

CONTROLE PREDITIVO ROBUSTO DE CORRENTE POR ESTADOS FINITOS PARA MOTOR DE INDUÇÃO USANDO ABORDAGEM DEADBEAT NO REFERENCIAL SÍNCRONO

Igor Oliani¹, Thiago Baldim dos Santos¹, Rafael Figueiredo¹, Daniel Albiero², Ademir Pelizari¹, Alfeu J. Sguarezi Filho¹

¹ Laboratório de Eletrônica de Potência Smart Grids, Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas, Universidade Federal do ABC (UFABC), Santo André – São Paulo, Brasil

² Escola de Engenharia Agrônômica, Faculdade de Engenharia Agrícola (FEAGRI), Universidade Estadual de Campinas (Unicamp), Campinas – São Paulo, Brasil

e-mail: igor.oliani@aluno.ufabc.edu.br, thiago.baldim@ufabc.edu.br, rafael.figueiredo@ufabc.edu.br, dalbiero@unicamp.br, ademir.pelizari@ufabc.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

Resumo – O controle preditivo baseado em modelo tem ganhado destaque na área de acionamentos de máquinas de indução. Entre as suas principais vantagens estão o alto desempenho, a flexibilidade e a simplicidade de implementação. No entanto, eventuais variações nos parâmetros da planta comprometem o desempenho do controle. Propostas para o aumento da robustez dessa técnica têm sido objeto de pesquisa com diferentes abordagens, como modificações no modelo matemático da planta e projetos de novos observadores de fluxo. Este trabalho propõe um controle preditivo robusto baseado em modelo de corrente, empregando o controle indireto orientado por campo no referencial síncrono. A corrente do estator e o fluxo do rotor são tomados como variáveis de estado e o vetor tensão do estator é tido como a entrada. O seu diferencial com relação à estratégia de controle preditivo por estados finitos clássica está na construção do algoritmo de controle. O vetor tensão é calculado em duas componentes, combinando o controle preditivo clássico com a abordagem *deadbeat*: uma considera a referência de corrente do estator e a outra considera as perturbações causadas por erros de parâmetros. O desempenho do método de controle foi verificado através da condução de ensaios em bancada de teste experimental ao se analisar o comportamento estacionário e dinâmico do sistema. Os resultados corroboram a eficácia da proposta de controle robusto contra variações paramétricas.

Palavras-chave – Controle Indireto Orientado Por Campo, Controle Preditivo Robusto, Controle de Corrente, Deadbeat, Motor de Indução, Variações de Parâmetros.

ROBUST FINITE CONTROL SET CURRENT CONTROL FOR INDUCTION MOTOR USING DEADBEAT APPROACH IN SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME

Abstract – Model-based predictive control has gained prominence in induction machine drives. Its main

advantages are high performance, flexibility, and simplicity of implementation. However, eventual variations in plant parameters compromise the performance of the control. Proposals to increase the robustness of this technique have been the object of research with different approaches, such as modifications in the mathematical model of the plant and projects of new flow observers. This work proposes a robust predictive control based on a current model, using indirect control field-oriented in the synchronous frame. The stator current and rotor flux are taken as state variables, and the stator voltage vector is taken as the input. Its differential concerning the classic finite control set predictive control strategy lies in the construction of the control algorithm. The voltage vector is calculated in two components by combining the classic predictive control with the deadbeat approach: one considers the stator current reference, and the other considers disturbances caused by parameter errors. The performance of the control method was verified by conducting tests on an experimental test bench when analyzing the stationary and dynamic behavior of the system. The results corroborate the effectiveness of the proposed robust control against parametric variations.

Keywords – Induction Motor, Robust Predictive Control, Current Control, Parameters Variations, Deadbeat, Indirect Field Oriented Control.

NOMENCLATURA

P	Número de pares de polos.
J_m	Inércia total da máquina e carga.
ω_{mec}	Velocidade mecânica do rotor.
T_{carga}	Torque de carga.
ω_{sl}	Velocidade de escorregamento do motor.
ω_s	Velocidade síncrona do motor.
T_{em}	Torque eletromagnético do motor.
\vec{v}_{sdq}	Vetor tensão dq do estator.
\vec{i}_{sdq}	Vetor corrente dq do estator.
$\vec{\Psi}_{sdq}$	Vetor fluxo magnético dq do estator.
$\vec{\Psi}_{rdq}$	Vetor fluxo magnético dq do rotor.
R_s	Resistência do estator.
R_r	Resistência do rotor.
L_s	Indutância própria do estator.

Manuscript received 09/16/2022; first revision 11/04/2022; accepted for publication 02/01/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.1.0041>

L_r	Indutância própria do rotor.
L_m	Indutância mútua do motor.
V_{cc}	Tensão do barramento CC.
T_s	Tempo de amostragem do controlador.

I. INTRODUÇÃO

O motor de indução (MI) tem sido amplamente utilizado em aplicações que exigem alta precisão no controle de torque em uma ampla faixa de velocidade, como em veículos elétricos [1]–[4]. Considerando as estratégias de controle para MI, uma solução que vem sendo usada recentemente é o controle preditivo baseado em modelo (MPC) devido a sua alta flexibilidade e simplicidade [5]. A ideia básica por trás do MPC é usar o modelo da planta para prever o comportamento das variáveis do sistema dentro de um horizonte de tempo. Através da minimização de uma função custo usando o comportamento idealizado e o previsto, o desempenho otimizado do controle pode ser obtido pela seleção dos sinais de controle para a planta [6], [7]. No entanto, o MPC clássico emprega o modelo do MI para o projeto dos controladores, o que pode ocasionar na degradação do desempenho do controlador devido a erros em seus parâmetros.

Recentemente, algumas estratégias de MPC foram propostas para aumentar a robustez contra a incompatibilidade entre os valores dos parâmetros da máquina e do controlador, conforme apresentado em [8]–[10]. Em [11] o MPC comum emprega um modelo não linear considerando a representação de Taylor do MI para cada ponto de equilíbrio. Um controle preditivo de torque para MI que faz uso da combinação de um observador de modo deslizante integral e um observador Luenberger adaptativo é apresentado em [12].

O trabalho [13] propõe um controle preditivo de corrente baseado apenas no modelo ultra local. O controlador precisa apenas dos dados de entrada e saída sem a necessidade dos parâmetros do motor. Em [14] um controle sem o modelo da máquina também é proposto e o sinal de controle é determinado pela corrente amostrada e pelo erro de corrente. Em [15] e [16] observadores lineares de estado estendido são empregados para esta tarefa. O MPC robusto com emprego de um observador proporcional-integral generalizado é apresentado em [17]. Os resultados apresentados são satisfatórios na presença de erros nos parâmetros do MI.

Em [18] é proposto um controle preditivo robusto de corrente *deadbeat*, que utiliza o erro entre as correntes medidas e as correntes previstas para compensar a influência das alterações dos parâmetros da máquina. Este método mostra boa robustez contra essas variações. No mesmo caminho é apresentado uma proposta de controle preditivo robusto no trabalho [19].

Visando diminuir o erro na previsão de corrente do estator, [20] e [21] utilizam o observador Luenberger para alcançar este objetivo. O controle robusto de corrente baseado no controle *deadbeat* apresentado por [20], mostrou bom desempenho dinâmico e forte robustez nos testes experimentais em relação ao controle de corrente PI e *deadbeat* tradicional. Os resultados experimentais da estratégia MPC proposta por [21] apontaram um desempenho superior ao MPC tradicional.

Este artigo propõe um controle preditivo robusto de corrente baseado em modelo para MI no referencial síncrono, usando a corrente do estator e o vetor fluxo do rotor como estados, e o vetor tensão do estator como entrada. Nele é incorporado o controle indireto orientado por campo do rotor (IFOC), que apresenta propriedades de robustez estrutural [22]. A proposta diferencia-se com relação à estratégia de controle preditivo por estados finitos clássica e demais soluções citadas anteriormente pela construção do algoritmo de controle. O cálculo do vetor tensão do estator predito é resultante da soma de uma parcela oriunda do MPC clássico com outra baseada no princípio do controle *deadbeat*, responsável pela compensação de erros nos parâmetros do MI refletidos nas variações das correntes medidas e previstas. Este vetor é comparado com os vetores tensão que podem ser gerados pelo inversor através do equacionamento de uma função custo. O estado topológico do inversor é obtido após a minimização dessa função, o que não é feito em [18], [20]. Os resultados endossam o desempenho do controle preditivo robusto proposto em operação normal e durante a presença dos erros de parâmetro.

II. CONTROLE PREDITIVO ROBUSTO DE CORRENTE BASEADO EM MODELO POR ESTADOS FINITOS PARA O MI

Para a proposta apresentada, o controlador prevê o comportamento futuro do vetor tensão do estator, compara este valor com os sinais de tensão que podem ser aplicados e atualiza o estado das chaves do conversor após a minimização de uma função custo. A previsão do vetor tensão é feita com base no modelo da máquina e é resultante da soma de outros dois vetores tensão: um para referência e outro para diferenças nas correntes do estator, ocasionadas por variações paramétricas. O modelo de previsão e o cálculo da parcela de compensação são diferentes do apresentado em [19]. O valor predito é comparado com cada um dos vetores que podem ser produzidos pelos estados das chaves eletrônicas do inversor. Tal comparação é realizada por meio da definição de uma função custo, na qual são armazenados os seus valores sob a forma de um vetor para cada um dos estados topológicos do inversor. O menor elemento deste vetor é selecionado para que o estado das chaves correspondente possa ser aplicado.

A. Modelo do Motor de Indução

O modelo matemático do MI pode ser representado através do uso de vetores espaciais no referencial síncrono com relação ao fluxo do rotor de acordo com [23] por:

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

$$\vec{\psi}_{rdq} + \tau_r \frac{d\vec{\psi}_{rdq}}{dt} = L_m \vec{i}_{sdq} \quad (2)$$

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

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

nas quais $\tau_r = L_r/R_r$; $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$; $k_r = L_m/L_r$; $R_\sigma = R_s + R_r(L_m^2/L_r^2)$ e $\tau_\sigma = \sigma L_s/R_\sigma$. O símbolo “*” expressa o conjugado do número complexo.

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

Esta proposta de controle preditivo de corrente considera as divergências entre os valores dos parâmetros reais da máquina e aqueles inseridos no controlador para a previsão do vetor tensão do estator dado em (5). O vetor tensão predito $\vec{v}_{sdq}^p(k)$ é composto por dois elementos: um para a tensão calculada considerando a referência de corrente do estator, $\vec{v}_{ff}(k)$, e outro para a tensão que leva em consideração os erros paramétricos do MI, $\vec{v}_{fb}(k)$. Os erros paramétricos são modelados em torno de variações nas correntes do estator.

$$\vec{v}_{sdq}^p(k) = \vec{v}_{ff}(k) + \vec{v}_{fb}(k). \quad (5)$$

A seleção do vetor tensão a ser aplicado nos terminais do estator é realizada através da minimização da função custo g (6), limitando-se os vetores tensão que podem ser aplicados pelo inversor (\vec{v}_{sdq}^x).

$$g = \left| \vec{v}_{sdq}^x - \vec{v}_{sdq}^p(k) \right|. \quad (6)$$

A minimização garante que o comportamento da variável controlada atinja o sinal de referência.

O método de controle apresentado faz uso de um inversor de fonte de tensão de dois níveis (VSI), que permite a aplicação de até oito vetores tensão definidos pelo estado das chaves eletrônicas, conforme apresentado na Tabela I.

TABELA I
Estados de Comutação e Vetores Tensão do VSI

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

O vetor \vec{v}_{sdq}^x no referencial síncrono pode ser expresso por:

$$\vec{v}_{sdq}^x = \frac{2}{3} (S_1 + aS_2 + a^2S_3) e^{-j\omega_s t} V_{cc}, \quad (7)$$

onde S_i representa o estado de comutação de cada i ramo do inversor e $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

A relação entre a corrente do estator, fluxo do rotor e o vetor tensão é mostrada em (1) e pode ser empregada para representar $\vec{v}_{ff}(k)$. O ponto de partida para o cálculo de $\vec{v}_{ff}(k)$ é a discretização de (1) usando o método de Euler para um tempo de amostragem T_s [8],[24]. Dessa forma, a discretização

de (1) é expressa por:

$$\begin{aligned} \frac{\vec{v}_{sdq}(k)}{R_\sigma} &= \tau_\sigma \frac{\Delta \vec{i}_{sdq}(k)}{T_s} + (1 + jp\omega_{mec} \tau_\sigma) \vec{i}_{sdq}(k) \\ &\quad - \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - jp\omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{rdq}(k), \end{aligned} \quad (8)$$

na qual $\Delta \vec{i}_{sdq}(k) = \vec{i}_{sdq}(k+1) - \vec{i}_{sdq}(k)$ para o instante k .

O cálculo de $\vec{v}_{ff}(k)$ pode ser realizado usando (8). Nesse caso, $\Delta \vec{i}_{sdq}(k) = \vec{i}_{sdq}^{ref} - \vec{i}_{sdq}(k)$, na qual $\vec{i}_{sdq}(k+1) = \vec{i}_{sdq}^{ref}$ é a referência do vetor corrente do estator. Assim, tem-se:

$$\begin{aligned} \vec{v}_{ff}(k) &= R_\sigma \left(\tau_\sigma \frac{\Delta \vec{i}_{sdq}(k)}{T_s} + (1 + jp\omega_{mec} \tau_\sigma) \vec{i}_{sdq}(k) \right) \\ &\quad - k_r \left(\frac{1}{\tau_r} - jp\omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{rdq}(k). \end{aligned} \quad (9)$$

O cálculo de $\vec{v}_{fb}(k)$ é realizado usando (8) com um período de amostragem de atraso, conforme mostrado em (10).

$$\begin{aligned} \frac{\vec{v}_{sdq}(k-1)}{R_\sigma} &= \tau_\sigma \frac{\Delta \vec{i}_{sdq}(k-1)}{T_s} + (1 + jp\omega_{mec} \tau_\sigma) \vec{i}_{sdq}(k-1) \\ &\quad - \frac{k_r}{R_\sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} - jp\omega_{mec} \right) \vec{\psi}_{rdq}(k-1), \end{aligned} \quad (10)$$

na qual $\Delta \vec{i}_{sdq}(k-1) = \vec{i}_{sdq}(k) - \vec{i}_{sdq}(k-1)$ para o instante de tempo $(k-1)$.

Subtraindo (10) de (8) para um incremento de corrente do estator no instante k , considerando $\Delta \vec{i}_{sdq}(k) = 0$ e que a ação dinâmica do fluxo do rotor é mais lenta do que a do fluxo do estator, isso é, $\vec{\psi}_{rdq}(k) \cong \vec{\psi}_{rdq}(k-1)$; chega-se a expressão (11).

$$\begin{aligned} \frac{\vec{v}_{sdq}(k) - \vec{v}_{sdq}(k-1)}{R_\sigma} &= -\frac{\tau_\sigma \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1)}{T_s} \\ &\quad + (1 + jp\omega_{mec} \tau_\sigma) \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1). \end{aligned} \quad (11)$$

A hipótese $\Delta \vec{i}_{\alpha\beta s}(k) = 0$ é adotada para garantir que não haja incremento devido à variação de parâmetros do MI [8], [25].

A equação (11) pode ser reorganizada na forma de:

$$\vec{v}_{sdq}(k) - \vec{v}_{sdq}(k-1) = R_\sigma \left(1 + jp\omega_{mec} \tau_\sigma - \frac{\tau_\sigma}{T_s} \right) \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1). \quad (12)$$

A equação (12) permite calcular o incremento do vetor tensão do estator quando há incremento no vetor corrente devido às diferenças nos parâmetros da planta. A ideia por trás da definição da componente \vec{v}_{fb} é expressá-la em função da variação do vetor corrente do estator. Portanto, utilizando-se de (12), \vec{v}_{fb} é definido em (13).

$$\vec{v}_{fb} = -G \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1), \quad (13)$$

na qual G representa o ganho definido por:

$$G = -R_\sigma \left(1 + j p \omega_{mec} \tau_\sigma - \frac{\tau_\sigma}{T_s} \right), \quad (14)$$

o que leva a definição de $\vec{v}_{fb}(k)$ como:

$$\vec{v}_{fb}(k) = R_\sigma \left(1 + j p \omega_{mec} \tau_\sigma - \frac{\tau_\sigma}{T_s} \right) \Delta \vec{i}_{sdq}(k-1). \quad (15)$$

Para o cálculo de $\vec{v}_{sdq}^p(k)$ descrito em (5), os vetores tensão $\vec{v}_{ff}(k)$ e $\vec{v}_{fb}(k)$ são obtidos por meio de (9) e (15), respectivamente. Por fim, $\vec{v}_{sdq}^p(k)$ servirá como entrada para a função custo g , que é minimizada considerando o valor previsto $\vec{v}_{sdq}^p(k)$ e os oito vetores tensão do inversor \vec{v}_{sdq}^x . Assim, a solução proposta permite controlar o vetor corrente do estator do MI.

A Figura 1 mostra a representação em diagrama de blocos do controle preditivo robusto de corrente implementado para o MI. Os sinais de referência das correntes i_{sd}^{ref} e i_{sq}^{ref} são gerados através da magnitude do fluxo do rotor e do torque eletromagnético, conforme (16) e (17) derivadas de [23], fazendo uso da técnica de controle orientado por campo. Nessa técnica, o eixo das abscissas do sistema de coordenadas é alinhado com o vetor fluxo do rotor, permitindo o desacoplamento elétrico entre T_{em} e $|\vec{\Psi}_{rdq}|$, o que por sua vez, possibilita o controle independente do torque mantendo-se o fluxo constante. Essas componentes são aplicadas em (12) para $\Delta \vec{i}_{sdq}(k)$, visto que $\vec{i}_{sdq}^{ref} = i_{sd}^{ref} + j i_{sq}^{ref}$.

$$i_{sd}^{ref} = \frac{|\vec{\Psi}_{rdq}|^{ref}}{L_m} \quad (16)$$

$$i_{sq}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{L_r}{p L_m} \frac{T_{em}^{ref}}{|\vec{\Psi}_{rdq}|^{ref}}. \quad (17)$$

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O método de controle apresentado foi implementado na bancada de teste experimental mostrada na Figura 2. A bancada de testes é composta por um motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo de 1,1kW. O acionamento é feito por um inversor de fonte de tensão de dois níveis e a tensão do barramento CC é ajustada por um variac de 3 kVA. O torque de carga aplicado no eixo do motor é feito por um freio de Foucault. O sistema de controle é composto pelo kit de desenvolvimento da Texas Instruments, LAUNCHXL-F28379D, que conta com o microprocessador TMS320F28379D incorporado com o condicionamento de sinais realizado por circuitos auxiliares construídos em laboratório. Um encoder incremental de 3600 pulsos por rotação mede a posição do rotor. O algoritmo de controle usa apenas um horizonte de predição e é executado a uma frequência de amostragem de 20 kHz. O controlador PI presente na Figura 1 para a malha de controle de velocidade foi ajustado em um processo de tentativa e erro até que a velocidade angular mecânica apresentasse erro em regime permanente inferior a 5%. Os dados do motor são apresentados na Tabela II.

TABELA II
Dados do Acionamento

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	1,1	kW
Velocidade nominal	1700	rpm
Torque nominal	6,18	N·m
Frequência nominal	60	Hz
Tempo de amostragem	50	μ s
Número de polos	4	-
Resistência do estator	7,1	Ω
Resistência do rotor	3,98	Ω
Indutância do estator	545	mH
Indutância do rotor	545	mH
Indutância mútua	526	mH
Tensão do barramento CC	412	V

A. Comportamento Dinâmico Sem Malha de Controle de Velocidade

Os primeiros testes foram realizados sem carga com o intuito de avaliar o desempenho do método de controle proposto usando i_{sd} e i_{sq} diretamente como sinais de controle. No primeiro teste, manteve-se o sinal de referência para a componente q da corrente constante ($i_{sq}^{ref} = 0$ A), enquanto à componente d foi aplicada uma onda quadrada de referência (i_{sd}^{ref}) variando a sua amplitude de 0,19 A a 1,52 A (Figura 3). No segundo teste o inverso foi feito com os sinais de $i_{sd}^{ref} = 1,33$ A e i_{sq}^{ref} variando entre 0,987 A e -0,987 A de acordo com a Figura 4.

Os resultados para as respostas das correntes do estator mostram que as referências foram seguidas para os dois ensaios. Os degraus vistos em detalhes trazem tempos de acomodação de 0,5 ms para i_{sd} e 0,75 ms para i_{sq} , aproximadamente.

B. Comportamento Dinâmico com Controle de Velocidade

Com a inclusão da malha de controle de velocidade, foram realizados ensaios para o motor operando em vazio e sob aplicação de carga. Primeiramente, o controle de velocidade do MI sem carga foi testado com a aplicação de um degrau de referência para a velocidade do rotor (ω_{mec}^{ref}) de -850 rpm a 850 rpm de acordo com a Figura 5. Os sinais de velocidade e das componentes dq da corrente do estator medidos durante o teste são mostrados na Figura 5, gerada pelo software Simulink™\MATLAB® após exportação dos dados dos sinais capturados pelo osciloscópio. Os ganhos proporcional e integral do controlador PI foram ajustados em 0,1 e 0,3, respectivamente.

Os resultados mostraram que o tempo de acomodação para o sinal medido de velocidade foi de aproximadamente 0,9 s durante a sua reversão, na qual o torque máximo aplicado fora limitado a 6,18 N·m. O valor da velocidade de pico atingida durante o teste foi de aproximadamente 1100 rpm. A média registrada para o valor de i_{sd} foi de 1,3 A, próximo da referência de 1,33 A imposta. O valor máximo para a componente i_{sq} medida foi de 3,36 A, um pouco além da sua referência de 3 A destacada na Figura 5.

No segundo ensaio, aplicou-se uma carga variável no eixo do motor, mantendo a velocidade de referência constante. De acordo com a Figura 6, enquanto eram mantidos 850 rpm de referência, o freio magnético foi acionado durante

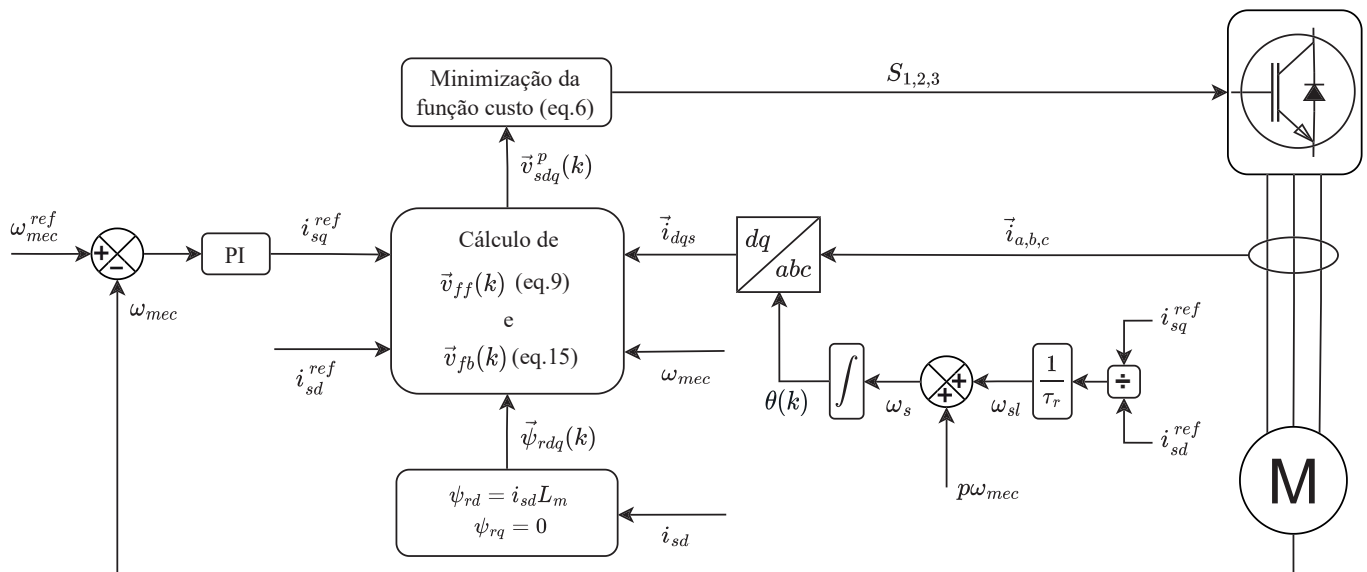


Fig. 1. Diagrama de blocos do controle preditivo robusto de corrente proposto para MI.

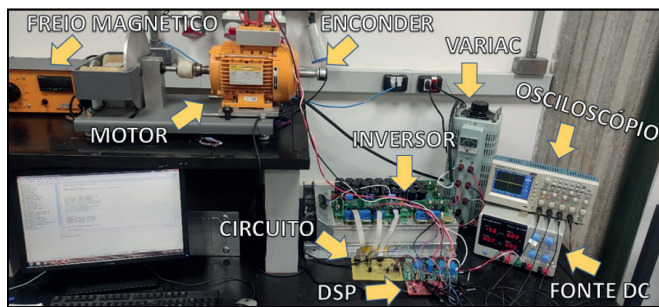


Fig. 2. Bancada experimental.

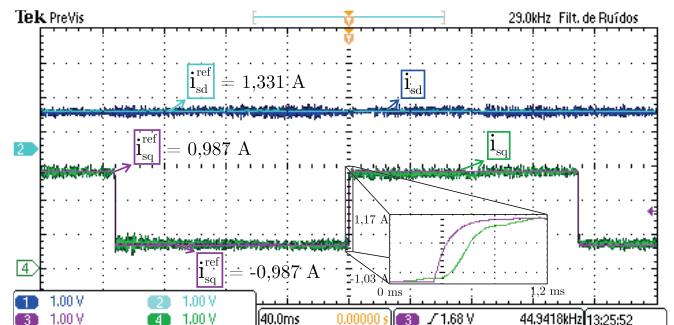


Fig. 4. Formas de onda das componentes da corrente do estator em resposta ao degrau de referência da corrente i_{sq} .

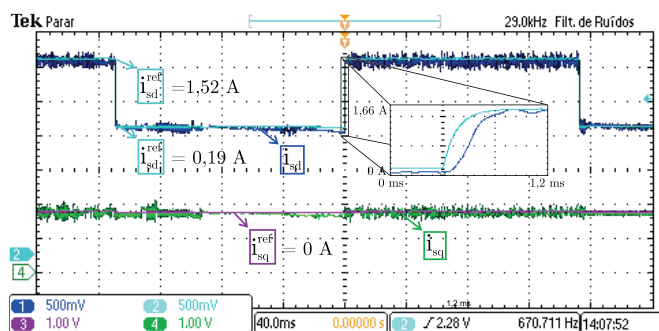


Fig. 3. Formas de onda das componentes da corrente do estator em resposta ao degrau de referência da corrente i_{sd} .

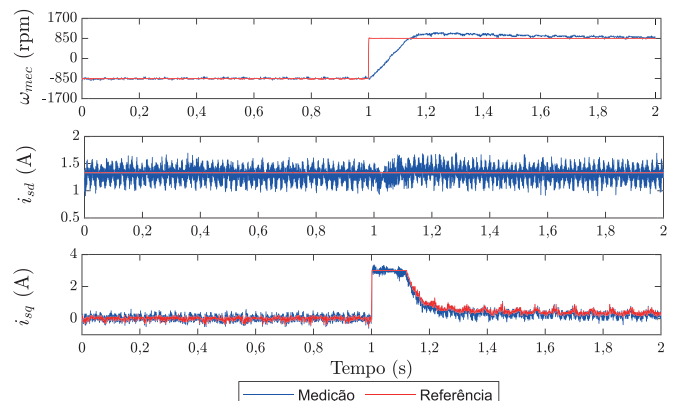


Fig. 5. Formas de onda da velocidade e das componentes dq da corrente do estator ante uma manobra de reversão de velocidade.

curtos períodos de tempo, provocando variações no torque eletromagnético de 1,3 N·m a 4,3 N·m até ser desligado novamente. Os valores de T_{em} e T_{em}^{ref} são calculados por meio de (17), utilizando as correntes i_{sd}^{ref} e i_{sq}^{ref} , e as medições de $i_{sq}(k)$ e $i_{sd}(k)$. Os resultados mostraram que a referência de torque pôde ser atendida adequadamente. Já a resposta de velocidade apresentou tempo de acomodação de cerca de 0,8 s.

C. Comportamento em Regime sob Condição de Variação Paramétrica

A fim de verificar a robustez do método de controle a alterações nos valores dos parâmetros do motor, seu desempenho em regime permanente foi analisado quando os parâmetros do MI são alterados. O MI foi mantido em velocidade constante de 850 rpm com carga constante igual à aplicada no teste anterior. Os valores das resistências R_r ,

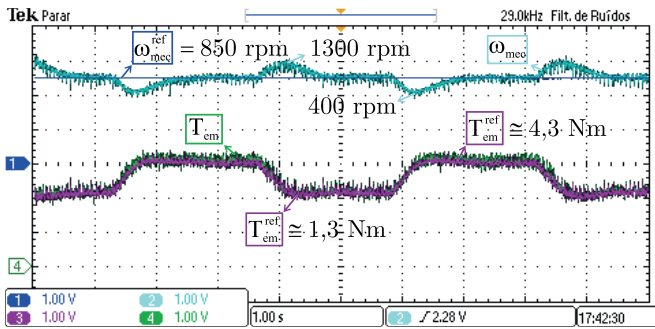


Fig. 6. Formas de onda de velocidade e torque para resposta dinâmica do método de controle proposto sob aplicação de carga parcial.

e R_s foram alterados multiplicando-os por $(1 + \sigma)$ para o cálculo da tensão de referência, $\vec{v}_{ff}(k)$. Assim, a variação σ é virtualmente inserida no algoritmo de controle [26], mais precisamente nas constantes de (9).

A resposta para a velocidade mecânica do rotor é mostrada na Figura 7.a. Nas Figuras 7.b e c foram plotados os comportamentos das componentes da corrente do estator. Os valores de σ foram alterados em períodos regulares ao longo do tempo com acréscimos constantes de 200 % ao valor de σ e podem ser vistos na Figura 7.d.

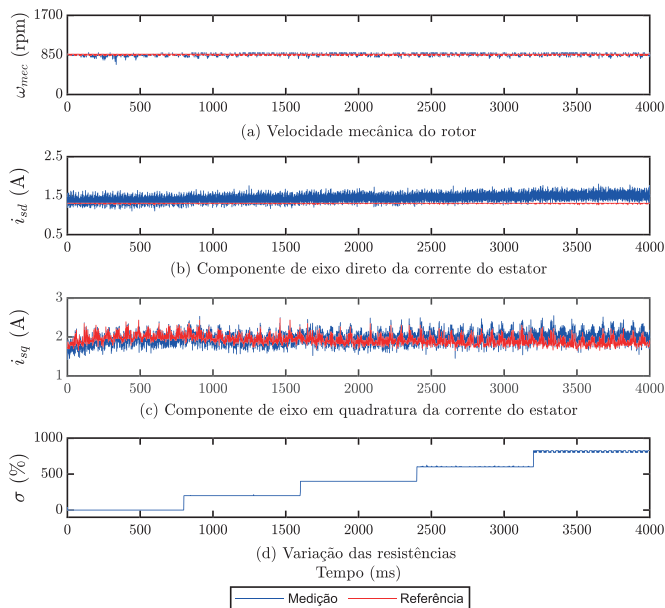


Fig. 7. Resposta em regime permanente do controle proposto sob carga parcial e variações dos valores das resistências.

Independentemente da variação aplicada, a velocidade do motor pôde ser mantida dentro da banda de erro de 5%. O erro de regime de i_{sd} foi se acentuando de acordo com o aumento de σ . Já as respostas para i_{sq} mostraram uma maior estabilidade para o controlador, com um ligeiro aumento do erro em regime para faixa de variação de 800% das resistências.

Também foi realizado outro teste para avaliar o impacto das variações nas resistências do motor. Mantendo as mesmas condições de contorno, R_r e R_s foram alterados dividindo-os por $(1 + \delta)$ para o cálculo da tensão de referência, $\vec{v}_{ff}(k)$. Os sinais de velocidade, das componentes dq da corrente e da variação δ são apresentados na Figuras 8.a, b, c e d, respectivamente.

O controlador foi capaz de manter os sinais medidos próximos de suas referências em todas as faixas de variação, mas com erros em regime significativamente menores em comparação com o teste anterior. Mesmo para um δ igual a 800 % não foi possível ver nenhum impacto no desempenho do controlador.

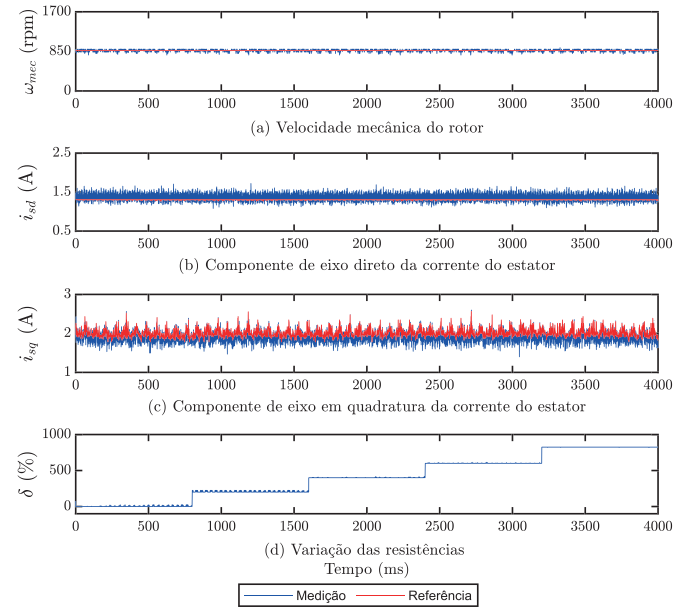


Fig. 8. Resposta em regime permanente do controle proposto sob carga parcial e variações dos valores das resistências.

IV. CONCLUSÕES

Este artigo propõe um MPC robusto para o controle de corrente de MIs usando o controle por orientação indireta em referencial síncrono. O método proposto calcula o vetor tensão do estator aplicado como uma soma de dois elementos de tensão: um de referência baseado no MPC clássico e outro considerando a abordagem da técnica *deadbeat* para compensar variações nos parâmetros da planta. Dessa forma, o vetor tensão do estator é selecionado através da minimização uma função custo.

A proposta demonstrou forte robustez contra variações nos valores das resistências do MI. Mesmo variações de 800% nos valores nominais não comprometeram o desempenho em regime permanente do motor, indicando potencial para aplicações que requerem estabilidade no controle de MIs. Os resultados experimentais endossam os bons desempenhos dinâmico e em regime para o controle proposto.

AGRADECIMENTOS

Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa – Fundep Rota 2030/Linha V, processo: 27192.03.01/2020.13-00 pelo apoio financeiro e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) (405757/2018-2).

REFERÊNCIAS

- [1] G. Buja, M. Kazmierkowski, “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*,

- vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Ago. 2004, doi: 10.1109/TIE.2004.831717.
- [2] M. P. Kazmierkowski, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, M. A. Perez, J. I. Leon, “High-Performance Motor Drives”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 6–26, Set. 2011, doi: 10.1109/MIE.2011.942173.
- [3] M. Nagataki, K. Kondo, O. Yamazaki, K. Yuki, Y. Nakazawa, “Online Auto-Tuning Method in Field-Orientation-Controlled Induction Motor Driving Inertial Load”, *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 3, pp. 125–140, Jul. 2022, doi: 10.1109/OJIA.2022.3189343.
- [4] K. V. R. Rai, B. Singh, “Sliding Model-Based Predictive Torque Control of Induction Motor for Electric Vehicle”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 1, pp. 742–752, Jan.-Fev. 2022, doi:10.1109/TIA.2021.3131973.
- [5] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, S. A. Davari, J. Rodas, D. F. Valencia, M. Elmorshedy, 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 Drivesx2014;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.
- [6] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, C. A. Rojas, “State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, Maio 2013, doi:10.1109/TII.2012.2221469.
- [7] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, P. Zanchetta, “Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, Mar. 2014, doi: 10.1109/MIE.2013.2290138.
- [8] A. J. Sguarezi Filho, A. L. de Oliveira, L. L. Rodrigues, E. C. M. Costa, R. V. Jacomini, “A Robust Finite Control Set Applied to the DFIG Power Control”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 4, pp. 1692–1698, Dez. 2018, doi:10.1109/JESTPE.2018.2833474.
- [9] Z. Zhang, Y. Liu, X. Liang, H. Guo, X. Zhuang, “Robust Model Predictive Current Control of PMSM Based on Nonlinear Extended State Observer”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 862–873, Fev. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2022.3192064.
- [10] E. R. C. Duque, A. Lunardi, J. S. Solís-Chaves, T. d. S. Paiva, D. A. Fernandes, A. J. Sguarezi Filho, “Improvement of Robustness of MPC Adding Repetitive Behavior for the DFIG Current Control”, *Energies*, vol. 15, no. 11, Jun. 2022, doi:10.3390/en15114114, URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/11/4114>.
- [11] F. Stinga, D. Popescu, “Robust model predictive control of an induction motor”, in *18th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 381–386, 2014, doi: 10.1109/ICSTCC.2014.6982446.
- [12] M. 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, Mar. 2022, doi:10.1109/TIE.2022.3169831.
- [13] Y. Zhang, X. Wang, B. Zhang, H. Yang, “A Robust Model-Free Predictive Current Control of Induction Motor Drives”, in *22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–5, 2019, doi:10.1109/ICEMS.2019.8921533.
- [14] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, B. Zhang, J. Rodriguez, C. Garcia, “A Model-Free Predictive Current Control of Induction Motor Based on Current Difference”, in *IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 1038–1042, 2020, doi:10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368240.
- [15] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, B. Zhang, J. Rodriguez, “A Robust Predictive Current Control of Induction Motor Drives”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5136–5140, 2020, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9235789.
- [16] Y. Zhang, X. Wang, H. Yang, B. Zhang, J. Rodriguez, “Robust predictive current control of induction motors based on linear extended state observer”, *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 7, no. 1, pp. 94–105, Mar. 2021, doi:10.23919/CJEE.2021.000009.
- [17] J. Wang, F. Wang, G. Wang, S. Li, L. Yu, “Generalized Proportional Integral Observer Based Robust Finite Control Set Predictive Current Control for Induction Motor Systems With Time-Varying Disturbances”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 9, pp. 4159–4168, Set. 2018, doi: 10.1109/TII.2018.2818153.
- [18] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, “Enhanced Robust Deadbeat Predictive Current Control for Induction Motors”, in *IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 600–604, 2021, doi: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680912.
- [19] R. B. F. Figueiredo, A. Lunardi, A. J. S. Filho, A. Pelizari, “Controle Preditivo Robusto com Conjunto Finito de Estados para Máquinas de Indução”, *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 27, no. 3, pp. 208–215, Set. 2022, doi: <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2022.3.0027>.
- [20] B. Wang, X. Chen, Y. Yu, C. Wang, B. Li, D. Xu, “Robust predictive current control for induction motor in synchronous rotating frame”, in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pp. 1–5, 2016, doi:10.1049/cp.2016.0270.

- [21] L. Yan, F. Wang, J. Rodriguez, “Luenberger Prediction Model-Based Robust Predictive Current Control of Induction Machine Drives”, in *IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 1006–1010, 2020, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368026.
- [22] 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.
- [23] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*, vol. 40, John Wiley & Sons, 2012.
- [24] A. J. S. Filho, *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, Elsevier, 2022, doi:10.1016/C2020-0-01024-8.
- [25] Sheng-Ming Yang, Chen-Haur Lee, “A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 772–778, Set. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.802182.
- [26] 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.

DADOS BIOGRÁFICOS

Igor Oliani Bacharel em Ciência e Tecnologia pela Universidade Federal do ABC (2019) onde atualmente está cursando Engenharia de Energia e participando do programa de mestrado em engenharia elétrica. Sua linha de pesquisa é focada em sistemas elétricos e eletrônica de potência aplicada a acionamentos de motores elétricos e veículos elétricos.

Thiago Baldim dos Santos é bacharel em Engenharia Elétrica pelo Instituto Mauá de Tecnologia, (2019) e atualmente cursa o programa de doutorado em energia da Universidade Federal do ABC (UFABC). Sua linha de pesquisa é focada em sistemas elétricos e eletrônica de

potência aplicada a acionamentos de máquinas elétricas e veículos elétricos.

Rafael Figueiredo é Graduado em Bacharel de Ciências e Tecnologia (2018) e Automação, Engenharia de Instrumentação e Robótica (2022) pela Universidade Federal do ABC (UFABC), onde agora cursa um Mestrado em Engenharia Elétrica e um Bacharelado em Ciência da Computação. Faz parte do LEPS (Laboratório de Eletrônica de Potência e Rede Inteligente – UFABC) e tem como interesse de pesquisa eletrônica de potência, acionamentos de motor, eletrificação e energias renováveis.

Daniel Albiero é formado pela Faculdade de Engenharia Agrônoma da Unicamp (2001), Graduação incompleta em Física na Unicamp (1996), mestrado (2005) e doutorado (2009) em Engenharia Agrônoma na Unicamp. Atualmente é Professor de Projeto de Máquinas Agrícolas e Robótica na Faculdade de Engenharia Agrícola (FEAGRI), Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Coordenador de Extensão da FEAGRI/UNICAMP. Tem experiência em Engenharia Agrícola, com ênfase em dinâmica do solo, projeto e avaliação de máquinas agrícolas, maquinário agroecológico, equipamentos para agricultura familiar, óptica aplicada à engenharia agrícola, construções rurais com material alternativo, propriedades físicas e mecânicas do material biológico, aviação agrícola, gestão da qualidade na agricultura, energia na agricultura (biomassa e vento) e robótica na agricultura.

Ademir Pelizari é engenheiro eletricitista 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 é Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) em 2007 e 2010, respectivamente. Atualmente, é Professor Associado da Universidade Federal do ABC (UFABC). Ele é um membro sênior do IEEE e autor de diversos artigos em revistas científicas nacionais e internacionais e capítulos de livros nas áreas de máquinas elétricas, acionamentos de máquinas, veículos elétricos, eletrônica de potência, energia eólica e fotovoltaica.