

Received May 09, 2024; accepted July 26, 2024; Date of publication August 12, 2024.
The review of this paper was arranged by Associate Editor Fernanda M. Carnielutti and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.2005.2.061068>

Estimativa de Mapa de Eficiência para Máquinas Elétricas Através do Método de Filtro de Kalman Estendido

Victor Hugo Kittel Ries¹, Gierry Waltrich², Anderson Vaccari³

¹Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis – SC, Brasil.

²Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Mecânica, Florianópolis – SC, Brasil.

³Vale S.A., Vitória – ES, Brasil.

e-mail: victorhugokries@gmail.com; gierry@gmail.com; anderson.vaccari@vale.com.

RESUMO Neste artigo é apresentado um método para a estimativa do mapa de eficiência em máquinas elétricas sem a necessidade de transdutores de torque ou dinamômetros. A técnica empregada é o Filtro de Kalman Estendido (EKF), que permite estimar torque e velocidade apenas medindo correntes e tensões na máquina. O estudo foi realizado utilizando um motor síncrono de ímã permanente (PMSM). Para validar os modelos teóricos, foram realizadas simulações no Matlab e em hardware-in-the-loop (HIL), em conjunto com processadores digitais de sinais (DSP), além de testes experimentais em um motor real. Os resultados deste estudo mostram que os mapas de eficiência estimados pelo EKF são semelhantes aos obtidos por dinamômetros, demonstrando o potencial da técnica para estimar o mapa de eficiência de uma máquina elétrica sem o uso de dinamômetros.

PALAVRAS-CHAVE estimador de estados, mapa de eficiência, PMSM, EKF, HIL

Efficiency Map Estimation for Electric Machines Using the Extended Kalman Filter Method

ABSTRACT In this article, a method for estimating the efficiency map of electric machines without the need for torque transducers or dynamometers is presented. The technique employed is the Extended Kalman Filter (EKF), which allows for the estimation of torque and speed by only measuring currents and voltages in the machine. The study was conducted using a permanent magnet synchronous motor (PMSM). To validate the theoretical models, simulations were carried out in Matlab and hardware-in-the-loop (HIL) along with digital signal processors (DSP), in addition to experimental tests on a real motor. The results of this study show that the efficiency maps estimated by the EKF are similar to those obtained by dynamometers, demonstrating the potential of the technique to estimate the efficiency map of an electric machine without the use of dynamometers.

KEYWORDS state estimator, efficiency map, PMSM, EKF, HIL

I. INTRODUÇÃO

Os motores do tipo PMSM têm sido amplamente adotados em diversas aplicações industriais devido à sua alta eficiência, torque elevado e resposta dinâmica superior [1] [2]. No entanto, a maximização da eficiência desses motores continua sendo um desafio, especialmente em ambientes onde as demandas de eficiência energética são cada vez mais urgentes. A avaliação precisa da eficiência de um motor PMSM é crucial para o projeto de um sistema mecânico com operação otimizada. Tradicionalmente, a obtenção de um mapa de eficiência envolve procedimentos complexos e muitas vezes onerosos, dependendo de medições diretas com o uso de sensores de torque (dinamômetros) e rotação.

Em [3] foi feita uma comparação de diferentes geometrias e orientações de ímãs permanentes, obtendo-se mapas de eficiência a partir de simulação de elementos finitos (FEM), sendo estes mapas similares aos encontrados neste trabalho. Outro método baseado em elementos finitos como em [4] foi utilizado. A desvantagem do FEM é que ele necessita

dos dados de geometria do motor. Um método para obter o mapa de eficiência a partir dos dados de placa é apresentado em [5]. Em relação ao uso do EKF, em [6] os autores propõem uma abordagem diferente, com outros estados estimados, simplificando a quantidade de cálculos do algoritmo. Em [7] é feita uma análise que exige um elevado poder computacional utilizando o EKF, sendo estimado também o torque. A partir do modelo do sistema e com o uso do EKF, pode-se estimar os estados desse modelo, permitindo o cálculo do torque e rotação da máquina em estudo, e assim, estimar a eficiência sem medir diretamente todos os estados do modelo. Percebe-se na literatura poucos trabalhos relacionando o método EKF para obter mapas de eficiência de máquinas elétricas.

Neste trabalho é proposta uma metodologia para a obtenção de um mapa de eficiência de máquinas elétricas, utilizando o EKF em conjunto com as equações do modelo dinâmico do motor. O EKF é um algoritmo de estimação ótima e neste trabalho ele é aplicado para estimar o torque

e a velocidade do motor em tempo real, com base nas medições disponíveis de tensão e corrente na entrada do motor. Com isso, é possível estimar a potência mecânica de saída, permitindo uma estimativa da eficiência do sistema. Em simulações a técnica pode levar em consideração fatores como perdas mecânicas, elétricas e magnéticas, proporcionando uma avaliação completa da eficiência do motor em diferentes condições de operação. O principal objetivo deste estudo é apresentar uma metodologia, enfatizando a estimação do torque ao invés de sua medição, para a avaliação da eficiência de motores elétricos, facilitando a identificação de pontos ótimos de operação e contribuindo para o desenvolvimento de sistemas mais eficientes, sustentáveis e mais baratos. Os resultados obtidos por meio dessa abordagem têm o potencial de impactar positivamente uma ampla gama de aplicações industriais, desde sistemas de acionamento de veículos elétricos até processos de automação industrial.

A Fig. 1 ilustra a técnica implementada, nela a potência de entrada elétrica é medida com sensores de tensão e corrente, e a potência de saída é estimada com o EKF, a partir das medições de tensão, corrente e ângulo do rotor. A potência mecânica é medida com sensores de velocidade e torque para fins de comparação com valores estimados pelo EKF. Em vermelho estão representadas as variáveis estimadas, sendo que T_e é o torque elétrico, ω_m a velocidade angular mecânica, P é a potência, η é a eficiência e o símbolo \wedge representa um valor estimado.

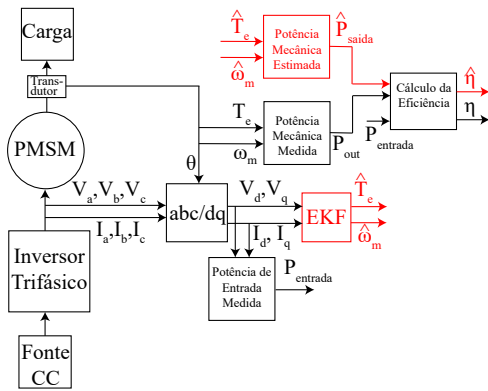


FIGURA 1. Eficiência Estimada com o EKF.

Na Seção II, é apresentado o modelo dq utilizado para o PMSM, sendo a base para o cálculo do EKF. Na Seção III, as equações utilizadas no cálculo do EKF são apresentadas de forma concisa. A Seção IV mostra como foi feito o cálculo da eficiência para construir o mapa. Na Seção V, os resultados de um modelo simulado são apresentados. Na Seção VI, são feitos experimentos em um DSP, validando o estudo da técnica de estimação e a sua performance. A Seção VII mostra os mapas de eficiência medidos e estimados em um motor real. A Seção VIII conclui o trabalho, discute melhorias e possíveis trabalhos futuros.

II. MODELO DA MÁQUINA

A máquina considerada neste trabalho é do tipo PMSM e como o seu modelo matemático já é consagrado na literatura acadêmica, como em [2] e [8], suas equações são apresentadas sucintamente, transformadas para o referencial síncrono. Como o cálculo da transformação dq necessita de um ângulo preciso, neste trabalho optou-se por utilizar o ângulo resultante da medição do transdutor de ângulo do motor e não de sua estimação. Foi verificado no desenvolvimento do trabalho que um ângulo não preciso instabiliza o controle de velocidade. As equações do modelo do motor são:

$$v_d = r_s i_d - \omega_e L_q i_q + \frac{d}{dt} L_d i_d \quad (1)$$

$$v_q = r_s i_q + \omega_e L_d i_d + \frac{d}{dt} L_q i_q + \lambda_m \omega_e \quad (2)$$

$$\omega_e = \frac{P}{2} \frac{d}{dt} \theta_m \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (4)$$

$$J_m \frac{d}{dt} \omega_m = T_e - B \omega_m - T_L \quad (5)$$

Onde:

r_s	resistência de fase do estator;
L_d	indutância do eixo d ;
L_q	indutância do eixo q ;
λ_m	fluxo concatenado do ímã permanente;
J_m	momento de inércia do rotor;
ω_e	velocidade angular elétrica do rotor;
ω_m	velocidade angular mecânica do rotor;
B	amortecimento viscoso;
P	número de polos;
i_d	corrente de eixo direto;
i_q	corrente de eixo em quadratura;
v_d	tensão de eixo direto;
v_q	tensão de eixo em quadratura;
θ_m	ângulo mecânico;
T_e	torque elétrico;
T_L	torque de carga.

III. UTILIZAÇÃO DO EKF PARA A ESTIMAÇÃO DO MAPA DE EFICIÊNCIA

O EKF foi utilizado devido à sua capacidade de estimar os estados de sistemas dinâmicos sujeitos a ruído e perturbações. Com este método é possível combinar informações provenientes de modelos dinâmicos e medições observadas de forma iterativa (em tempo real) para produzir estimativas ótimas dos estados do sistema. Esta seção fornecerá uma visão concisa do funcionamento do EKF para a estimação do mapa de eficiência.

A. Equações do EKF

Nesta seção são mostradas as equações do EKF para um sistema com cinco estados estimados. Em [8] é proposto o uso do EKF para um PMSM obtendo quatro estados estimados. A primeira etapa do algoritmo do EKF é inicializar os estados do sistema e a matriz de covariância de erros do estado, respectivamente $\mathbf{x}_{k-1|k-1}$ e $\mathbf{P}_{k-1|k-1}$. Utilizando o modelo não-linear do sistema faz-se a etapa de predição dos estados do sistema $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ como em

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}, \mathbf{u}_k), \quad (6)$$

onde a matriz \mathbf{u}_k é a entrada para o sistema. Também se faz a predição da matriz de covariância de erros do sistema como em

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{J}_k \mathbf{P}_{k-1|k-1} \mathbf{J}_k^T + \mathbf{Q}_k, \quad (7)$$

onde $\mathbf{P}_{k|k-1}$ representa a matriz de covariância do erro de estado previsto, $\mathbf{P}_{k-1|k-1}$ é a estimativa anterior da matriz de covariância de erro de estado e \mathbf{Q}_k é a matriz de covariância de ruído do processo. A matriz \mathbf{J}_k é a matriz de jacobianos, onde o elemento de uma dada linha e coluna é a derivada parcial do estado predito da linha em relação ao estado atual da coluna, sendo esta matriz definida como

$$\mathbf{J}_k = \begin{pmatrix} \frac{dx_1[k]}{dx_1[k-1]} & \frac{dx_1[k]}{dx_2[k-1]} & \frac{dx_1[k]}{dx_3[k-1]} & \frac{dx_1[k]}{dx_4[k-1]} & \frac{dx_1[k]}{dx_5[k-1]} \\ \frac{dx_2[k]}{dx_1[k-1]} & \frac{dx_2[k]}{dx_2[k-1]} & \frac{dx_2[k]}{dx_3[k-1]} & \frac{dx_2[k]}{dx_4[k-1]} & \frac{dx_2[k]}{dx_5[k-1]} \\ \frac{dx_3[k]}{dx_1[k-1]} & \frac{dx_3[k]}{dx_2[k-1]} & \frac{dx_3[k]}{dx_3[k-1]} & \frac{dx_3[k]}{dx_4[k-1]} & \frac{dx_3[k]}{dx_5[k-1]} \\ \frac{dx_4[k]}{dx_1[k-1]} & \frac{dx_4[k]}{dx_2[k-1]} & \frac{dx_4[k]}{dx_3[k-1]} & \frac{dx_4[k]}{dx_4[k-1]} & \frac{dx_4[k]}{dx_5[k-1]} \\ \frac{dx_5[k]}{dx_1[k-1]} & \frac{dx_5[k]}{dx_2[k-1]} & \frac{dx_5[k]}{dx_3[k-1]} & \frac{dx_5[k]}{dx_4[k-1]} & \frac{dx_5[k]}{dx_5[k-1]} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Na próxima etapa, calcula-se a matriz de ganho do filtro de Kalman para ser utilizado na etapa de atualização. Este ganho pode ser calculado como

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_d^T (\mathbf{H}_d \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_d^T + \mathbf{R})^{-1}, \quad (9)$$

onde \mathbf{H}_d é a matriz de seleção dos estados medidos. Após a etapa de predição é feita a etapa de atualização dos estados e da matriz de covariância dos erro de estados, como em

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k|k} &= \mathbf{x}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}_d \mathbf{x}_{k|k-1}) \\ \mathbf{P}_{k|k} &= \mathbf{P}_{k|k-1} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_d \mathbf{P}_{k|k-1}. \end{aligned} \quad (10)$$

A matriz \mathbf{Q} é uma matriz diagonal, onde os elementos são a covariância do ruído do processo (variação dos parâmetros das equações do sistema) e cada elemento representa uma equação. A matriz \mathbf{R} também é diagonal e representa a covariância do ruído da medição. A matriz \mathbf{y}_k representa as medições.

B. Equações do EKF Aplicadas ao PMSM

Para o EKF aplicado ao PMSM, os estados são a corrente i_d , a corrente i_q , a velocidade angular elétrica w_e , o ângulo elétrico θ_e e o torque elétrico T_e . Primeiramente inicializa-se a matriz de estados e matriz de covariância de erros dos

estados. Neste caso assumindo o sistema sem energia, a matriz inicial de estados é igual a zero como em

$$\mathbf{x}_{k-1|k-1} = \begin{pmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{w}_e \\ \hat{\theta}_e \\ \hat{T}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Assume-se inicialmente um valor pequeno e igual para os erros, na matriz de covariância de erros dos estados como em

$$\mathbf{P}_{k-1|k-1} = \begin{pmatrix} 0,1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,1 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Os estados medidos são as correntes i_d e i_q , portanto a matriz de medidas é dada por

$$\mathbf{y}_k = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}, \quad (13)$$

e a matriz de entradas por

$$\mathbf{u}_k = \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Assume-se medidas com qualidade, com boa relação sinal ruído, então a matriz \mathbf{R} possui valores de erros baixos. Nesta matriz, cada elemento da diagonal principal é a variância da medição feita. Ela foi testada experimentalmente através de tentativa e erro [8] e para este exemplo foi utilizado

$$\mathbf{R}_k = \begin{pmatrix} 0,5 & 0 \\ 0 & 0,5 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

A matriz \mathbf{Q} também foi obtida através de tentativa e erro e neste trabalho ela é

$$\mathbf{Q}_k = \begin{pmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Verificou-se que quanto maior o valor de $Q(2,2)$ mais rápido o estado estimado \hat{w}_e atinge o valor em regime permanente, mas em contrapartida mais oscilatória é a sua resposta.

Para a etapa de predição é necessário prever qual é o melhor valor para o estado futuro. Neste caso foi utilizado o método de Euler (forward) para discretizar as equações do PMSM dadas em (1)-(4). Para a velocidade ω_e considera-se que não há variação de velocidade de rotação, sendo ω_e considerado constante. Isso se deve ao fato do momento de inércia do rotor ser elevado em relação às outras variáveis [2].

O EKF vai corrigir os valores dos ganhos da matriz de ganhos de Kalman até a estimativa de rotação ficar correta, de acordo com a medição das variáveis de entrada de tensão e das variáveis de estados de corrente. O resultado da discretização e da predição do sistema é dado por

$$\hat{i}_d[k] = \hat{i}_d[k-1] + \frac{T_s}{L_d}(v_d[k-1] - r_s \hat{i}_d[k-1] + \hat{\omega}_e[k-1]L_q \hat{i}_q[k-1]) \quad (17)$$

$$\hat{i}_q[k] = \hat{i}_q[k-1] + \frac{T_s}{L_q}(v_q - r_s \hat{i}_q[k-1] - \hat{\omega}_e[k-1]L_d \hat{i}_d[k-1] - \lambda_m \hat{\omega}_e[k-1]) \quad (18)$$

$$\hat{\omega}_e[k] = \hat{\omega}_e[k-1] \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_e[k] = \hat{\theta}_e[k-1] + T_s \hat{\omega}_e[k-1] \quad (20)$$

$$\hat{T}_e[k] = \frac{3P}{4}(\lambda_f \hat{i}_q[k] + (L_d - L_q)\hat{i}_d[k]\hat{i}_q[k]). \quad (21)$$

O parâmetro T_s representa a frequência de amostragem. Após os cálculos dos valores preditos dos estados, aplica-se a equação de predição da matriz de erros dos estados (7). Esta matriz utiliza a matriz de Jacobianos dada por

$$\mathbf{J}_k = \begin{pmatrix} \frac{-T_s r_s + 1}{L_d} & \frac{T_s \omega_e k - 1 L_q}{L_d} & \frac{T_s i_q k - 1 L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{-T_s \omega_e k - 1 L_d}{L_q} & -T_s r_s + 1 & \frac{-T_s (i_d k - 1 L_d - \lambda_m)}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{3P i_d k (L_d - L_q)}{4} & \frac{3P ((L_d - L_q) i_d k + \lambda_m)}{4} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Então utilizam-se as equações (9) e (10) para atualizar os estados do sistema e a matriz de erros nos estados, repetindo o algoritmo na fase de predição.

IV. CÁLCULO DE EFICIÊNCIA

O cálculo da eficiência é uma relação entre a potência na entrada do motor e a potência fornecida ao eixo na saída. O cálculo da potência de entrada é feito utilizando as correntes e tensões do eixo girante dq. Essa potência engloba as perdas [9] e a potência utilizada no eixo, sendo

$$P_e = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = T_e \omega_m + k_c T_e^2 + k_i \omega + k_\omega \omega^3 + C, \quad (23)$$

onde k_c é o coeficiente de perdas no cobre, k_i é o coeficiente de perdas no ferro, k_ω é o coeficiente de perdas por fricção e C o coeficiente de perdas constantes. O cálculo da potência de saída é feito utilizando o torque e a velocidade de rotação mecânica, a partir de

$$P_m = \omega_m T_e. \quad (24)$$

Assim, a eficiência é simplesmente calculada como

$$\eta = \frac{P_m}{P_e}. \quad (25)$$

V. RESULTADOS SIMULADOS

Nesta seção, são apresentados os resultados teóricos obtidos através de uma simulação utilizando uma planilha feita no programa Matlab a partir do modelo dq do motor. Os parâmetros do PMSM analisado estão na Tabela 1. Nesta tabela os parâmetros r_s , L_d , L_q , J_m , λ_m foram obtidos de [10]. A rotação, potência, torque e corrente nominais são dados de placa do motor. Os parâmetros k_c , k_i , k_ω e C são valores determinados com base em uma estimativa inicial dada em [9], para um motor de mesma potência.

TABELA 1. Parâmetros do PMSM.

Parâmetro	Valor
r_s	3,35 Ω
L_d	11,8 mH
L_q	11,8 mH
J_m	0,00096 kg.m ²
λ_m	0,192 V.s
Rotação Nominal	1500 rpm
Potência Nominal	1,1 kW
Torque Nominal	7 Nm
Tensão Nominal	181 V _{rms}
Corrente Nominal	5,21 A
Número de Polos	8
k_c	2,524 $\frac{s}{kgm^2}$
k_i	1 J
k_ω	5e ⁻⁵ m ² kg
C	10 W

O controle adotado foi o controle orientado ao campo, que permite o controle preciso das correntes i_d e i_q do motor. Este controle é descrito em [11]. O controle de velocidade do motor é realizado de forma convencional, utilizando medições de corrente, velocidade e ângulo, que são os estados necessários para controlar o motor. Para a estimação dos estados, é necessária a medição de tensão, e para a comparação com o torque medido, é necessária a medição de torque. A estimação é feita em tempo real, a cada iteração do loop de controle. O EKF foi implementado dentro da planilha para comparar resultados medidos no modelo e estimados pelo EKF.

Na simulação, foi variado o torque e a velocidade de saída para cobrir toda a faixa de operação do PMSM. Isso permitiu obter uma ampla gama de dados para análise. Em cada ponto de operação, foi medida a potência de entrada e a potência mecânica de saída do motor. Ao medir essas potências, foi calculada a eficiência do motor em cada condição de operação. Essa abordagem forneceu uma compreensão do desempenho do motor em sua faixa de operação, permitindo identificar pontos ótimos de eficiência e avaliar o impacto de diferentes condições de carga e velocidade na eficiência do sistema.

A varredura de torque foi realizada em incrementos de 0,25 Nm, enquanto que a varredura da velocidade foi con-

duzida em incrementos de 20 rpm. Durante essas varreduras, medições de potência, correntes de fase, velocidade e torque, tanto medidas quanto estimadas pelo EKF, foram tomadas em regime permanente a cada 0,1 segundos, para cada condição de torque e velocidade. Os valores medidos e estimados da velocidade, torque e eficiência estão apresentados na Fig. 2.

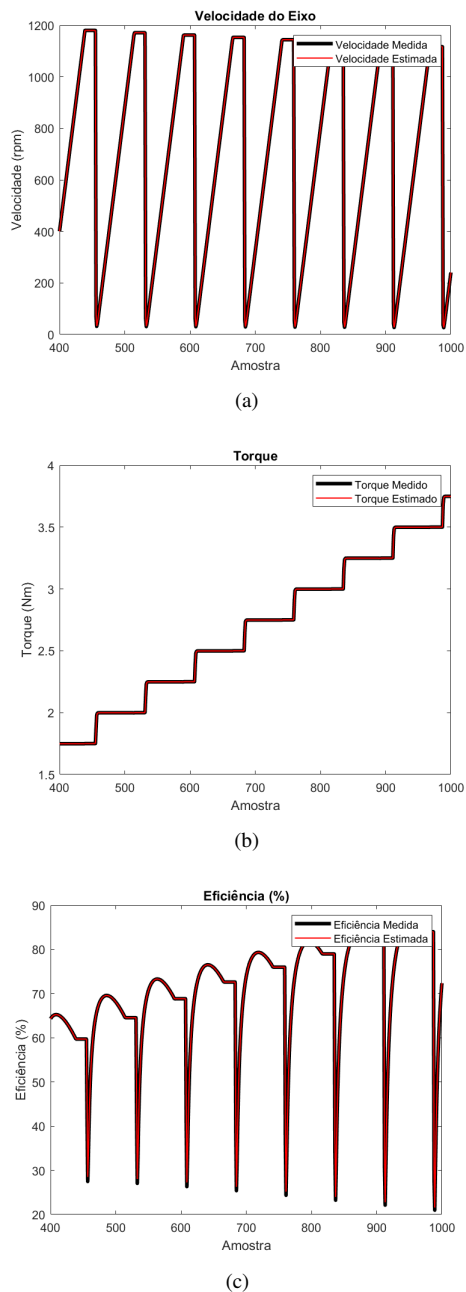


FIGURA 2. Perfil de estados medidos e estimados (a) Velocidade. (b) Torque. (c) Eficiência.

O mapa de eficiência obtido por simulação e pelo EKF, são apresentados, respectivamente, nas Figs. 3(a) e 3(b). É possível verificar que os valores medidos e estimados são muito próximos, porque como não há nenhum ruído nas

medições e os resultados são obtidos em regime permanente, então o EKF estima os estados corretamente, porque o modelo utilizado no cálculo do EKF desconsidera a carga e considera a velocidade constante. Quando há uma transição de velocidade ela não é estimada corretamente. Assim que a velocidade se estabiliza, o modelo matemático é correto e não há variação de velocidade, o EKF estima a velocidade corretamente.

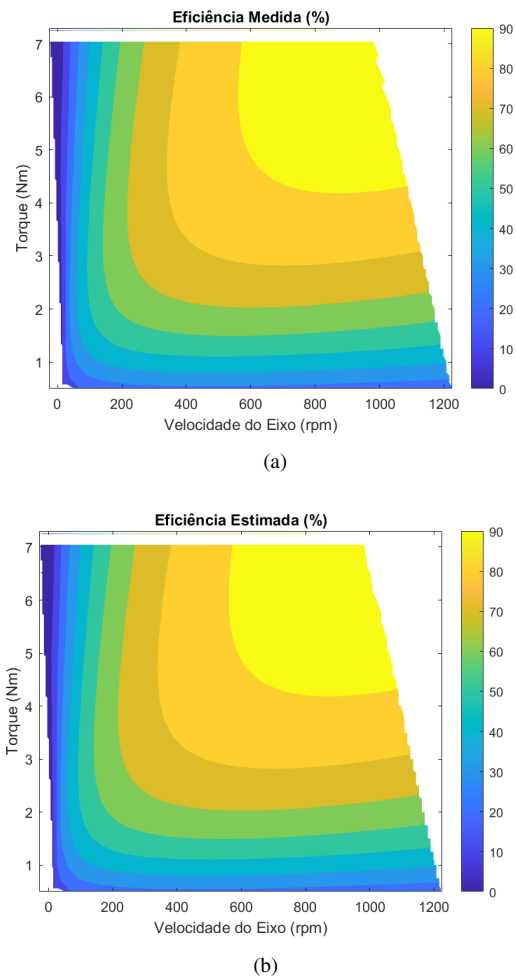


FIGURA 3. Mapa de Eficiência pelo Matlab (a) Simulado. (b) Estimado pelo EKF.

VI. RESULTADOS EM HIL

Esta seção mostra os resultados de testes feitos em HIL, utilizando o modelo HIL-404 fornecido pela empresa Typhoon, juntamente com um DSP TMS320F28379D da Texas Instruments. No HIL, foi implementado o modelo do PMSM, um inversor, o controle de velocidade do PMSM, o controle de varredura de torque e velocidade, e a carga. Já no DSP, foi implementado somente o EKF. O diagrama de blocos da Fig. 4 ilustra o sistema completo feito. A configuração da bancada experimental está representada na Fig. 5.

O principal objetivo deste teste foi para testar a performance desta técnica de obtenção do mapa de eficiência

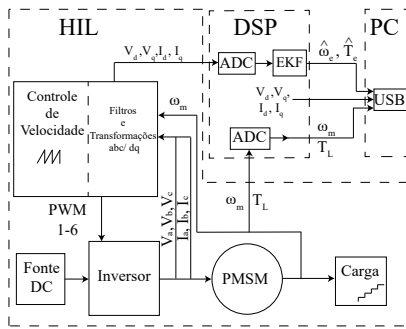


FIGURA 4. Blocos feitos no HIL e no DSP.

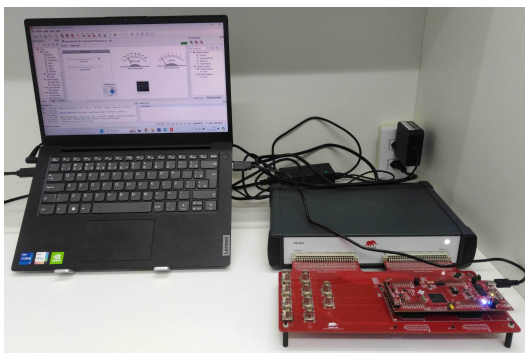
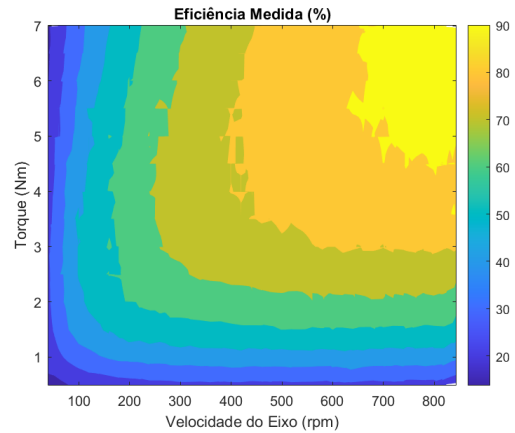


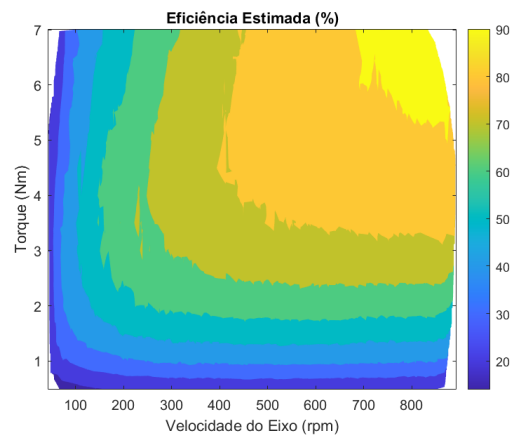
FIGURA 5. Bancada para os testes com HIL e DSP.

em um processador real. Foi feita a leitura das correntes e tensões de fase com 6 ADCs, sendo as tensões as entradas v_d e v_q para o EKF e as correntes os valores dos estados i_d e i_q para o EKF. O cálculo do filtro requer um tempo de processamento elevado, assim a frequência de amostragem utilizada foi de 12 kHz. Assim, foi feita uma varredura semelhante à feita na simulação em Matlab.

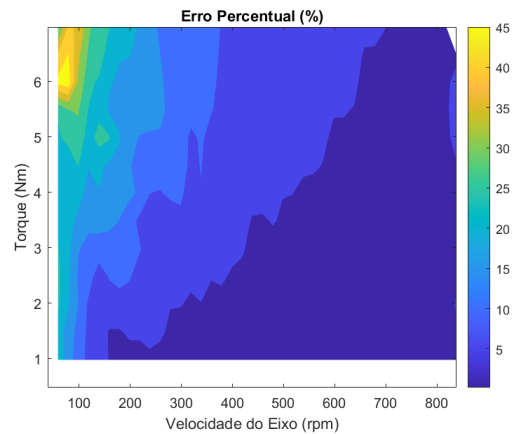
Foi realizada uma varredura de torque e velocidade, sendo que a de torque foi realizada em incrementos de 0,5 Nm, enquanto a de rotação foi conduzida em incrementos de 20 rpm. A cada condição de torque, a velocidade foi variada de 20 rpm até 900 rpm. Durante essas varreduras, medições de potência, correntes de fase, velocidade e torque, tanto medidas quanto estimadas pelo EKF, foram tomadas em regime permanente a cada segundo, para cada condição de torque e velocidade. É importante coletar os dados no momento certo, quando o sistema entra em regime permanente, ou seja, após um certo tempo de cada variação de torque e velocidade. O mapa de eficiência medido no DSP está na Fig. 6(a), o estimado pelo EKF na Fig. 6(b) e o erro percentual na Fig. 6(c). O erro é a diferença entre a eficiência medida e a estimada e o erro percentual é a relação entre o erro e a eficiência medida multiplicado por cem.



(a)



(b)



(c)

FIGURA 6. Mapa de eficiência pelo DSP (a) Medido. (b) Estimado. (b) Erro percentual.

Ambas as figuras mostram ruído de medição causado pela potência de entrada e tensões de fase serem comutadas a uma frequência de 12 kHz. Isso não ocorre no modelo do sistema dq simulado pelo Matlab, pois não há comutação. Esse ruído persiste mesmo após filtrar as tensões de entrada.

Além do ruído proveniente das medições de potência e tensão de entrada, há o ruído introduzido externamente pela própria medição do ADC e pela quantização de dados. Os cuidados para mitigar eventuais ruídos externos em HIL incluem: utilizar fios o mais curtos possível e evitar realizar experimentos próximos a fontes geradoras de ondas eletromagnéticas, como fontes chaveadas, motores, transformadores, entre outros [12]. Em nosso caso, esses cuidados foram seguidos, e utilizamos uma interface para a conexão do HIL com o DSP. Na Fig. 7, a eficiência medida é representada pelos pontos azuis, e a eficiência estimada pelos pontos laranjas, com a maior diferença entre valores estimados e medidos ocorrendo quando a velocidade é baixa e quando o torque é baixo.

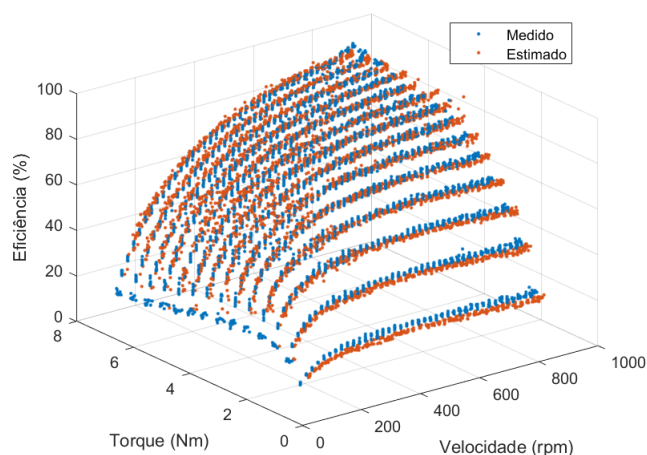


FIGURA 7. Eficiência medida e estimada.

VII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na parte experimental, tanto o controlador de velocidade quanto o EKF foram implementados no DSP, utilizando uma frequência de chaveamento de 12,5 kHz. O motor possui os mesmos parâmetros P , r_s , L_d , L_q , λ_m dados na Tabela 1. A fonte de entrada foi mantida com 200 V em seus terminais. Para medir a velocidade e o torque do eixo utilizou-se o sensor HBM T210, ele está conectado no eixo e possui um encoder e um transdutor de torque. A posição é medida com um encoder e então se utiliza o módulo EQEP do DSP para transformar a variação da posição em velocidade. O sinal de torque tem nível contínuo e é medido diretamente com um ADC. Como carga, foi utilizado um gerador de ímãs permanentes trifásico conectado mecanicamente ao eixo e eletricamente a cargas resistivas trifásicas. Optou-se por realimentar o controle de velocidade com o valor estimado, em vez do valor medido, devido à maior imunidade do valor estimado a ruídos e possíveis falhas do sensor, uma vez que se trata de um filtro. Assim, apenas a velocidade estimada é realimentada no controle, enquanto que o ângulo medido é utilizado na transformação dq. A Fig. 8 apresenta o diagrama

de blocos simplificado do controle utilizado. A Fig. 9 mostra a bancada utilizada para obter os resultados experimentais.

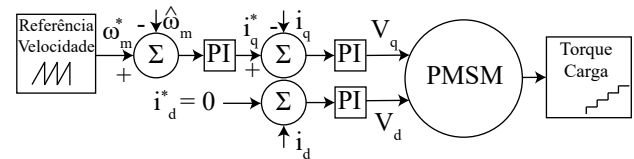


FIGURA 8. Diagrama simplificado do controle.

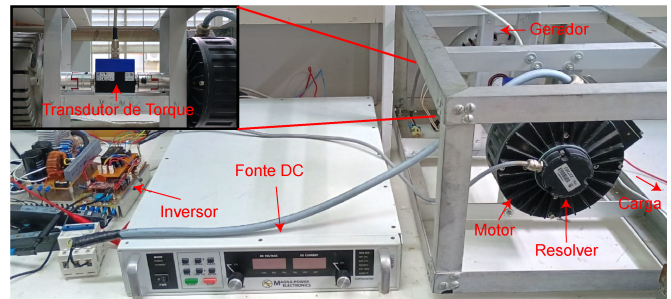
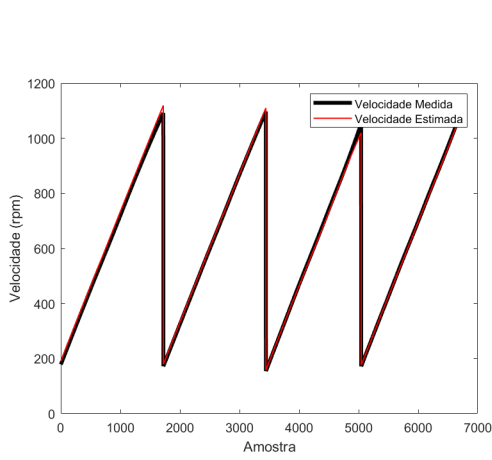


FIGURA 9. Bancada experimental.

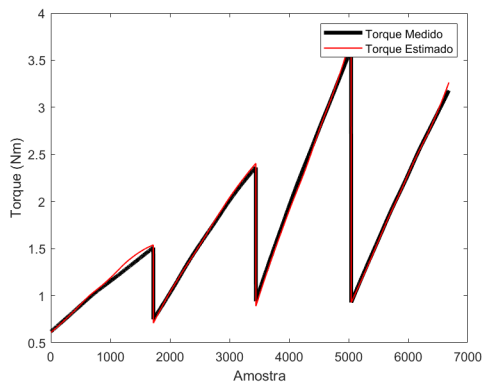
Para obter os resultados, a velocidade foi variada de 200 rpm a 1100 rpm para diferentes perfis de carga resistiva. Ao aumentar a velocidade do eixo, a tensão gerada pelo gerador aumenta, elevando a corrente de carga, a potência e o torque. Dessa forma, o perfil resultante de torque e velocidade formam retas, enquanto que o perfil de potência descreve uma parábola. A Fig. 10(a) mostra a variação linear da velocidade do motor, sendo ela medida e também estimada pelo EKF. A Fig. 10(b) apresenta o torque medido e estimado resultante. A Fig. 10(c) mostra a eficiência medida e a estimada. Finalmente a Fig. 11 mostra os mapas de eficiência resultantes, medidos e estimados, e o erro percentual entre eles. Os estados de velocidade e torque medidos e estimados são muito próximos, possuindo um pequeno erro entre eles. A eficiência já possui um erro maior, pois os erros de torque e velocidade são multiplicados no cálculo de potência, sendo o erro máximo em torno de 7% de acordo com a Fig. 11(c). Os mapas experimentais diferem dos simulados, porque os parâmetros de perdas k_c , k_i , k_w e C utilizados para a simulação são diferentes do motor real e o escopo deste trabalho não é realizar a estimação dos parâmetros de perdas do motor real.

VIII. CONCLUSÕES

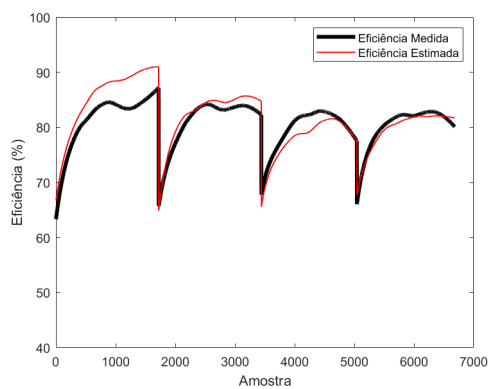
Neste estudo, foi proposta uma técnica de obtenção de mapa de eficiência de máquinas elétricas utilizando o método EKF para estimar a potência mecânica de saída, somente com a medição de tensão e corrente nas fases do motor. O mapa de eficiência pode então ser construído variando condições de velocidade e carga mecânica do motor. Essa abordagem pode ser implementada em um processador dedicado, destacando-



(a)

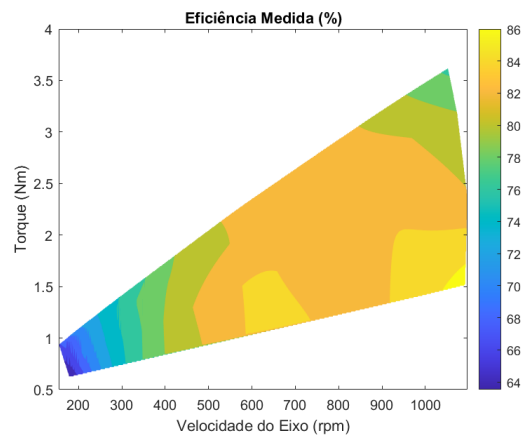


(b)

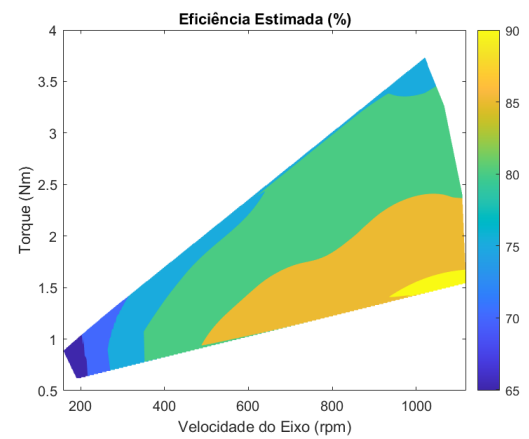


(c)

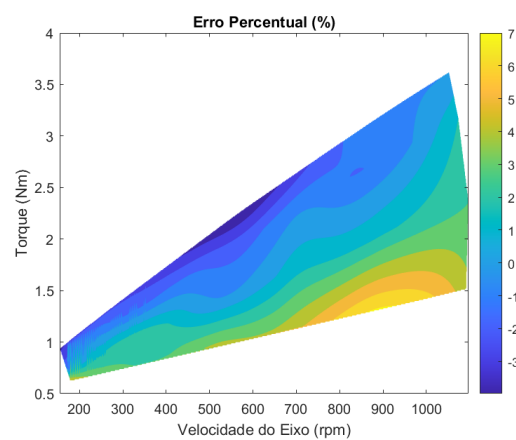
FIGURA 10. Perfil de estados medidos e estimados (a) Velocidade. (b) Torque. (c) Eficiência.



(a)



(b)



(c)

FIGURA 11. Mapa de eficiência experimental (a) Medido. (b) Estimado. (c) Erro percentual.

se a importância do condicionamento do sinal de entrada para mitigar o impacto do ruído no desempenho do estimador.

Os resultados apresentados fornecem uma base sólida para compreender o comportamento do motor PMSM sob controle vetorial e sua eficiência associada em uma variedade de cenários operacionais. Essas análises são cruciais para o desenvolvimento de estratégias de controle mais eficazes e para otimizar o desempenho energético dos sistemas de acionamento elétrico.

Em um trabalho futuro, pode ser utilizado o método de estimação de potência mecânica de saída em conjunto com um método de rastreamento de máxima eficiência para que o sistema opere sempre que desejado em máxima eficiência. O transdutor de ângulo (encoder ou resolver) pode ser retirado se o controle de velocidade do motor for realimentado com a estimação de ângulo e velocidade pelo EKF, tornando o sistema sem sensor de velocidade.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio financeiro da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e da Fundação de Ensino e Engenharia do Santa Catarina (FEESC) por meio de um projeto de pesquisa, número 19921, em conjunto com a empresa Vale S.A..

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

RIES, V.H.K.: Conceitualização Curadoria de dados Análise de dados Pesquisa Metodologia Administração do projeto Disponibilização de ferramentas Desenvolvimento, implementação e teste de software Validação de dados e experimentos Redação do manuscrito original Redação - revisão e edição; **WALTRICH, G.:** Conceitualização Análise de dados Recebimento de financiamento Pesquisa Metodologia Disponibilização de ferramentas Desenvolvimento, implementação e teste de software Supervisão Validação de dados e experimentos Design da apresentação de dados Redação do manuscrito original Redação - revisão e edição; **VACCARI, A.:** Recebimento de financiamento Disponibilização de ferramentas Supervisão Design da apresentação de dados.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

REFERÊNCIAS

- [1] S. Bolognani, L. Tubiana, M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1741-1747, 2003. doi: 10.1109/TIA.2003.818991.
- [2] A. Qiu, B. Wu, H. Kojori, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering* 2004 (IEEE Cat. No.04CH37513), pp. 1557-1562, 2004. doi: 10.1109/CCECE.2004.1349704.
- [3] E. Dlala, M. Solveson, S. Stanton, Z. Tang, M. Christini, R. Ong, B. Peaslee, "Efficiency map simulations for an interior PM motor with experimental comparison and investigation of magnet size reduction," in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013, pp. 23-29. doi: 10.1109/IEMDC.2013.6556124.
- [4] A. Mahmoudi, W. L. Soong, G. Pellegrino, E. Armando, "Efficiency maps of electrical machines," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2791-2799, 2015. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310051.
- [5] M. Novak, J. Novak, Z. Novak, J. Chysky, O. Sivkov, "Efficiency mapping of a 100 kW PMSM for traction applications," *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 290-295, 2017. doi: 10.1109/ISIE.2017.8001262.
- [6] K. Tondpoor, S. M. Saghaianzhad, and A. Rashidi, "Sensorless control of PMSM Using Simplified Model Based on Extended Kalman Filter," *2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEDSTC49159.2020.9088400.
- [7] S. Fabbri, S. Catalano, M. Palmieri, F. Cupertino, M. Nienhaus, and E. Grasso, "Full Speed Range Sensorless Control for PMSM Using an Adaptive Extended Kalman Filter," *2020 AEIT International Annual Conference (AEIT)*, 2020, pp. 1-6, doi: 10.23919/AEIT50178.2020.9241112.
- [8] Z. Zheng, Y. Li, M. Fadel, "Sensorless control of PMSM based on extended Kalman filter," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-8, 2007. doi: 10.1109/EPE.2007.4417275.
- [9] J. Larminie and J. Lowry, "Electric Vehicle Technology Explained," Oxford Brookes University, Oxford, UK and Acenti Designs Ltd., UK, Wiley, 2003.
- [10] B. S. Dupczak, "Inversor Cinco Níveis em Corrente para o Acionamento de Motores Elétricos," tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, May 2013. Advised by Prof. A. J. Perin.
- [11] Bose, B. K. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Philadelphia, PA: Prentice Hall, October 2001.
- [12] Christopoulos, C. *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*. Electronic Engineering Systems series. Boca Raton, FL: CRC Press, February 1995.

DADOS BIOGRÁFICOS

Victor Hugo Kittel Ries nasceu em Florianópolis, Santa Catarina, Brasil. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Catarina, campus Florianópolis-SC e atualmente (2024) mestrando no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Gierri Waltrich nasceu em Joaçaba, Santa Catarina, Brasil. Possui graduação e mestrado pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2007 e 2009, respectivamente, e doutorado pela Eindhoven University of Technology, Eindhoven, Países Baixos, em 2013, todos em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor na Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil. Também é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).

Anderson Silva Vaccari atualmente é engenheiro de desenvolvimento da Vale S.A. atuando no desenvolvimento de novas tecnologias relacionadas a locomotivas, vagões e trens de passageiros. Tem experiência na área de Engenharia Aeroespacial, com ênfase em Sistemas Aeroespaciais, atuando principalmente nos seguintes temas: modelagem, engenharia de sistemas, sistemas críticos, processos, integração de sistemas, entre outros. Tem também experiência em equipamentos de ensaios não destrutivos, tendo atuado na indústria de petróleo e gás com foco em tubulações.