



Received August 22, 2024; accepted December 02, 2024; Date of publication January 13, 2025.  
The review of this paper was arranged by Associate Editor Fernanda de M. Carnielutti<sup>✉</sup> and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira<sup>✉</sup>.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202503>

# Comparação dos Controles Preditivos Clássico e Robusto do tipo *Finite Control Set* para Motores de Indução

Igor Oliani<sup>✉1</sup>, Gabriel Caramori<sup>✉1</sup>, Rafael Figueiredo<sup>✉1</sup>, Ademir Pelizari<sup>✉1</sup>,  
Alfeu J. Sguarezi Filho<sup>✉1</sup>

<sup>1</sup>Federal University of ABC, CECS Department, Santo André 09210-580, Brazil

e-mail: igor.oliani@ufabc.edu.br, moura.caramori@ufabc.edu.br, rafael.figueiredo@ufabc.edu.br, ademir.pelizari@ufabc.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

**RESUMO** A recente onda de eletrificação dos meios de transporte tem exigido a aplicação de máquinas elétricas com acionamentos mais sofisticados com rápida resposta dinâmica e robustez. Nesse contexto, os motores de indução (MI) ainda são uma boa solução, especialmente pela sua simplicidade construtiva. Entre as estratégias de controle mais recentes para essas máquinas, destaca-se o controle preditivo. Este artigo compara três métodos de controle preditivo de corrente: o *Finite Control Set* Clássico (PCC, do inglês *Predictive Current Control*), o Robusto *Deadbeat* (RPCC-*Deadbeat*) e o Robusto utilizando ação integral em tempo discreto (RPCC-DTIA). Estes controladores são promissores por sua resposta dinâmica rápida, flexibilidade e inclusão de não linearidades. Resultados obtidos em bancada experimental comparam o desempenho do PCC, RPCC-*Deadbeat* e RPCC-DTIA. As análises demonstram as diferenças entre as estratégias por meio de respostas dinâmicas e de regime, avaliando o comportamento dos controladores frente a variações de parâmetros da máquina, como resistência e indutância.

**PALAVRAS-CHAVE** Controle preditivo de corrente, conjunto de estados finitos, comparação, motor de indução, variações paramétricas

## Comparison of Classic and Robust Finite Control Set Predictive Controls for Induction Motors

**ABSTRACT** The recent wave of transportation electrification has required the application of electric machines with more sophisticated drives with fast dynamic response and robustness. In this context, induction motors are still a good solution, especially due to their constructive simplicity. Predictive control stands out among the most recent control strategies for these machines. This article compares three predictive current control methods: Finite Control Set (PCC), Robust Deadbeat (RPCC-Deadbeat), and Robust using Discrete-Time Integral Action (RPCC-DTIA). These controllers are promising due to their fast dynamic response, flexibility, and inclusion of nonlinearities. Experimental results performed in Simulink compare the performance of PCC, RPCC-deadbeat, and RPCC-DTIA. The analyses demonstrate the differences between the strategies through dynamic and steady-state responses, evaluating the behavior of the controllers when faced with variations in machine parameters, such as resistance and inductance.

**KEYWORDS** Predictive current control, finite control set, comparison, induction motor, parameter mismatches.

### I. INTRODUÇÃO

Criados ao final do século 19, os motores de indução consolidaram-se como uma das bases da indústria moderna presentes em uma ampla gama de aplicações. Contando com uma estrutura robusta de baixo custo, essas máquinas podem ser projetadas e produzidas para pequenas a grandes potências desde que possa contar com um meticuloso controle de qualidade de qualidade [1]. No que tange à mobilidade elétrica, o MI destaca-se por atender às solicitações da carga com elevadas variações de torque e velocidade. [2]. Ainda assim, o desempenho do MI é altamente influenciado pelo controle utilizado em seu acionamento. As estratégias mais difundidas são o controle orientado por campo (do

inglês, *Field Oriented Control*- FOC) e o controle direto de torque (do inglês, *Direct Torque Control* - DTC) [3]. Alternativas mais recentes como o controle preditivo baseado em modelo (do inglês, *Model Predictive Control* - MPC) oferecem vantagens para a tração elétrica graças a sua menor complexidade, flexibilidade, capacidade de incluir não linearidades da planta e assim como com múltiplas variáveis simultaneamente [4].

O controle preditivo clássico utiliza o modelo matemático da planta para prever o comportamento das variáveis controladas para selecionar os sinais de controle de acordo com critérios próprios de otimização. Geralmente, o critério adotado é a minimização de uma função de custo [5].

Quando o sinal de controle é restrito a um conjunto com elementos finitos, este é nomeado por um controle por conjunto finito (do inglês, *Finite Control Set* - FCS) [6]. A vulnerabilidade do FCS é a precisão do modelo da planta, pois eventuais incompatibilidades de parâmetros e dinâmicas não modeladas impactam o desempenho do controle [7]. Por exemplo, o aumento da temperatura resulta no aumento da indutância e da resistência elétrica [8], [9]. Na literatura estão presentes propostas para observadores, modelos de previsão e funções custo que visem aumentar a robustez do controle [10]–[12].

Entre essas novas abordagens para o FCS destacamos aquelas que fazem modificações no modelo de previsão para ganho de robustez no controle das correntes do estator do MI [13], [14]. A função custo também difere das abordagens típicas de MPC ao utilizar os vetores tensão do estator em vez de corrente, torque e fluxo magnético [15], [16]. Os autores de [14] utilizam os princípios do controle *Deadbeat* para realizar a compensação na previsão de tensão através da adição de uma parcela que contabiliza variações paramétricas da planta. Essas variações são refletidas nos erros entre as correntes de referência e as suas medições. De maneira semelhante, [13] aplica uma ação integral discreta sobre o erro de corrente para produzir o vetor tensão de compensação. Ambas as propostas têm estruturas próximas a do FCS de corrente clássica (do inglês, *Predictive Current Control* - PCC) [4], [17] e fazem uso do referencial síncrono para a implementação do controle indireto orientado por campo do rotor. Apenas com o uso dessa orientação já há um ganho de robustez em relação ao controle direto [18].

O crescente interesse pelo estudo do controle preditivo tem gerado diversas publicações com novas propostas, mas a comparação direta desses novos métodos não é comum. Portanto, uma análise comparativa experimental de desempenho dos métodos robustos permite a identificação das propostas mais promissoras, amplia os cenários de comparação e enriquece a literatura existente com novas informações para futuras publicações.

Este estudo investiga a sensibilidade dos controles do tipo FCS: *deadbeat* (do inglês, *Robust Predictive Current Control Deadbeat*, RPCC-*Deadbeat*) de [19]; com ação integral discreta (do original em inglês, *Discret-Time Integral Action*, RPCC-DTIA) de [13] e do PCC clássico [17]. Os controles, implementados em bancada, são submetidos a variações de pontos de operação e nos parâmetros do controlador. A seção III apresenta o modelo do MI e em IV as propostas de controles preditivos do tipo *finite control set* analisados. Os resultados dos testes experimentais comparativos são mostrados na seção V. A seção VI fornece a conclusão deste estudo.

## II. SÍMBOLOS

Na Tabela 1 são apresentados os símbolos utilizados para as grandezas físicas presentes nas equações.

TABELA 1. Símbolos e Unidades para Grandezas Físicas Trabalhadas

Símbolo	Quantidade	Unidade
$\vec{v}_{sdq}$	vetor tensão do estator	V
$\vec{i}_{sdq}$	vetor corrente do estator	A
$\vec{\psi}_{sdq}$	vetor fluxo magnético do estator	Wb
$T_{em}$	torque eletromagnético	N·m
$\omega_{mec}$	velocidade mecânica do eixo do motor	rad/s [rpm]
$J_m$	inércia rotacional do motor	kg·m <sup>2</sup>
$R_s$	resistência elétrica do estator	$\Omega$
$R_r$	resistência elétrica do rotor	$\Omega$
$L_s$	indutância elétrica do estator	H
$L_r$	indutância elétrica do rotor	H

## III. MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O modelo matemático do MI por vetores complexos no referencial síncrono com relação ao fluxo do rotor [5] segue:

$$\vec{i}_{sdq} + \tau_\sigma \frac{d\vec{i}_{sdq}}{dt} = \frac{k_r}{R_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j p \omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{rdq} - j \omega_s \tau_\sigma \vec{i}_{sdq} + \frac{\vec{v}_{sdq}}{R_\sigma} \quad (1)$$

$$\vec{\psi}_{rdq} + \tau_r \frac{d\vec{\psi}_{rdq}}{dt} = L_m \vec{i}_{sdq} - \vec{\psi}_{rdq} \tau_r j (\omega_s - p \omega_{mec}) \quad (2)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{\psi}_{sdq}^* \vec{i}_{sdq} \} \quad (3)$$

$$J_m \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_{em} - T_{carga}, \quad (4)$$

nas quais  $\vec{i}_{sdq} = i_d + j i_q$ ;  $\vec{v}_{sdq} = v_d + j v_q$ ;  $\vec{\psi}_{sdq} = \psi_d + j \psi_q$ ;  $\tau_r = L_r / R_r$ ;  $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$ ;  $k_r = L_m / L_r$ ;  $R_\sigma = R_s + R_r (L_m^2 / L_r^2)$  e  $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$ . O símbolo “\*” expressa o conjugado do número complexo,  $\omega_s$  é a velocidade síncrona e  $p$ , o número par de polos.

## IV. CONTROLE PREDITIVO DO TIPO FINITE CONTROL SET PARA O MI

### A. Controle Preditivo de Corrente por Estados Finitos

O controle preditivo de corrente clássica combina o modelo discreto do MI com o modelo de estados do conversor para prever o comportamento das correntes do estator máquina. O conversor do acionamento deste trabalho é o inversor de fonte de tensão de dois níveis (do inglês, *Voltage Source Inverter* - VSI). A função custo determina a seleção do sinal de controle a partir do conjunto finito de previsões calculado [3].

O modelo de previsão das correntes é dado em (5) extraído de 1, por meio de sua discretização pelo método de Euler *Forward* [5].

$$\vec{i}_{dqs}(k+1) = \frac{T_s}{\tau_\sigma} \left( -\vec{i}_{dqs}(k)(1 + j \omega_s \tau_\sigma) + \frac{\vec{v}_{dqs}^x}{R_\sigma} \right) + \vec{i}_{dqs}(k) + \frac{T_s k_r}{R_\sigma \tau_\sigma} \left( \frac{1}{\tau_r} - j p \omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{dqr}(k) \quad (5)$$

O modelo do VSI está presente em (5) através do termo  $\vec{v}_{dqs}^x$ , o qual representa a tensão chaveada aplicada nos

enrolamentos do estator. Os estados das chaves eletrônicas do conversor,  $S_1, S_2, S_3$ , ilustrados na Fig. 1, permitem a produção de até oito vetores tensão presentes na Tabela 2.

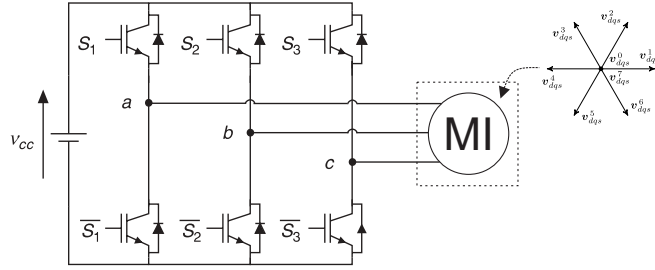


FIGURA 1. Diagrama do VSI e vetores tensão sobre o MI.

TABELA 2. Estados das Chaves e Vetores Tensão do VSI

Vetor	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$\vec{v}_{sdq}^x$
$\vec{v}_{dqs}^0$	0	0	0	$0 v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^1$	1	0	0	$\frac{2}{3} e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^2$	1	1	0	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}) e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^3$	0	1	0	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}) e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^4$	0	1	1	$-\frac{2}{3} e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^5$	0	0	1	$(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}) e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^6$	1	0	1	$(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}) e^{-j\omega_s t} v_{cc}$
$\vec{v}_{dqs}^7$	1	1	1	$0 v_{cc}$

A equação (6) relaciona os estados das chaves com o vetor tensão no referencial síncrono.

$$\vec{v}_{dqs}^x = \frac{2}{3} (S_1 + a S_2 + a^2 S_3) e^{-j\omega_s t} v_{cc} \quad (6)$$

Na qual  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ,  $v_{cc}$  é a tensão do barramento CC e

$$\omega_s = p \cdot \omega_{mec}.$$

A função custo  $g$  em (7) realiza a seleção do vetor  $\vec{i}_{dqs}(k+1)$  que mais se aproxima da corrente de referência  $\vec{i}_{dqs}^{ref}$ . O inversor então aplica a tensão  $\vec{v}_{dqs}^x$  que resulta do menor valor de  $g$ .

$$g = |\vec{i}_{dqs}^{ref} - \vec{i}_{dqs}(k+1)| \quad (7)$$

Conforme indicado no diagrama da Fig. 2, as equações (8) e (9) indicam como os sinais de referência das correntes  $i_{sd}^{ref}$  e  $i_{sq}^{ref}$  são obtidos [5]. A orientação por campo do rotor permite o desacoplamento elétrico de  $|\vec{\psi}_{rdq}|$  do torque  $T_{em}$ . O MI opera com o valor de  $|\vec{\psi}_{rdq}|^{ref}$  constante.

$$i_{sd}^{ref} = \frac{|\vec{\psi}_{rdq}|^{ref}}{L_m} \quad (8)$$

$$i_{sq}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{p L_m} \frac{T_{em}^{ref}}{|\vec{\psi}_{rdq}|^{ref}} \quad (9)$$

### B. Descrição do Controle Robusto de Corrente Baseado em Modelo por Estados Finitos

Nesta proposta o modelo de predição é alterado para obter um vetor tensão que considere possíveis variações

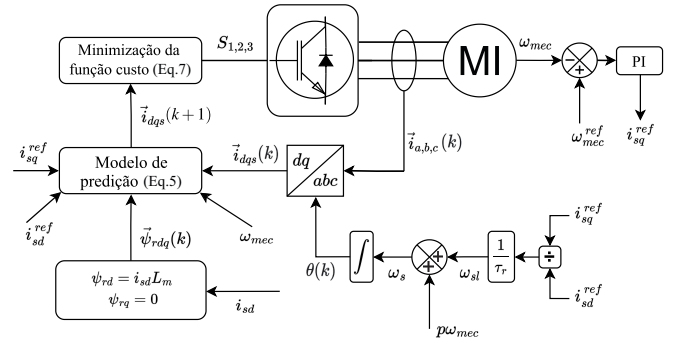


FIGURA 2. Diagrama de blocos do PCC.

paramétricas entre os dados ajustados no controlador e os valores reais da planta. O vetor tensão é decomposto em duas parcelas, conforme (10). A expressão para  $\vec{v}_{sdq}(k+1)$  (11) é obtida pela simples manipulação de (1) em sua forma discretizada. Já a parcela de compensação,  $\vec{v}_{sdq}^{comp}(k+1)$  em (12), contabiliza as variações paramétricas refletidas na diferença de correntes  $\Delta \vec{i}_{sdq}(k-1) = \vec{i}_{sdq}(k) - \vec{i}_{sdq}(k-1)$ .

$$\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1) = \vec{v}_{dqs}(k+1) + \vec{v}_{dqs}^{comp}(k+1) \quad (10)$$

$$\vec{v}_{dqs}(k+1) = R_\sigma \left( \tau_\sigma \frac{\Delta \vec{i}_{sdq}(k)}{T_s} + (1 + j\omega_s \tau_\sigma) \vec{i}_{sdq}(k) \right) - k_r \left( \frac{1}{\tau_r} - j p \omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{rdq}(k) \quad (11)$$

$$\vec{v}_{dqs}^{comp}(k+1) = R_\sigma \left( 1 + j\omega_s \tau_\sigma - \frac{\tau_\sigma}{T_s} \right) \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1) \quad (12)$$

A diferença  $\Delta \vec{i}_{sdq}(k) = \vec{i}_{sdq}^{ref} - \vec{i}_{sdq}(k)$ , na qual

$\vec{i}_{sdq}(k+1) = \vec{i}_{sdq}^{ref}$  é a referência do vetor corrente do estator.

Da mesma maneira que ocorre no PCC clássico, minimiza-se uma função custo para a aplicação do vetor tensão que mais se aproxima de  $\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1)$ . Nomeando-se  $h$  essa nova função, tem-se (13).

$$h = \left| \vec{v}_{sdq}^x - \vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1) \right| \quad (13)$$

O valor de  $\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1)$  é limitado ao máximo de tensão que o conversor pode fornecer ao MI,  $|\vec{v}_{dqs}^x|_{max}$ . Portanto, adota-se as restrições em (14).

$$\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1) = \begin{cases} \vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1), & |\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1)| \leq |\vec{v}_{dqs}^x|_{max} \\ \eta \vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1), & |\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1)| > |\vec{v}_{dqs}^x|_{max} \end{cases} \quad (14)$$

Na qual  $\eta = \frac{|\vec{v}_{dqs}^x|_{max}}{|\vec{v}_{dqs}^{ref}(k+1)|}$ , and  $|\vec{v}_{dqs}^x|_{max}$ .

A Fig. 3 apresenta o diagrama de blocos para o RPCC-Deadbeat, na qual fica evidente que a estrutura base do PCC é mantida.



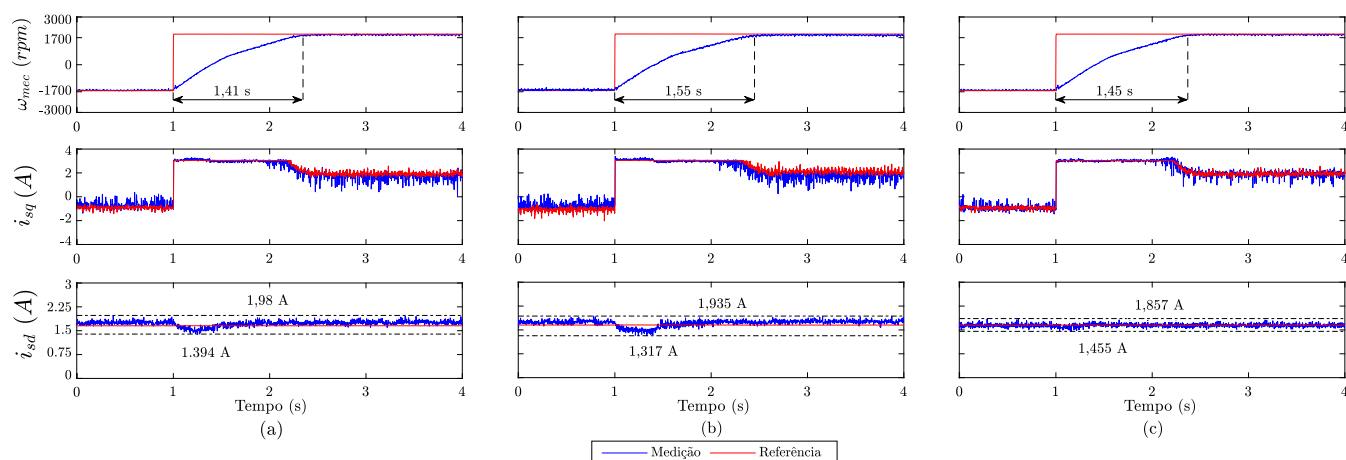


FIGURA 6. Resultados experimentais da resposta ao degrau de velocidade do controle preditivo de corrente a 25% de plena carga do freio. (a) PCC. (b) RPCC-Deadbeat. (c) RPCC-DTIA.

TABELA 3. Dados do Acionamento

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	1,1	kW
Velocidade nominal	1700	rpm
Torque nominal	6,18	Nm
Frequência nominal	60	Hz
Tempo de amostragem	50	$\mu$ s
Número de polos	4	-
Resistência do estator	7,1	$\Omega$
Resistência do rotor	3,98	$\Omega$
Indutância do estator	545	mH
Indutância do rotor	545	mH
Indutância mútua	526	mH
Tensão do barramento CC	450	V

Todos os controles conseguem estabilizar a velocidade mecânica do rotor em torno de sua referência dentro de uma tolerância de 5% sem a presença de overshoots, ainda que com tempos de acomodação ligeiramente distintos. O PCC apresenta a resposta mais rápida de 1,41 s, seguido de perto pelo RPCC-DTIA com 1,45 s. A componente do eixo d da corrente tem uma máxima variação de 0,618 A para o RPCC - Deadbeat e mínima de 0,402 A para o RPCC-DTIA para uma referência de 1,65 A.

A Fig. 7 mostra o comportamento do motor operando sob o regime de um ciclo de direção genérico para veículos agrícolas [20] com carga constante. O perfil de velocidade escalonado para o ensaio é seguido por todos os controles com desempenhos próximos. O torque de referência e medido são mantidos próximos a 3 Nm para quase todo o ciclo, com exceção de seu início e fim, nos quais é aplicado o torque máximo permitido pelo saturador do controle PI de velocidade. Por se tratar de versão reduzida do perfil de direção original, o tempo de resposta do motor é limitado

pela sua própria constante de tempo para os ganhos do controlador PI usados.

No último ensaio, presente nas Fig. 8 a, b e c, o motor é submetido a variações de carga sob velocidade constante de 850 rpm. O freio eletromagnético é acionado manualmente até 50% de sua capacidade. O Deadbeat-RPCC da Fig. 8b mostra o pior desempenho em termos de oscilações na velocidade mecânica com a maior amplitude para os overshoots, de 631,5 rpm. Para o RPCC-DTIA essa faixa é de 412,8 rpm, a menor entre os controles.

## B. Comportamento em Regime sob Variações Paramétricas

A resposta dos controles frente a variações nos parâmetros do motor é avaliada em regime permanente. O MI é mantido em velocidade constante de 850 rpm com carga de 40% da carga total do freio (aproximadamente 4,6 Nm). Nessas condições, os valores das resistências,  $R_r$  e  $R_s$ , e indutâncias,  $L_r$ ,  $L_s$  e  $L_m$ , são alterados nos modelos de predição dados por (5) e (11) dentro de períodos 0,4 s. Dessa forma, as variações são virtualmente inseridas no algoritmo de controle por meio da programação do DSP.

O impacto das mudanças das resistências é mostrado na Fig. 9. Valores maiores que os nominais mostraram maior impacto sobre o desempenho dos controles. O controle de velocidade da máquina é mantido funcional em todos os cenários com valores de erro absoluto percentual médio (MAPE) inferiores à 5% para todos os controles, conforme o mostrado na Tabela 4. Por outro lado, o controle de  $i_{ds}$  fica comprometido para o PCC e RPCC-Deadbeat em quase 30% de erro para variações extremas de  $R_s$ . Nessas situações, o RPCC-Deadbeat ainda consegue um bom desempenho no controle de  $i_{qs}$ . Ainda assim, somente o RPCC-DTIA opera sob todas as alterações das resistências com erros nas correntes inferiores a 5%.

A Fig. 10 mostra as repostas dos controles às variações nas indutâncias  $L$ , avaliadas sob as mesmas condições de con-

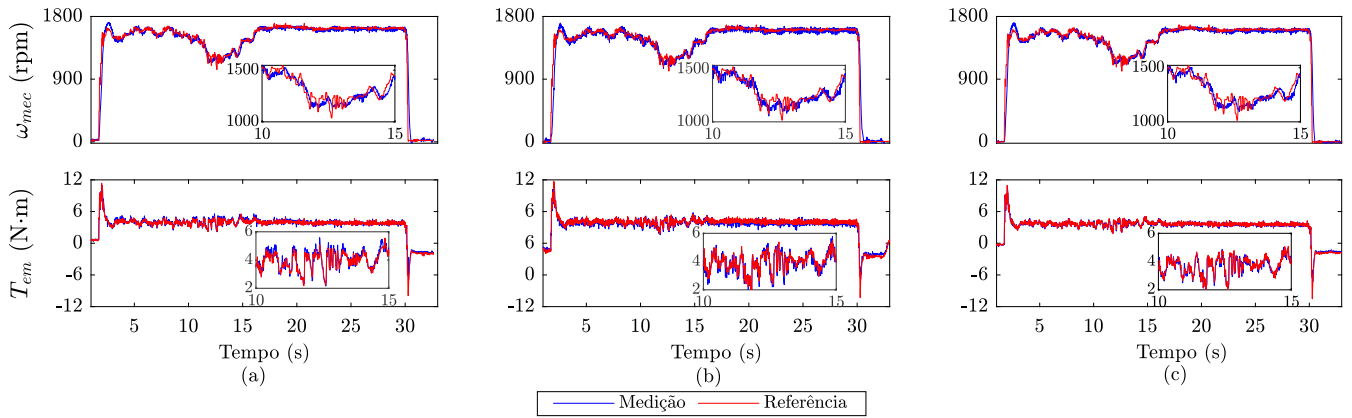


FIGURA 7. Resultados experimentais da resposta ao perfil de velocidade de um veículos agrícola do controle preditivo de corrente a 40% de plena carga do freio. (a) PCC. (b) RPCC-Deadbeat. (c) RPCC-DTIA.

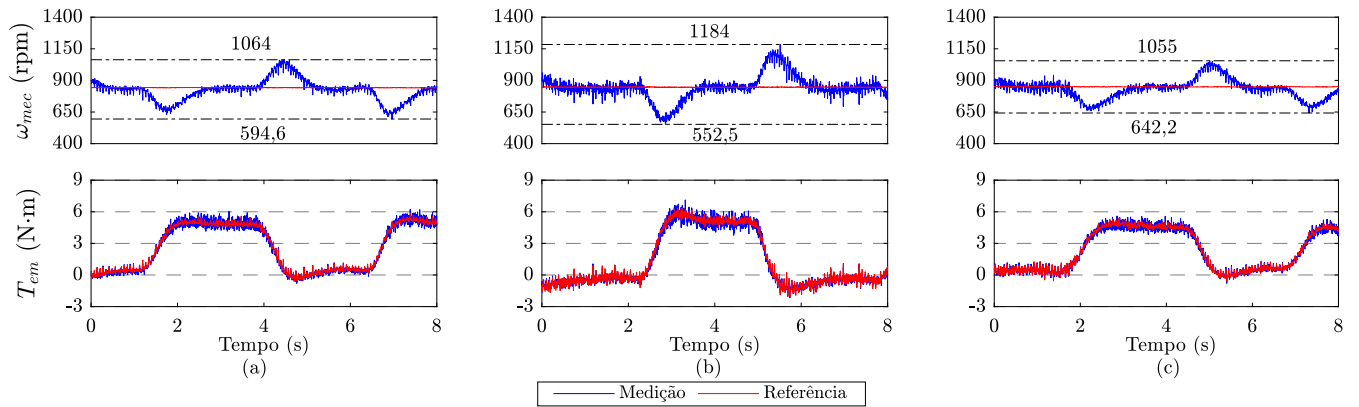


FIGURA 8. Resultados experimentais da resposta à variação de carga do controle preditivo de corrente em velocidade constante. (a) PCC. (b) RPCC-Deadbeat. (c) RPCC-DTIA.

TABELA 4. Performance em regime permanente dos controles sob variações significativas nos valores de resistência.

Varição	Variável	PCC	RPCC Deadbeat	RPCC DTIA
Nenhuma	$\omega_{mec}$ (%)	2,6	2,3	1,9
	$i_{qs}$ (%)	2,6	9,1	3,0
	$i_{ds}$ (%)	5,1	4,3	2,9
$20 \cdot R_r$	$\omega_{mec}$ (%)	2,1	2,8	1,9
	$i_{qs}$ (%)	8,6	6,9	2,7
	$i_{ds}$ (%)	6,3	5,5	2,8
$20 \cdot R_s$	$\omega_{mec}$ (%)	3,2	4,4	1,8
	$i_{qs}$ (%)	20	6,0	2,6
	$i_{ds}$ (%)	27,6	27,4	3

TABELA 5. Performance em regime permanente dos controles sob variações significativas nos valores de indutâncias.

Varição	Variável	PCC	RPCC Deadbeat	RPCC DTIA
Nenhuma	$\omega_{mec}$ (%)	3,2	3,1	2,0
	$i_{qs}$ (%)	2,8	3,1	3,1
	$i_{ds}$ (%)	4,6	3,8	3,3
$20 \cdot L$	$\omega_{mec}$ (%)	3,1	2,0	2,1
	$i_{qs}$ (%)	11,7	11,8	5,7
	$i_{ds}$ (%)	4,0	4,0	3,8
$0.1 \cdot L$	$\omega_{mec}$ (%)	5,3	3,1	2,0
	$i_{qs}$ (%)	21,0	14,8	19,7
	$i_{ds}$ (%)	20,8	16,6	10,4

torno. O impacto da redução acentuada dos valores nominais é significativo sobre as correntes, conforme a Tabela 5. Na condição de  $0,1 \cdot L$ , o RPCC-Deadbeat apresenta o menor erro para  $i_{qs}$ , já o menor erro para  $i_{ds}$  pertence ao RPCC-DTIA. Este último detém o melhor desempenho no geral entre as três estratégias.

### C. Tempo de Processamento

A Fig. 11 mostra os ciclos de processamento dos algoritmos de controle testados. Os sinais de tensão foram medidos em um dos pinos de saída do LAUNCHXL-F28379D, destinado à emitir pulsos para sinalizar o final do processamento do algoritmo. Os controles robustos *Deadbeat* e *DTIA* apresentam ciclos de trabalho de 53% e 52,9%, respectivamente. O



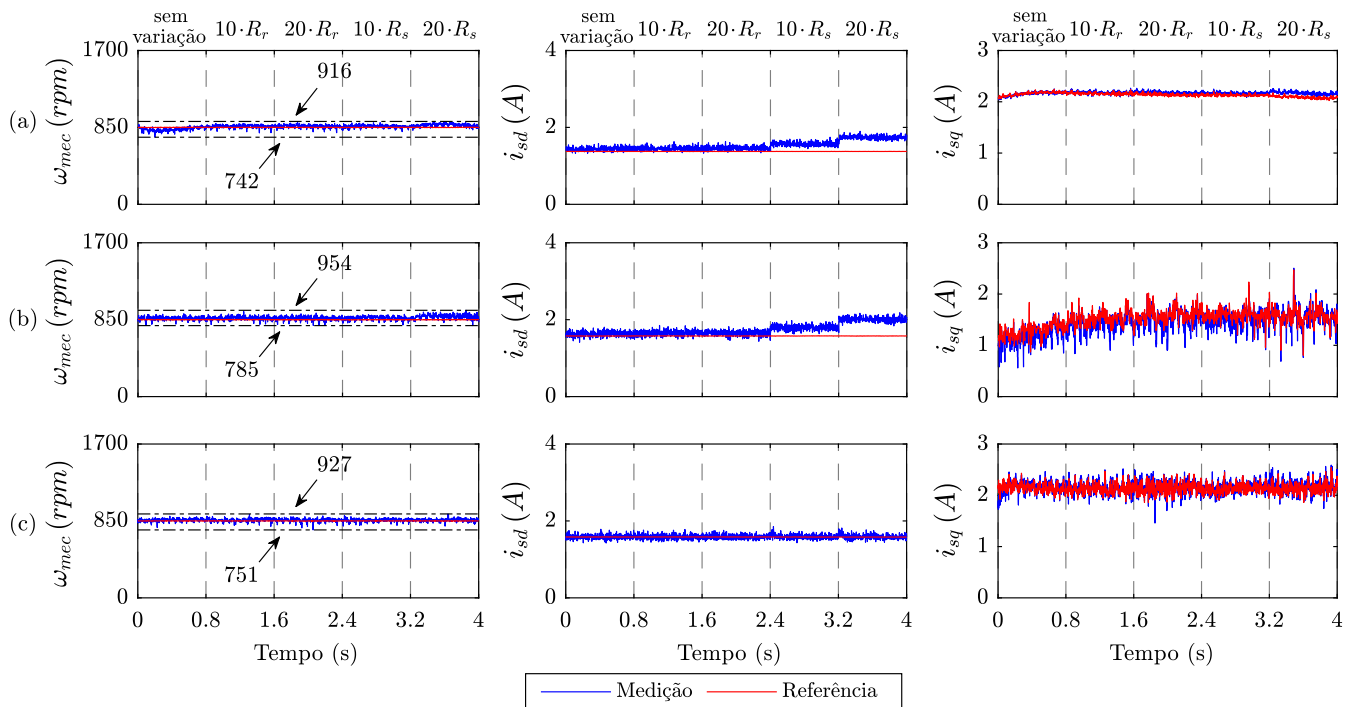


FIGURA 9. Resposta de corrente d-q dos controladores (a) PCC, (b) RPCC-Deadbeat e (c) RPCC-DTIA mediante variação paramétrica nas resistências do MI.

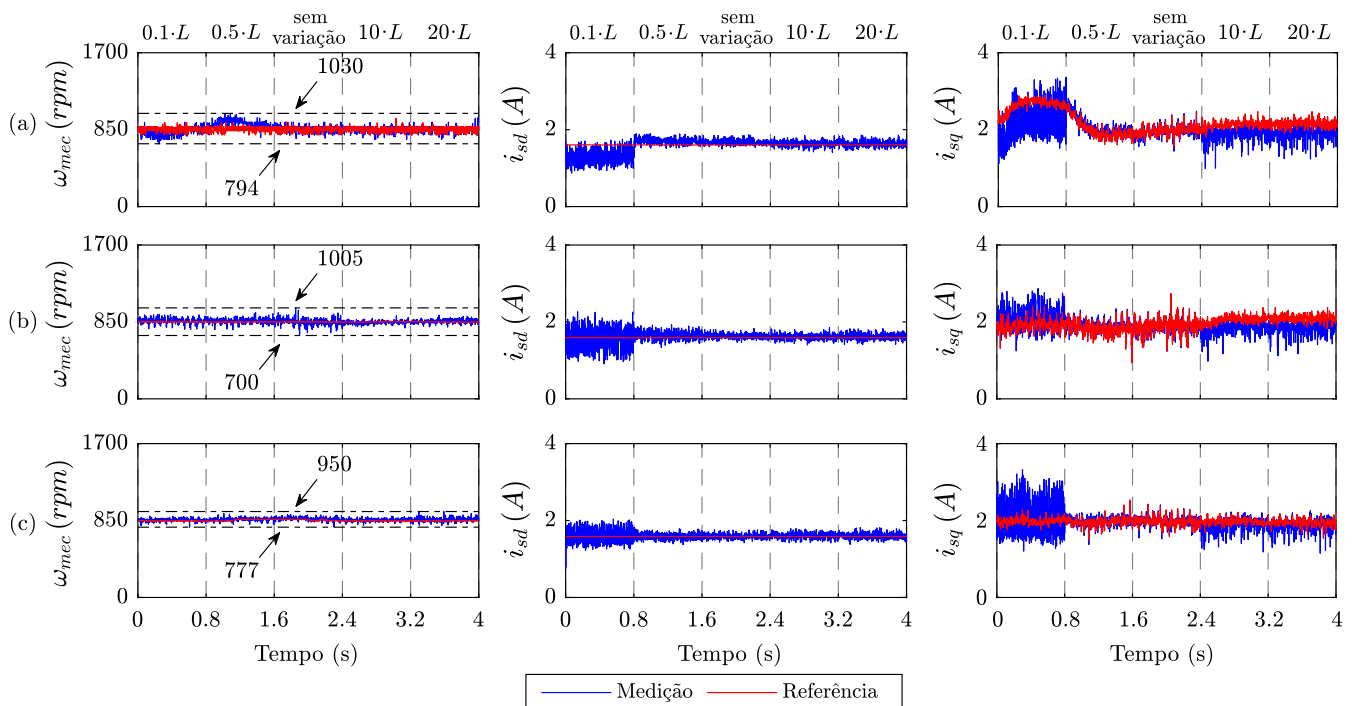


FIGURA 10. Resposta de corrente d-q dos controladores (a) PCC, (b) RPCC-Deadbeat e (c) RPCC-DTIA mediante variação paramétrica nas indutâncias do MI.

FCS-PCC, por sua vez, detém 61,2%. Tal diferença deve-se aos cálculos mais simples nas etapas de minimização da função custo dos controles robustos. Estes exigem menos processamento do hardware.

## VI. CONCLUSÕES

Os resultados para a comparação dos três métodos pesquisados de controle FCS para MI mostram controles com respostas dinâmicas próximas e robustez elevada para uma ampla variação paramétrica. Contudo, o RPCC-DTIA é

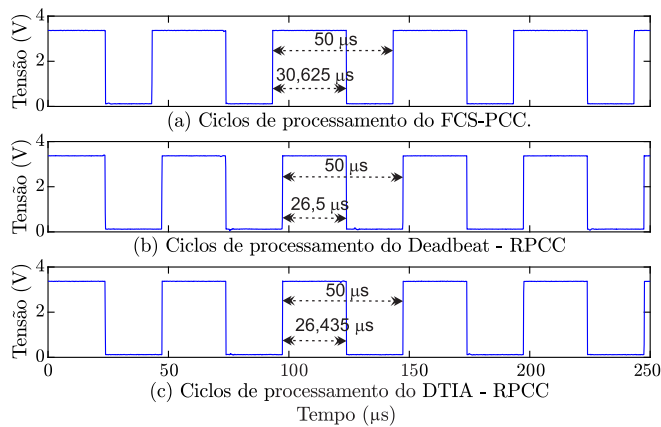


FIGURA 11. Ciclos de processamento dos algoritmos de controles.

aquele com melhor desempenho para as condições extremas testadas. Este destaca-se pelo controle preciso da componente da corrente de eixo direto, com erro percentual menor que 4% para todas as alterações nas resistências. O RPCC-*Deadbeat* mostra desempenho próximo ao clássico PCC quando submetido a variações nas resistências, mas se sai melhor para diminuições expressivas nas indutâncias. Portanto, os controles robustos para MIs são alternativas interessantes ao controle preditivo clássico em aplicações sujeitas as variações paramétricas sem perda da velocidade, flexibilidade e simplicidade de implementação que caracterizam este tipo de controle.

#### AGRADECIMENTOS

Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa - Fundep Rota 2030/Linha V, processo: 27192.03.02/2021.01.00 e 27192.03.01/2020.13-00; à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), processo: 2022/00323-3, e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ), processo: 407867/2022-8 pelo apoio financeiro.

#### AUTHOR'S CONTRIBUTIONS

**I. OLIANI:** Conceitualização, Curadoria de dados, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **G. CARAMORI:** Conceitualização, Curadoria de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Validação de dados e experimentos Design da apresentação de dados, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **R. FIGUEIREDO:** Curadoria de dados, Pesquisa, Metodologia, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Design da apresentação de dados, Redação - revisão e edição. **A. PELIZARI:** Recebimento de financiamento, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Redação - revisão e edição. **A. J. S. FILHO:** Conceitualização,

Recebimento de financiamento, Metodologia, Administração do projeto, Disponibilização de ferramentas, Supervisão, Redação - revisão e edição.

#### PLAGIARISM POLICY

This article was submitted to the similarity system provided by Crossref and powered by iThenticate – Similarity Check.

#### REFERÊNCIAS

- [1] H. Norry, A. Yildiz, S. Aksun, C. Aksoy, "Influence of Manufacturing Faults on Squirrel Cage Induction Motor", in *2024 Fourth International Conference on Advances in Electrical, Computing, Communication and Sustainable Technologies (ICAECT)*, pp. 1–6, 2024, doi:10.1109/ICAECT60202.2024.10469352.
- [2] M. D. S, V. Bagyaveereswaran, "Electric Motor Systems: Relative Study on Diverse Motors in the Electric Vehicles", in *2023 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT)*, pp. 1–6, 2023, doi:10.1109/i-PACT58649.2023.10434509.
- [3] A. J. S. Filho, *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, vol. 1, Elsevier, 2022.
- [4] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tarisciotti, S. A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, R. P. Aguilera, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022, doi:10.1109/TPEL.2021.3121532.
- [5] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*, vol. 40, John Wiley & Sons, 2012.
- [6] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, S. A. Davari, J. Rodas, D. F. Valencia, M. Elmorschedy, F. Wang, K. Zuo, L. Tarisciotti, F. Flores-Bahamonde, W. Xu, Z. Zhang, Y. Zhang, M. Norambuena, A. Emadi, T. Geyer, R. Kennel, T. Dragicevic, D. A. Khaburi, Z. Zhang, M. Abdelrahem, N. Mijatovic, "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives - Part II: Applications and Benchmarking With Classical Control Methods", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, Maio 2022, doi:10.1109/TPEL.2021.3121589.
- [7] H. A. Young, M. A. Perez, J. Rodriguez, "Analysis of Finite-Control-Set Model Predictive Current Control With Model Parameter Mismatch in a Three-Phase Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3100–3107, 2016, doi:10.1109/TIE.2016.2515072.
- [8] E. G. Armando, A. Boglietti, E. Carpaneto, A. Castagnini, M. Seita, "Thermal Performances of Induction Motors for Applications in Wash-down Environment", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 4578–4584, 2019, doi:10.1109/TIA.2019.2917419.
- [9] D. Huger, D. Gerling, "On the effects of high-temperature-induced aging on electrical machine windings", in *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1018–1021, 2015, doi:10.1109/IEMDC.2015.7409186.
- [10] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, A. Gonzalez-Prieto, J. J. Aciego, "The Evolution of Model Predictive Control in Multiphase Electric Drives: A Growing Field of Research", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 29–39, 2022, doi:10.1109/MIE.2022.3169291.
- [11] E. Zerdali, M. Rivera, P. Wheeler, "A Review on Weighting Factor Design of Finite Control Set Model Predictive Control Strategies for AC Electric Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 8, pp. 9967–9981, 2024, doi:10.1109/TPEL.2024.3370550.
- [12] M. S. Mousavi, S. A. Davari, V. Nekoukar, C. Garcia, L. He, F. Wang, J. Rodriguez, "Predictive Torque Control of Induction Motor Based on a Robust Integral Sliding Mode Observer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 3, pp. 2339–2350, 2023, doi:10.1109/TIE.2022.3169831.
- [13] I. Oliani, T. Santos, R. Figueiredo, D. Albiero, A. Pelizari, A. Sguarezzi, "Robust Finite Control Set Current Control for Induction Motor Using Deadbeat Approach in Synchronous Reference Frame", *Eletrônica de Potência*, vol. 28, pp. 1–8, 02 2023, doi:10.18618/REP.2023.1.0041.



- [14] T. Santos, R. Figueiredo, I. Oliani, A. Pelizari, A. Sguarezi, “Análise Comparativa de Técnicas de Controle Direto de Torque e Controle Preditivo de Torque Aplicadas em Tração Elétrica”, , 11 2022, doi:10.20906/sbse.v2i1.2889.
- [15] Z. Li, Y. Guo, J. Xia, H. Li, X. Zhang, “Variable Sampling Frequency Model Predictive Torque Control for VSI-Fed IM Drives Without Current Sensors”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1507–1517, 2021, doi:10.1109/JESTPE.2020.2968387.
- [16] W. Zhang, Y. Yang, M. Fan, L. He, A. Ji, Y. Xiao, H. Wen, X. Zhang, T. Yang, S. Mekhilef, J. Rodriguez, “An Improved Model Predictive Torque Control for PMSM Drives Based on Discrete Space Vector Modulation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 6, pp. 7535–7545, 2023, doi:10.1109/TPEL.2023.3257399.
- [17] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, R. M. Kennel, “Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, Jun. 2015, doi:10.1109/TII.2015.2423154.
- [18] A. Bazanella, R. Reginatto, “Robustness margins for indirect field-oriented control of induction motors”, in *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.98CH36171)*, vol. 1, pp. 1001–1006 vol.1, 1998, doi:10.1109/CDC.1998.760827.
- [19] I. Oliani, T. B. dos Santos, R. Figueiredo, D. Albiero, A. Pelizari, A. J. Sguarezi Filho, “Controle Preditivo Robusto De Corrente Por Estados Finitos Para Motor De Indução Usando Abordagem Deadbeat No Referencial Síncrono”, *Eletrônica de Potência*, vol. 28, no. 1, p. 28–35, Feb. 2023, doi:10.18618/REP.2023.1.0041, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/20>.
- [20] EPA, “Nonregulatory Nonroad Duty Cycles”, , 2023, URL: <https://www.epa.gov/moves/epa-nonregulatory-nonroad-duty-cycles>.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Igor Oliani**, nascido em 18/08/1996 em São Bernardo do Campo -SP, é engenheiro de energia (2024) e mestre em Engenharia Elétrica (2023) pela Universidade Federal do ABC. Atualmente é pesquisador da Universidade Federal do ABC na área de Eletrônica de Potência, Máquinas Elétricas e Ressonância em Sistemas Elétricos de Potência.

**Gabriel Caramori**, possui graduação em Engenharia Elétrica pelo Instituto Federal de São Paulo (2023), e atualmente cursa mestrado em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do ABC. Sua linha de pesquisa é focada em sistemas elétricos e eletrônica de potência aplicada a acionamentos de motores elétricos e veículos elétricos.

**Rafael Figueiredo**, natural de São Paulo, 1994. Doutorando em Energia, Mestre em Eng. Elétrica (2022), Engenheiro de Automação, Instrumentação e Robótica (2022) e Bacharel em Ciência e Tecnologia (2018), pela UFABC. Técnico em Eletrônica pelo IFSP (2012), com experiência profissional na área de manutenção, projeto e laboratório, como técnico e como engenheiro. Faz parte do LEPS (Laboratório de Eletrônica de Potência e Smart Grids da UFABC), além de cursar Bacharelado em Ciência da Computação.

**Ademir Pelizari** é engenheiro eletricista formado pela Universidade de Mogi das Cruzes (UMC), São Paulo, Brazil em 2002. Concluiu mestrado e doutorado em 2009 e 2015, respectivamente. Atualmente é Professor Adjunto da Universidade Federal do ABC (UFABC) nas áreas de dispositivos eletromecânicos e máquinas elétricas.

**Alfeu J. Sguarezi Filho** Recebeu seu mestrado e seu Doutorado em Eng. Elétrica pela Universidade de Campinas no Brasil, respectivamente em 2007 e 2010. É professor da Universidade Federal do ABC - UFABC, em Santo André, Brasil, lecionando nas áreas de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. É membro Sênior do IEEE.