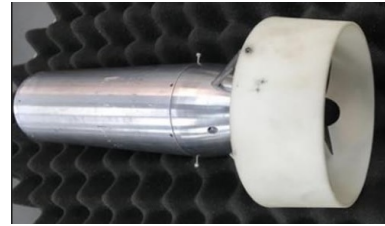


Figura 12. Propulsor completo.

O conjunto hélice - duto foi escolhido com base na sua curva característica de operação, de forma que apresentassem um torque demandado próximo do torque nominal do motor quando submetidos à rotação próxima da nominal do motor, já que a condição de operação nominal da máquina é especificada pelo fabricante como sendo o limite da região segura de funcionamento em modo contínuo.

O eixo do propulsor foi acoplado a um freio dinâmico e o motor foi levado à condição nominal de operação com o circuito de acionamento mantido fora do vaso, apenas com a peça de alumínio do dissipador montada nas chaves, sem a presença da peça de cobre. Nesta condição, após a estabilização térmica do sistema, a imagem da Figura 13 foi obtida a partir de uma câmera térmica, onde é possível perceber que o dissipador, mesmo parcialmente montado, impede que a temperatura no encapsulamento das chaves ultrapasse 80 C° quando em temperatura ambiente de 20 C° , certificando a segurança térmica do acionamento, já que com o dissipador completamente montado e com o propulsor imerso em água, o arrefecimento é mais eficiente.

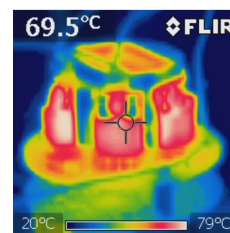


Figura 13. Imagem de câmera térmica do acionamento.

A carga no eixo do propulsor foi variada e o gráfico de torque versus corrente de fase da Figura 14 foi gerado, sendo essa corrente o valor de topo da corrente retangular aplicada às fases.

Uma reta média foi ajustada aos pontos do gráfico e o seu coeficiente angular representa a constante de torque da máquina ($K_T = 0,64 \text{ Nm/A}$). A constante de torque dada pelo fabricante referenciada ao valor de pico da corrente senoidal é de $0,582 \text{ Nm/A}$. Nota-se que a constante obtida é cerca de 9 % maior que a informada pelo fabricante, o que pode ser explicado pela elevação do torque médio produzido para cada valor de corrente devido à componente oscilatória de torque e pelos erros de medição.

Na Figura 15, à esquerda, observa-se o sinal de tensão de uma das fases referenciada ao GND do barramento de

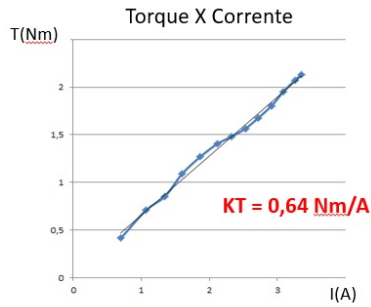


Figura 14. Gráfico de torque versus corrente de fase.

potência, durante um ciclo elétrico, mas com ciclo ativo do PWM igual a 1, onde ficam claros os picos de tensão induzida causados pela comutação das fases a cada 60° elétricos e que são limitados à tensão do barramento de potência graças a atuação dos diodos de roda livre.

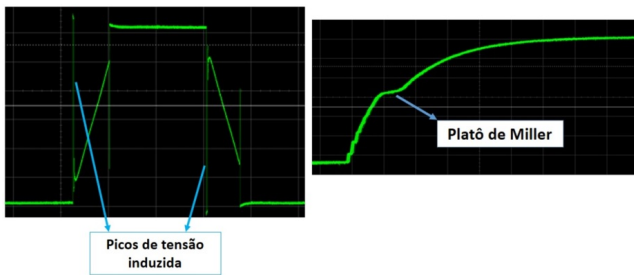


Figura 15. Tensão de fase do motor (esquerda) e tensão porta - emissor durante o acionamento do IGBT (direita).

Na Figura 15, à direita, pode-se observar a curva de tensão porta - emissor no momento do acionamento de um dos transistores, onde fica evidente o platô de Miller, cujo final corresponde à quase finalização do processo de comutação da chave. Essa imagem foi obtida com a escala horizontal do osciloscópio ajustada em 40 ns/diviso , sendo assim, pode-se inferir que o tempo real de comutação T_{ON} da chave está entre 70 e 80 ns, o que é próximo do valor estimado (88 ns).

No ensaio de empuxo, um aparato que consiste numa alavanca foi utilizado para transmitir o empuxo produzido pelo propulsor, fixado a uma extremidade do braço submerso da alavanca, até uma célula de carga, posicionada na extremidade do braço fora da água, como pode ser observado na Figura 16.

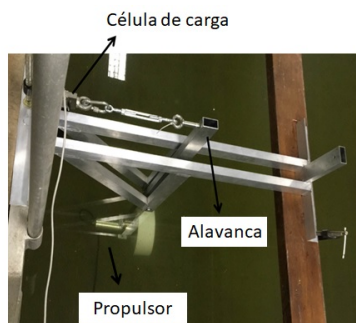


Figura 16. Aparato montado para o ensaio de empuxo.

Com o valor de topo da corrente de fase igual a 2,5 A, a rotação atingida foi de 3700 RPM, gerando um empuxo de 18 kgf. Essa rotação é próxima da rotação nominal do motor e da rotação prevista para o conjunto hélice - duto demandando o torque nominal da máquina.

O empuxo obtido é cerca de 7 % menor que o valor previsto para o conjunto hélice - duto sob a rotação produzida. As possíveis explicações para essa divergência são a presença de erros de medição e o fato de que, por ter sido fabricado em plástico ABS, por manufatura aditiva, o hélice pode estar sofrendo deformações plásticas em suas pás durante a operação, afetando o seu desempenho.

Por fim, a estanqueidade do propulsor foi certificada por um ensaio em câmara hiperbárica, em água, para pressões de até 200 metros de coluna d'água, com o eixo do propulsor posto a girar sem hélice e com rotação nominal.

5. CONCLUSÃO

As especificações gerais do propulsor desenvolvido estão organizadas na Tabela 4.

Tabela 4. Especificações gerais do propulsor desenvolvido.

Potência elétrica nominal	692 W (300 V)
Empuxo máximo	18 kgf
Peso do vaso	2,2 kg
Diâmetro do vaso	70 mm
Comprimento do vaso	257 mm

Pode-se perceber que os requisitos de projeto foram atendidos, resultando em um propulsor com características semelhantes a modelos comerciais voltados à aplicação em questão. Dessa forma, a viabilidade técnica para se projetar e produzir propulsores subaquáticos para veículos de pequeno porte, em território nacional, foi demonstrada.

Em trabalhos futuros, outras estratégias de acionamento e técnicas de controle podem ser estudadas e comparadas, bem como outras técnicas de manufatura e montagem mecânica, a fim de se otimizar o processo de produção. Também, ensaios e testes de certificação do propulsor sobre aspectos de confiabilidade e compatibilidade eletromagnética podem ser pesquisados e praticados.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

A equipe de autores agradece ao apoio do Laboratório de Veículos Não Tripulados (LVNT) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.

REFERÊNCIAS

- Azidehak, A., Hoshyari, M., and Sharbafi, M.A. (2011). Design and implementation of minimal components brushless dc motor driver for mobile robots. In *2011 IEEE International Conference on Mechatronics*, 642–647. IEEE.

- Bezerra, L.B. (2004). *Implementação de uma Bancada para o Controle Eletrônico de Motores Síncronos de Ímã Permanente Utilizando um DSP*. Ph.D. thesis, Tese M. Sc, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- Chuang, H., Ke, Y.L., and Chuang, Y. (2009). Analysis of commutation torque ripple using different pwm modes in bldc motors. In *Conference Record 2009 IEEE Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference*, 1–6. IEEE.
- Colton, S.W. (2010). *Design and prototyping methods for brushless motors and motor control*. Ph.D. thesis, Massachusetts Institute of Technology.
- Elrajoubi, A.M. and Ang, S.S. (2018). Design and evaluation of a high-current gate driver circuit for six paralleled 1.2 kv 36a sic mosfets. In *2018 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, 1–8. IEEE.
- Forrai, A., Hashimoto, S., Funato, H., and Kamiyama, K. (2001). Design of robust controllers with constraints on the control signal application for brushless dc drives. In *IECON'01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No. 37243)*, volume 1, 603–608. IEEE.
- Gamazo-Real, J.C., Vázquez-Sánchez, E., and Gómez-Gil, J. (2010). Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends. *sensors*, 10(7), 6901–6947.
- García-Valdovinos, L.G., Salgado-Jiménez, T., Bandala-Sánchez, M., Nava-Balanzar, L., Hernández-Alvarado, R., and Cruz-Ledesma, J.A. (2014). Modelling, design and robust control of a remotely operated underwater vehicle. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 11(1), 1.
- Hafezi, H. and Faranda, R. (2021). A new approach for power losses evaluation of igbt/diode module. *Electronics*, 10(3), 280.
- Hanselman, D.C. (1994). *Brushless permanent magnet motor design*. Mc Graw Hill.
- Holtz, J. and Springob, L. (1996). Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 43(2), 309–320.
- Hu, B. and Sathiakumar, S. (2010). Sensorless drive of permanent magnet brushless dc motor with 180 degree commutation. In *2010 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, 106–111. IEEE.
- Karthikeyan, J. and Sekaran, R.D. (2011). Dc-dc converter csi fed bldc motor for defence applications. In *2011 INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT ADVANCEMENTS IN ELECTRICAL, ELECTRONICS AND CONTROL ENGINEERING*, 68–72. IEEE.
- Kim, H.W., Shin, H.K., Mok, H.S., Lee, Y.K., and Cho, K.Y. (2011). Novel pwm method with low ripple current for position control applications of bldc motors. *Journal of Power Electronics*, 11(5), 726–733.
- Kun, W., Junjun, R., Fanghua, T., and Zhongchao, Z. (2004). A novel pwm scheme to eliminate the diode freewheeling in the inactive phase in bldc motor. In *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, volume 3, 2282–2286. IEEE.
- Mevey, J.R. (2009). Sensorless field oriented control of brushless permanent magnet synchronous motors.
- Moongilan, D. (1998). Grounding optimization techniques for controlling radiation and crosstalk in mixed signal pcbs. In *1998 IEEE EMC Symposium. International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Symposium Record (Cat. No.98CH36253)*, volume 1, 495–500 vol.1. doi:10.1109/ISEMC.1998.750143.
- Ozturk, S.B. and Toliyat, H.A. (2007). Direct torque control of brushless dc motor with non-sinusoidal back-emf. In *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, volume 1, 165–171. IEEE.
- Raei, H., Rabiei, A., and Thiringer, T. (2013). Analytical prediction of switching losses in mosfets for variable drain-source voltage and current applications. In *2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 705–709. IEEE.
- Schmitz, C. et al. (2017). Projeto e otimização de motores bldc de ímãs permanentes superficiais.
- Shen, Z.J., Xiong, Y., Cheng, X., Fu, Y., and Kumar, P. (2006). Power mosfet switching loss analysis: A new insight. In *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, volume 3, 1438–1442. doi:10.1109/IAS.2006.256719.
- Tadrist, N. and Zeroug, H. (2014). Development of brushless dc motor drive system for teaching purposes using various pwm control techniques for speed control. In *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 1–4. IEEE.
- Uygun, D., Solmaz, S., Turan, A., and Ruzgar, S.T. (2015). A new topology for dual rotor/stator bldc motors applied to marine thrusters. In *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 353–359. IEEE.