

# Desenvolvimento de rotinas de testes automatizados para avaliação de desempenho de PMSM drives através de interface HIL

Emmanuel Adamski de Moura\*, Cassiano Rech\*, Rodrigo Padilha Vieira\*

UFSM - GEPOC: emmanomoura@gmail.com, rech.cassiano@gmail.com, rodrigovie@gmail.com  
Santa Maria, RS - Brasil

**Abstract**—This paper aims to validate the use of automatic test routines in HIL to evaluate performance of PMSM drivers. Therefore, a non-sinusoidal PMSM model is implemented, driven through six-steps commutation. In addition, the conduction and commutation losses of the inverter are determined, in order to use the efficiency as a comparison parameter to generate a report for benchmarking controllers. The six-step 120° strategy is used to drive the PMSM, which determines the order of commutations of a three-phase inverter through the information of the machine rotor position obtained by Hall effect sensors. The Test Driven Design methodology was used to compare the efficiency of different controllers. Therefore, the conduction and commutation losses of the inverter were determined, taking into account the junction temperature of the IGBTs and their thermal model. From this, the power dissipated in the inverter was used to define the efficiency of the system. An automated test routine was established to benchmark six current and speed controllers in terms of efficiency and rotor speed.

**Index Terms**—TDD, Hardware-in-the-loop, PMSM, Control, Benchmark

## I. INTRODUÇÃO

Com o crescente advento da eletrônica de potência, diversas topologias de máquinas elétricas vêm ganhando espaço no mercado. Os motores PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) são máquinas de ímãs permanentes que vem se consolidando nos mais diversos setores da indústria, por apresentar baixa necessidade de manutenção, alta densidade de potência, alta eficiência e tamanho reduzido [2]. Devido a essas características, estão presentes em aplicações automobilísticas, aeroespaciais, automação industrial, eletrodomésticos e equipamentos de uso médico [6].

Os PMSMs podem apresentar força contra-eletromotriz com característica não senoidal, podendo ser acionados através da estratégia de 6 pulsos 120° [4]. Nessa estratégia de acionamento, apenas duas das fases estarão em condução, gerando correntes de formato retangular, que estão em sincronia com a característica trapezoidal das forças contra-eletromotrizes geradas pelos PMSMs não senoidais. Os sensores de efeito Hall são defasados em 120° no espaço do estator, apresentando valor lógico alto ou baixo conforme os valores das forças contra-eletromotrizes de linha. A combinação dos níveis lógicos dos sensores em cada fase permite a definição de seis setores, defasados de 60°. A operação da máquina acontece através do acionamento de duas chaves semicondutoras por setor, de

modo que as correntes das fases possuem mesma magnitude, porém sentidos opostos [3]. Quando ocorre troca nos setores, apenas uma fase deixa de conduzir por vez.

A fim de realizar avaliação de desempenho de controladores para PMSMs acionados por comutação seis pulsos, são realizadas simulações das perdas de chaveamento e comutação dos IGBTs do inversor, incluindo também o modelo térmico do dissipador de calor utilizado. Este é utilizado na determinação da temperatura das chaves, uma vez que estas influenciam nas perdas do conversor [16]. Desta forma é possível definir a eficiência do inversor, utilizada como parâmetro na comparação de desempenho de controladores. O sistema de controle e determinação de perdas térmicas adotado é apresentado na Figura 1.

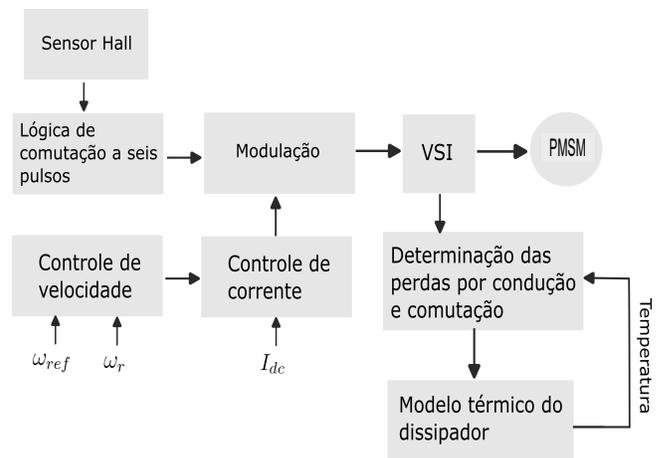


Fig. 1. Diagrama de blocos do sistema de controle e determinação das perdas térmicas do inversor.

O sistema de controle é normalmente implementado através de um *firmware* em um microprocessador ou DSP. Antes da conexão da máquina, é importante que o *firmware* desenvolvido para o controle seja testado para diversos parâmetros de operação, a fim de garantir a segurança necessária para o sistema. Este processo de testes possui certa complexidade e normalmente consome bastante tempo. Desta forma, o uso de rotinas de testes automatizadas em ambientes virtuais pode permitir economia de tempo e maior segurança no teste de di-

versas condições de operação, contribuindo para reduzir tempo e custos de desenvolvimento e validação de produtos. Neste cenário, a metodologia *Test Driven Design* (TDD) pode ser aplicada no benchmark de controladores para acionamentos de máquinas elétricas. Esta metodologia consiste em realizar uma série de testes automatizados em uma unidade de *software*, buscando atingir determinadas funcionalidades e parâmetros de projeto [8]. Este trabalho visa validar o uso de plataformas de testes em HIL (*Hardware in the Loop*) para gerar relatórios de benchmark de controladores para PMSMs não senoidais, através da estratégia de Test Driven Design.

## II. TEST DRIVEN DESIGN

Test Driven Design é uma estratégia de desenvolvimento de *software* que utiliza rotinas de testes automatizados para o desenvolvimento de uma aplicação. Este método consiste na escrita e definição de rotinas de testes antes do desenvolvimento do *software*, ocasionando na escrita de outro código apenas se o anterior falhou ao teste, realizado o desenvolvimento de maneira recursiva, auxiliando na organização do *software*. [1]. Desta forma, a programação da aplicação é realizada conforme a unidade de *software* passa ou reprova nos testes realizados [9]. Essa estratégia permite minimizar o esforço na fase de testes, reduzindo o tempo investido nesta etapa através da realização de um grande número de testes em apenas um clique. Um diagrama da lógica básica para a implementação do TDD é apresentado na Figura 2.

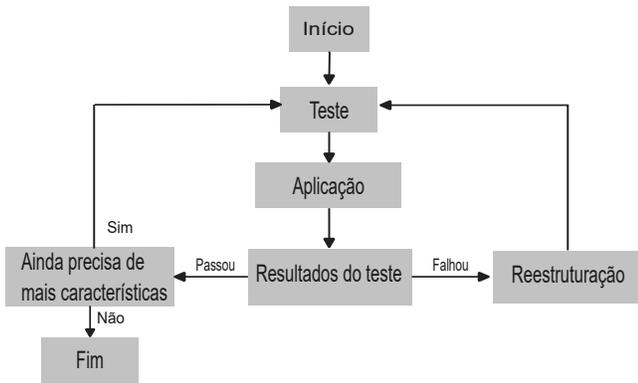


Fig. 2. Diagrama de implementação do TDD.

A metodologia TDD pode ser empregada HIL, por ser um sistema preciso e eficiente no desenvolvimento de modelos de planta e produtos, permitindo a realização de testes e simulações com maior confiabilidade, a partir de um sistema digital que representa um sistema físico complexo. Em HIL é possível incluir efeitos como modulação, quantização e atrasos de implementação no sistema, resultando em uma simulação de maior confiabilidade. A utilização do HIL apresenta grande impacto nos parâmetros de desenvolvimento, como custo, eficiência, tempo e flexibilidade, permitindo facilidade na realização de testes no sistema [7]. Além disso, o tempo de testes pode ser drasticamente reduzido, uma vez que CHIL (*Controller Hardware-in-the-Loop*) realiza simulação em tempo real [10].

## III. ACIONAMENTO E CONTROLE DE PMSMs NÃO SENOIDAIS

### A. Acionamento:

A estratégia de acionamento seis pulsos adota a sequência de comutação conforme a Tabela I, que relaciona o estado de condução de cada fase com o setor em que a máquina se encontra. A técnica de acionamento a seis pulsos se destaca pela simplicidade de implementação e baixo custo, uma vez que não requer sensores de alta precisão. No entanto, o uso desta técnica resulta em ondulações no torque eletromagnético no momento em que ocorre a troca de setores, uma vez que as correntes não mudam de valor instantaneamente, devido às indutâncias da máquina [11].

TABELA I  
SEQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE 6 PULSOS

Setor	Posição do rotor	Chaves conduzindo	Fases conduzindo
1	$0^\circ < \theta < 60^\circ$	$S_1, S_6$	A, -C
2	$60^\circ < \theta < 120^\circ$	$S_3, S_6$	B, -C
3	$120^\circ < \theta < 180^\circ$	$S_2, S_3$	-A, B
4	$180^\circ < \theta < 240^\circ$	$S_2, S_5$	-A, C
5	$240^\circ < \theta < 300^\circ$	$S_4, S_5$	-B, C
6	$300^\circ < \theta < 360^\circ$	$S_1, S_4$	A, -B

### B. Controle de Corrente e Velocidade:

O sistema de controle adotado para o PMSM não senoidal visa controlar velocidade mecânica do motor e corrente no barramento CC. O controle de velocidade do PMSM é realizado através de uma malha externa, na qual a referência de velocidade é comparada com a velocidade rotórica e passa por um controlador PI, a fim de gerar uma referência para a malha interna de corrente. Nesta é realizada a comparação da referência de corrente gerada pela malha externa com a corrente medida no barramento CC que alimenta o inversor. Como o acionamento é realizado através da estratégia de seis pulsos, os sinais de controle são comparados com a lógica de comutação. A modulação dos sinais PWMs enviados para o acionamento das chaves do inversor é realizada por portadora, enviando os PWMs gerados pela modulação do sinal de controle para as chaves selecionadas pela lógica de comutação seis pulsos. A Figura 3 apresenta o sistema de controle utilizado.

Os controladores PI utilizados são definidos através da função de transferência apresentadas em (1), em que  $G_{c_i}$  e  $G_{c_m}$  são as funções de transferência dos controladores de corrente e velocidade, respectivamente.

$$G_{c_i} = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (1)$$

$$G_{c_m} = k_{pm} + \frac{k_{im}}{s}$$

Os termos  $k_{pi}$  e  $k_{pm}$  correspondem aos ganhos proporcionais de corrente e velocidade, enquanto os termos  $k_{ii}$  e  $k_{im}$  correspondem aos ganhos integrais de corrente e velocidade.

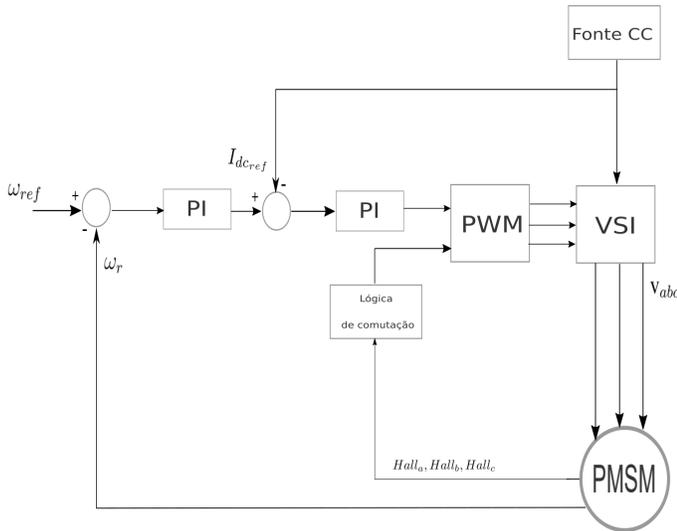


Fig. 3. Sistema de controle adotado

Estes ganhos são definidos em (2), em que  $\xi C_i$ ,  $\xi C_m$  são coeficientes de amortecimento,  $L_s$  é a indutância estatórica,  $R_s$  resistência estatórica,  $J$  momento de inércia e  $B$  Coeficiente de atrito.

$$\begin{aligned} k_{p_i} &= 2\xi C_i \omega_i L_s - R_s \\ k_{i_i} &= \omega_i^2 L_s \\ k_{p_m} &= 2\xi C_m \omega_m J - Bn \\ k_{i_m} &= \omega_m^2 J \end{aligned} \quad (2)$$

Os termos  $\omega_i$  e  $\omega_m$  são as frequências naturais não amortecidas de corrente e velocidade, respectivamente. Estas frequências são definidas conforme (3), em que  $f_i$  é a frequência de atuação do controlador de corrente e  $f_m$  é a frequência de atuação do controlador de velocidade.

$$\begin{aligned} \omega_i &= 2\pi f_i \\ \omega_m &= 2\pi f_m \end{aligned} \quad (3)$$

A discretização dos controladores foi realizada através do método de Tustin. Foi utilizada frequência de amostragens de  $f_s = 20kHz$ . Os ganhos dos controladores discretizados são apresentados em (4).

$$\begin{aligned} K_{P_i} &= k_{p_i} - \frac{k_{i_i}}{2} T_s \\ K_{P_m} &= k_{p_m} - \frac{k_{i_m}}{2} T_s \\ K_{I_i} &= k_{i_i} T_s \\ K_{I_m} &= k_{i_m} T_s \end{aligned} \quad (4)$$

A implementação dos controladores de corrente e velocidade é apresentada em (5).

$$v(k) = v(k-1) + (K_{P_i} + K_{I_i})e_i(k) - K_{P_i}e_i(k-1)$$

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k-1) + (K_{P_m} + K_{I_m})e_\omega(k) - K_{P_m}e_\omega(k-1) \quad (5)$$

Os termos  $e_i$  e  $e_\omega$  são os erros de rastreamento de corrente e velocidade, respectivamente. Estes são dados por (6).

$$\begin{aligned} e_i(k) &= i_{ref}(k) - i_{dc}(k) \\ e_\omega(k) &= \omega_{ref}(k) - \omega_r(k) \end{aligned} \quad (6)$$

#### IV. DETERMINAÇÃO DAS PERDAS TÉRMICAS

##### A. Determinação das potências dissipadas:

A dissipação de potência em forma de calor nos inversores trifásicos ocorre através de perdas por comutação e perdas por condução. As perdas por comutação estão associadas com as energias de entrada e saída de condução dos elementos semicondutores do conversor, enquanto as perdas por condução estão associadas com as tensões entre coletor e emissor ( $V_{CE}$ ) e correntes instantâneas no coletor ( $I_C$ ) [12]. No entanto, essas grandezas também variam com a temperatura de junção ( $T_j$ ) da chave semicondutora. Na simulação realizada, as perdas por comutação são determinadas de acordo com as curvas características das energias de entrada em condução ( $E_{on}$ ), saída de condução ( $E_{off}$ ) e recuperação ( $E_{rec}$ ) da chave IGBT e diodo em questão, obtidas através do *datasheet* destes componentes. Estas curvas características variam conforme a corrente no coletor e a temperatura de junção do semicondutor. A determinação das perdas por comutação ( $P_{sw}$ ) é dada por (7), em que  $f_s$  é a frequência de chaveamento em que as chaves operam,  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  e  $E_{rec}$  são as energias provenientes do *datasheet* do componente,  $V_{test}$  e  $I_{test}$  são as tensões e correntes para qual as energias foram obtidas no *datasheet* e  $V_{pk}$  e  $I_{pk}$  são as tensões e correntes de pico [13]. As perdas por condução estão relacionadas com a potência dissipada devido à resistência dos materiais semicondutores utilizados no inversor. A determinação destas perdas, considerando modulação PWM, é realizada por (8), em que  $I_{CMD}$  é o valor médio das correntes de coletor durante a condução,  $V_{CEN}$  é o valor da tensão de saturação coletor-emissor na corrente nominal,  $V_{CEO}$  é o valor limiar da tensão de saturação coletor-emissor,  $I_{CN}$  é a corrente nominal de coletor e  $D$  é a razão cíclica na qual a chave está operando [14].

$$P_{sw} = \frac{6}{\pi} f_s (E_{on} + E_{off} + E_{rec}) \frac{V_{dc}}{V_{test}} \frac{I_{pk}}{I_{test}} \quad (7)$$

$$P_{cond} = I_{CMD} D ((V_{CEN} - V_{CEO}) \frac{I_{CMD}}{I_{CN}} + V_{CEO}) \quad (8)$$

### B. Determinação das temperaturas:

Como a relação entre  $I_C$  e  $V_{CE}$ , bem como os valores de energias  $E_{on}$ ,  $E_{off}$  e  $E_{rec}$  variam conforme a temperatura de junção, a simulação também precisa incluir um modelo térmico do dissipador de calor e da pasta térmica utilizada, a fim de determinar com maior fidelidade a temperatura de junção das chaves semicondutoras. Desta forma, a temperatura de junção é calculada através da temperatura ambiente, das potências dissipadas no inversor e do modelo térmico do dissipador de calor e pasta térmica. A modelagem térmica da interação termoelétrica das chaves é realizada através de redes de Cauer, conforme Figura 4. Desta forma, a temperatura de junção em uma iteração é calculada através da potência dissipada no inversor na última iteração, considerando a temperatura ambiente e temperatura de junção da última iteração.

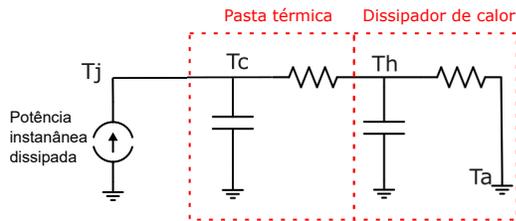


Fig. 4. Modelo térmico das chaves semicondutoras.

### C. Determinação da eficiência:

A eficiência do inversor é determinada através da relação entre a potência de entrada  $P_{in}$  e a potência dissipada  $P_{diss}$  durante a operação do inversor, dada pela soma das perdas de condução e comutação dos dispositivos semicondutores. A eficiência do inversor é dada por (9).

$$\eta(\%) = \frac{P_{in} - P_{diss}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (9)$$

### V. TESTES AUTOMATIZADOS PARA CONTROLADORES DE VELOCIDADE E CORRENTE

A metodologia *Test Driven Design* foi utilizada para avaliar o desempenho de diferentes controladores de velocidade e corrente. Para tanto, foram estabelecidos parâmetros desejados de tempo de subida, *overshoot* e erro de rastreamento, referentes a velocidade rotórica do PMSM. Rotinas de testes automatizados foram empregadas para comparar diferentes ganhos de controladores de forma rápida e prática. Os parâmetros desejados para a velocidade da máquina são apresentados na Tabela II.

TABELA II  
PARÂMETROS ESTABELECIDOS PARA TESTE DOS CONTROLADORES

Parâmetro	Valor
<i>Overshoot</i> máximo	10%
Tempo de acomodação máximo	400 ms
Erro de rastreamento máximo em regime permanente	6rad/s

A plataforma de testes utilizada permite gerar relatório automatizado para benchmark dos controladores. A simulação

foi realizada em ambiente V-HIL. Os controladores de corrente e velocidade foram definidos através de (2), utilizando  $\xi C_i = \xi C_m = 0,8$ . Os ganhos dos controladores de corrente e velocidade testados são apresentados na Tabela III.

TABELA III  
GANHOS DOS CONTROLADORES DE CORRENTE E VELOCIDADE

Ganho	$k_{pi}$	$k_{vi}$	$k_{p\omega}$	$k_{i\omega}$
$k_1$	114,996	93921,6198	0,02896	0,37653
$k_2$	137,9923	135240,629	0,0347	0,5422
$k_3$	160,9883	184071,2017	0,0405	0,73799
$k_4$	91,9996	60113,0881	0,02317	0,24098
$k_5$	114,9994	93926,6777	0,02896	0,37653
$k_6$	91,9996	60113,0881	0,0405	0,73799

Os parâmetros do PMSM não senoidal são apresentados na Tabela IV. As simulações foram realizadas considerando frequência de amostragem de 20kHz, temperatura ambiente de 25 °C, referência de velocidade de 104,72rad/s. O tempo total de simulação adotado foi 1 segundo.

TABELA IV  
PARÂMETROS DO PMSM

Parâmetro	Valor
$V_{cc}$	200 V
$R_s$	5,75 $\Omega$
$L_s$	55 mH
$K_e$	0.31 V/rad/s
$B$	0,362 m Nms
$J$	0,87 m kgm <sup>2</sup>
$P$	4
<i>Carga</i>	2 Nm

### VI. RESULTADOS

Os ganhos dos controladores apresentados acima foram discretizados e implementados em simulação. A rotina TDD utilizada permite testar e comparar os controladores quanto a eficiência e características desejadas para a velocidade do motor, gerando um relatório que apresenta o resultado dos testes. Dos seis controladores simulados, quatro se mostraram adequados aos parâmetros definidos na Tabela II. A Figura 5 apresenta o relatório gerado na plataforma Allure através da rotina de testes automatizados, em que 66,66% dos controladores testados atingem os parâmetros especificados. Os resultados dos testes para os parâmetros estabelecidos são apresentados na Tabela V.



Fig. 5. Relatório gerado através da rotina de testes.

TABELA V  
RESULTADOS DOS TESTES DOS CONTROLADORES

Ganho	Tempo de acomodação	Overshoot	Erro de rastreamento
$k_1$	PASSOU	PASSOU	FALHOU
$k_2$	PASSOU	PASSOU	PASSOU
$k_3$	PASSOU	PASSOU	PASSOU
$k_4$	PASSOU	PASSOU	FALHOU
$k_5$	PASSOU	PASSOU	PASSOU
$k_6$	PASSOU	PASSOU	PASSOU

TABELA VI  
EFICIÊNCIA MÉDIA EM REGIME PERMANENTE DO INVERSOR PARA OS  
CONTROLADORES TESTADOS

Ganho	Eficiência
$k_1$	88,81%
$k_2$	87,62%
$k_3$	88,25%
$k_4$	89,78%
$k_5$	88,57%
$k_6$	8 ,12%

Os controladores  $k_1$  e  $k_4$  apresentaram desempenho insatisfatório quanto ao erro de rastreamento em regime permanente, apresentando variações grandes na velocidade para a dada carga. Na Tabela VI são apresentados os resultados dos testes de eficiência média para cada controlador testado. Na sequência, são apresentados os resultados obtidos para o controlador  $k_5$ , uma vez que este apresentou a maior eficiência dentre os controladores que operam na região estabelecida, uma vez que os controladores  $k_1$  e  $k_4$  não se adequaram aos parâmetros estabelecidos na rotina de testes. A Figura 6 apresenta a velocidade mecânica do PMSM considerando os ganhos do controlador  $k_5$ . A potência total do sistema consta na Figura 7. A Figura 8 mostra a potência dissipada no inversor, determinada através das perdas de condução e comutação das chaves semicondutoras. A eficiência do inversor ao longo da simulação é exposta na Figura 9. Pode-se perceber que a eficiência do inversor varia conforme a velocidade da máquina. Quando a velocidade da máquina ultrapassa a velocidade de referência, o controlador atua no sistema, diminuindo a potência injetada no motor, fazendo com que a eficiência do inversor suba instantaneamente. Quando a velocidade do motor se encontra abaixo da velocidade de referência, o controlador atua de forma a injetar potência na máquina, a fim de subir sua velocidade, baixando a eficiência instantânea do conversor. O comportamento do torque eletromagnético da máquina é apresentado na Figura 10, na qual pode-se constatar o elevado *ripple* de torque característico à estratégia de acionamento seis pulsos [15]. Vale ressaltar que esta característica pode ser minimizada por estratégias controle que visam redução de *ripple* de torque em PMSM drives.

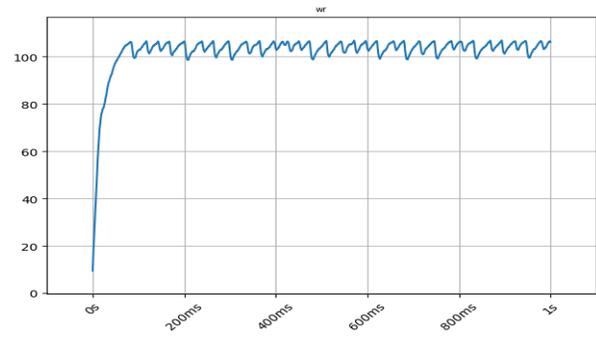


Fig. 6. Velocidade da máquina para o controlador  $k_5$ .

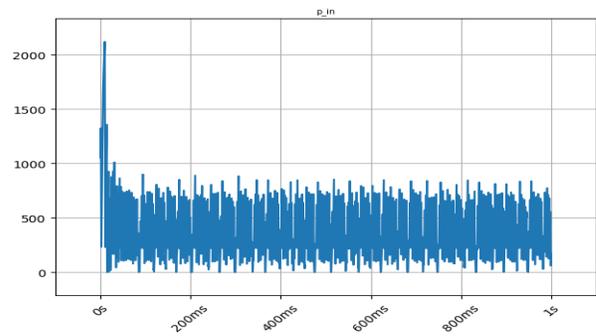


Fig. 7. Potência consumida pelo sistema para o controlador  $k_5$ .

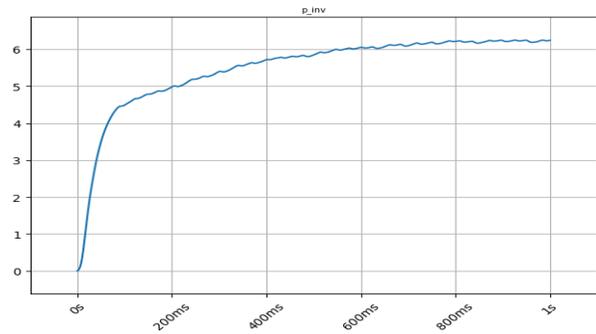


Fig. 8. Potência dissipada no inversor para o controlador  $k_5$ .

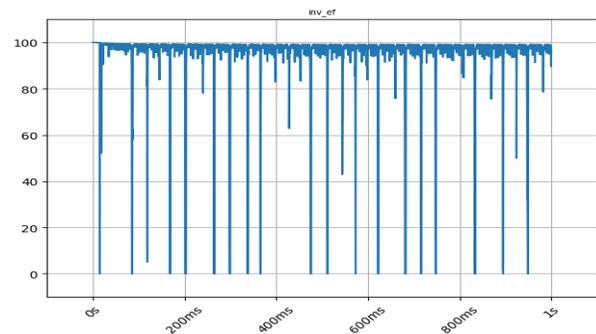


Fig. 9. Eficiência do inversor para o controlador  $k_5$ .

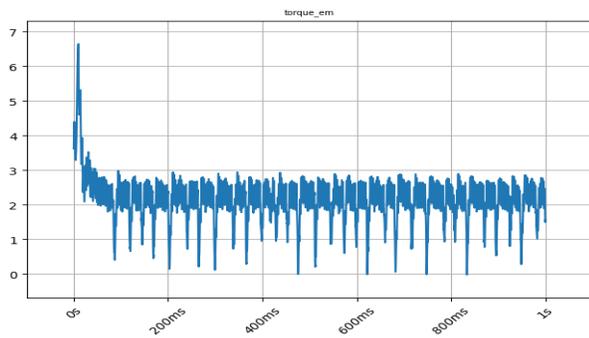


Fig. 10. Torque eletromagnético obtido com a simulação.

## VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma metodologia de *Test Driven Design* em para avaliação de desempenho de diferentes controladores de corrente e velocidade para a operação de um PMSM. A aplicação do TDD em ambiente V-HIL permite otimizar o processo de teste de *firmwares* e sistemas de controle, uma vez que a plataforma de testes utilizada pode ser facilmente acessada por códigos em Python que implementam rotinas de testes automatizados. Estas se mostraram práticas para comparar a eficiência de diferentes ganhos de controladores, gerando relatórios para benchmark dos mesmos. Para tanto, as perdas do inversor foram determinadas, considerando o modelo térmico das chaves semicondutoras e do sistema de dissipação de calor, permitindo utilizar a eficiência do conversor como parâmetro de comparação. Além da eficiência do conversor, parâmetros desejados para a velocidade mecânica do PMSM também foram definidos nos estágios de teste. A plataforma de testes possibilita gerar relatórios automatizados e interativos através do Allure, que permite praticidade na visualização e compartilhamento dos resultados dos testes. A avaliação dos controladores através do TDD proporciona redução no tempo de projeto, constituindo uma ferramenta funcional para a realização de testes e validações de desempenho de controladores.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001 e Conselho Nacional de Desenvolvimento científico e Tecnológico (CNPq) - Brasil.

## REFERÊNCIAS

- [1] D. Janzen and H. Saiedian, "Test-driven development concepts, taxonomy, and future direction," in *Computer*, vol. 38, no. 9, pp. 43-50, Sept. 2005, doi: 10.1109/MC.2005.314.
- [2] A. Dadashnialehi, A. Bab-Hadiashar, Z. Cao and R. Hoseinnezhad, "Reliable EMF-Sensor-Fusion-Based Antilock Braking System for BLDC Motor In-Wheel Electric Vehicles," in *IEEE Sensors Letters*, vol. 1, no. 3, pp. 1-4, June 2017, Art no. 6000304, doi: 10.1109/LENS.2017.2705087.
- [3] KRISHNAN, R. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. [S.l.]: Prentice Hall, 2001.
- [4] XIA, C.-I. *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. 1st. ed. Singapore: John Wiley and Sons Singapore Pte. Ltd., 2012.

- [5] CHAU, K. T. *Electric Vehicle Machines and Drives - Design, Analysis and Application*. 1st. ed. Singapore: Wiley-IEEE Press, 2015
- [6] TASHAKORI, A.; EKTESABI, M.; HOSSEINZADEH, N. Modeling of bldc motor with ideal back-emf for automotive applications. In: *Proceedings of the World Congress on Engineering*. 2011. p. 6-8.
- [7] MULKA, VIPLAV. *HARDWARE IN THE LOOP SIMULATION FOR DC MOTOR*. 2016. Tese de Doutorado. Thesis, West Yorkshire, England: University of Huddersfield.
- [8] D. Janzen and H. Saiedian, "Does Test-Driven Development Really Improve Software Design Quality?," in *IEEE Software*, vol. 25, no. 2, pp. 77-84, March-April 2008, doi: 10.1109/MS.2008.34.
- [9] R. Jeffries and G. Melnik, "Guest Editors' Introduction: TDD—The Art of Fearless Programming," in *IEEE Software*, vol. 24, no. 3, pp. 24-30, May-June 2007, doi: 10.1109/MS.2007.75.
- [10] H. Magnago, T. Guterres, F. Carnielutti, J. Massing, R. Vieira and H. Pinheiro, "A Test Driven Design Approach to Benchmark Current Controllers for Grid-Tied Inverters," 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2019, pp. 1-8, doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769672.
- [11] ROCHA, Lucas Rossato et al. Projeto e análise de observadores para o controle sensorless de máquinas BLDC aplicadas na tração de veículos elétricos. 2021.
- [12] SARTORI, H. C. Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor Boos PFC. 2009. 143 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- [13] S. C. Das, G. Narayanan and A. Tiwari, "Variation of IGBT switching energy loss with device current: An experimental investigation," 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/IICPE.2014.7115863.
- [14] MORITZ, R. M. B. Estudo de perdas por comutação, condução e cálculo térmico de um inversor trifásico de dois níveis. 2014. 124 p. Dissertação (Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.
- [15] H. -Y. O. Yang and R. D. Lorenz, "Torque Ripple Minimization in Six-Step PMSM Drives via Variable and Fast DC Bus Dynamics," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 4, pp. 3791-3802, July-Aug. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2910450.
- [16] PERRET, R. *Power Electronics semiconductor devices*. Londres: John Wiley Sons, 2009. 570 p.