

CONTROLE PREDITIVO DE TORQUE POR CONJUNTO DE ESTADOS FINITOS APLICADO AO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Danilo de Carvalho Souza¹, Vitor Hugo Ferreira², José A. A. Torrico¹ e Alfeu J. Sguarezi Filho¹

¹Universidade Federal do ABC (UFABC), Santo André – SP, Brasil

²Universidade Federal Fluminense (UFF), Niterói – RJ, Brasil

e-mail: danilo.carvalho@ufabc.edu.br, vhferreira@id.uff.br, jose.torrico@ufabc.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br

Resumo – Este trabalho apresenta uma estratégia de controle preditivo de torque para o motor de indução monofásico. A técnica de controle proposta emprega o modelo matemático dinâmico dos enrolamentos auxiliar e principal para a realização da predição do fluxo e do torque do motor. O estado do inversor é escolhido com emprego da função custo minimizada que processa o erro entre as referências de torque e fluxo com suas respectivas predições. Tem como vantagens frente à outras técnicas conhecidas a simplicidade de implementação, não necessidade de ajuste de ganhos como controladores PI e a não necessidade de um algoritmo de modulação por largura de pulsos. Visto que é uma técnica ainda pouco empregada. Os resultados obtidos em bancada experimental corroboram com a proposta deste trabalho.

Palavras-chave – Controle Preditivo, Controle Vetorial, Controle de Torque, Finite Control Set, Motor de Indução Monofásico.

FINITE CONTROL SET MODEL PREDICTIVE TORQUE CONTROL FOR SINGLE-PHASE INDUCTION MOTOR

Abstract – This work presents a predictive torque control strategy for the single-phase induction motor. The proposed control technique employs the dynamic mathematical model of the auxiliary and main windings to perform the flux and torque prediction. The inverter state is chosen using the minimized cost function that processes the error between torque and flux references with their respective predictions. It has advantages over others known techniques as the simplicity of implementation, and it does not need to adjust gains like PI controllers or a pulse width modulation algorithm. The results obtained in an experimental bench corroborate the proposal of this work.

Keywords – Single-Phase Induction Motor, Finite Control Set, Predictive Control, Torque Control, Vector Control.

I. INTRODUÇÃO

O motor de indução monofásico (MIM) tem sido empregado nas mais diversas aplicações onde o sistema trifásico não está presente e necessita-se acionar cargas de

baixa potência. Este tipo de motor possui dois enrolamentos, sendo um principal e um auxiliar. O enrolamento auxiliar é utilizado para a partida do motor. Com a utilização de conversores eletrônicos de potência o acionamento torna-se mais eficiente, de forma que a variedade de possíveis aplicações aumenta. Podem ser empregados em bombas d'água, refrigeração, máquinas de lavar, dentre outros [1]–[3].

Neste contexto, os acionamentos de alto desempenho podem ser uma alternativa interessante para este tipo de motor. Os tipos de acionamentos realizados são os mesmos onde são empregados motores de indução trifásicos, com ajustes necessários devido aos dois enrolamentos presentes no MIM. Neste sentido, pode-se destacar o controle escalar, o controle vetorial e o controle direto de torque [4]–[7]. Dentre as técnicas de controle aplicadas no acionamento do MIM pode-se mencionar: o controle por histerese [8], no qual o controlador aciona as chaves do inversor com o emprego dos erros entre os valores de referência e o valores medidos das correntes do estator, o proporcional integral [9], que processa os erros das correntes de forma a calcular as componentes de tensão do estator, lógica nebulosa [10], por modos deslizantes [11], redes neurais [12], filtro de Kalman estendido com emprego de redes neurais [13] e o controle por realimentação linearizada [14].

Uma outra abordagem de controle de interesse crescente é o controle preditivo baseado em modelo (MPC), devido a sua alta flexibilidade e simplicidade. Esta estratégia é amplamente aplicada na eletrônica de potência [15], [16]. Basicamente, esta técnica de controle realiza a predição do comportamento da planta com emprego do seu modelo matemático e calcula ou escolhe a entrada com emprego de uma função custo minimizada que pode ter ou não restrições [17], [18]. Esta escolha possibilita o menor erro entre a referência e o valor medido.

No trabalho [19] foram propostos dois métodos de controle: controle de corrente por histerese e controle preditivo de corrente. O controle proposto neste trabalho difere-se por realizar o controle baseado nos erros de torque e fluxo e por não ser necessário realizar a transformação do sistema dq para o sistema $\alpha\beta$. Os resultados de simulação apresentados permitem observar um melhor desempenho quando comparado com o controlador por histerese. Uma proposta de controle preditivo de torque com emprego de redes neurais aplicado ao MIM validado por simulação computacional foi apresentado em [20]. Nesta proposta foi empregada uma rede neural para realizar a predição do comportamento da planta.

Este trabalho apresenta um controle preditivo de torque e fluxo do estator por conjunto de estados finitos para o MIM.

Manuscript received 10/24/2022; first revision 02/17/2023 and 04/26/2023; accepted for publication 06/21/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.3.0046>

Nesta proposta o MIM é acionado por um inversor trifásico que está conectado aos enrolamentos principal e auxiliar. O controlador preditivo realiza a previsão do torque e do fluxo com o emprego do modelo matemático dinâmico do MIM e dos vetores de tensão a partir dos estados do inversor. A função custo minimizada possibilita a escolha do vetor de tensão a ser aplicado nos enrolamentos principal e auxiliar do MIM de forma que as referências de torque e fluxo sejam atendidas com o menor erro absoluto possível.

O desenvolvimento deste modelo de controle não leva em consideração as variações dos parâmetros do motor. Apesar que neste trabalho testes experimentais com variação de 30% nas resistências foram realizados e mostram que o controlador mantém seu desempenho. Métodos conhecidos, como o FOC, possuem elevada performance desde que os parâmetros do motor sejam precisamente conhecidos [21]. Como as informações dos parâmetros do motor muitas vezes não são disponibilizadas, métodos de estimativa de parâmetros são desenvolvidos, como o método apresentado por [22]. O trabalho apresentado em [23] propõe um estimador de fluxo capaz de reduzir a sensibilidade do controle às variações de parâmetros. Já [24] desenvolveu um método de controle preditivo onde não há a necessidade de se utilizar os parâmetros do motor, sendo necessários somente dos dados de entrada e saída. A ref. [25] propõe um método livre de modelo para que não seja necessário utilizar os parâmetros do motor.

Os resultados obtidos em bancada experimental corroboram com o desempenho da proposta, pois é possível observar em resposta com tempo de acomodação menor que 3 ms. Por se tratar de um controle ainda pouco utilizado em máquinas de indução monofásicas, contribui de forma a expandir as oportunidades de estudos futuros. O desenvolvimento de novas tecnologias de controle de sinais, como DSP's com conversores analógico-digitais de maior resolução e maior velocidade de processamento, possibilitará que esta técnica de controle possa ser desenvolvida e aperfeiçoada.

Na seção 2 é apresentado o modelo matemático do motor, composto pelas equações que regem o seu funcionamento. A seção 3 tem em seu início a descrição do método de controle preditivo. Em seguida são apresentadas as equações deste método e as modificações necessárias para o emprego em motores de indução monofásicos. Também é apresentada a topologia do inversor e os componentes utilizados na bancada para obtenção dos resultados experimentais. Estes, por sua vez, são apresentados e analisados na seção 4. Para finalizar, a conclusão frente aos resultados obtidos é apresentada na seção 5.

II. MODELO MATEMÁTICO DINÂMICO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Neste trabalho foi utilizado um motor monofásico com capacitor de partida e chave centrífuga. Este motor é formado por enrolamentos assimétricos onde a bobina auxiliar possui uma quantidade menor de voltas que o enrolamento principal e está defasada eletricamente 90 graus deste enrolamento [26]. O capacitor de partida e a chave centrífuga, ambos ligados em série com o enrolamento auxiliar, foram retirados para que o controle pudesse atuar neste enrolamento. A performance

dinâmica do motor é descrita por equações diferenciais variantes no tempo em função da posição do rotor. Para resolver o problema da resolução destas equações foi utilizado o modelo de referência fixado no estator [27]. No modelo de referência estacionária as correntes variam em quadratura no tempo e são vistas na perspectiva do estator. Este modelo é equivalente ao modelo de um motor trifásico após a transformada de Clarke para o sistema ortogonal de duas fases $\alpha\beta$ [28].

Nas Figuras 1 e 2 estão representados os eixos $\alpha\beta$ referentes ao modelo do motor com referência no estator [29]–[31]. O eixo α é formado pelo enrolamento auxiliar e o eixo β é formado pelo enrolamento principal. A indutância mútua, representada por M_α e M_β , é responsável pela transferência de energia do estator para o rotor [32], [33]. Prosseguindo: v : tensão, ψ : fluxos, i : corrente, subscrito α : relativo ao enrolamento auxiliar, subscrito β : relativo ao enrolamento principal, s : referente ao estator, r : referente ao rotor, p : polos e ω_r : relativo à velocidade elétrica.

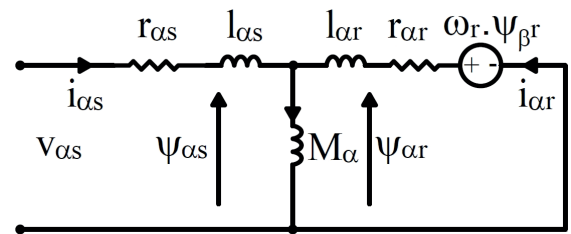


Fig. 1. Representação dos fluxos do estator e do rotor – eixo α .

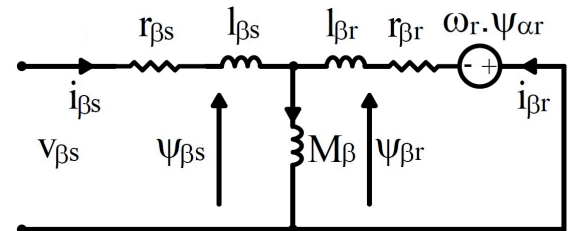


Fig. 2. Representação dos fluxos do estator e do rotor – eixo β .

A modelagem matemática dinâmica do motor de indução monofásico para os circuitos do estator e rotor pode ser representada com o emprego das seguintes equações [34] [35]:

$$v_{\alpha s} = r_{\alpha s} \cdot i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{\beta s} = r_{\beta s} \cdot i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \quad (2)$$

$$0 = r_r \cdot i_{\alpha r} + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \cdot \psi_{\beta r} \quad (3)$$

$$0 = r_r \cdot i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \cdot \psi_{\alpha r} \quad (4)$$

A relação entre fluxos e correntes é dada por:

$$\psi_{\alpha s} = (L_{\alpha s} \cdot i_{\alpha s}) + (M_{\alpha} \cdot i_{\alpha r}) \quad (5)$$

$$\psi_{\beta s} = (L_{\beta s} \cdot i_{\beta s}) + (M_{\beta} \cdot i_{\beta r}) \quad (6)$$

$$\psi_{\alpha r} = (L_r \cdot i_{\alpha r}) + (M_{\alpha} \cdot i_{\alpha s}) \quad (7)$$

$$\psi_{\beta r} = (L_r \cdot i_{\beta r}) + (M_{\beta} \cdot i_{\beta s}). \quad (8)$$

O torque eletromagnético pode ser representado como:

$$T_e = [(i_{\beta s} \cdot i_{\alpha r} \cdot M_{\beta}) - (i_{\alpha s} \cdot i_{\beta r} \cdot M_{\alpha})] \cdot \frac{p}{2}. \quad (9)$$

A dinâmica mecânica pode ser representada como:

$$\omega_r = \int \frac{(T_e - T_L)}{J \cdot \frac{2}{p}}, \quad (10)$$

sendo $\omega_m = \frac{2}{p} \cdot \omega_r$ relativo à velocidade mecânica do eixo.

Como os enrolamentos auxiliar e principal são assimétricos, as tensões $\alpha\beta$ medidas não possuem a mesma amplitude. O mesmo é válido para as correntes $\alpha\beta$. Para que as tensões e correntes possam ser utilizadas no controle da máquina é necessário multiplicar os valores lidos por $N_{s\alpha}/N_{s\beta}$ e $N_{s\beta}/N_{s\alpha}$, respectivamente [36].

III. CONTROLE PREDITIVO DE TORQUE APLICADO AO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

O controle preditivo baseado no modelo tem como principal característica a determinação das variáveis de torque e fluxo para a próxima interação do controle. Para cada vetor de tensão possível são calculados os fluxos do estator e do rotor, a corrente do estator e o torque eletromagnético. O vetor de tensão que ocasionar o menor erro entre o torque calculado e o torque medido e entre o fluxo calculado e o fluxo medido é selecionado para ser aplicado ao controle do motor de indução monofásico.

O desenvolvimento deste método de controle é baseado no controle apresentado por Rodriguez [37], utilizado para o controle de máquinas trifásicas. O principal desafio é conseguir aplicar os parâmetros da máquina nas equações de predição do torque e do fluxo, considerando que o motor monofásico possui enrolamentos assimétricos. Diferentemente dos motores trifásicos, para cada constante calculada através dos parâmetros da máquina há uma componente α e uma componente β , correspondente aos enrolamentos auxiliar e principal, respectivamente.

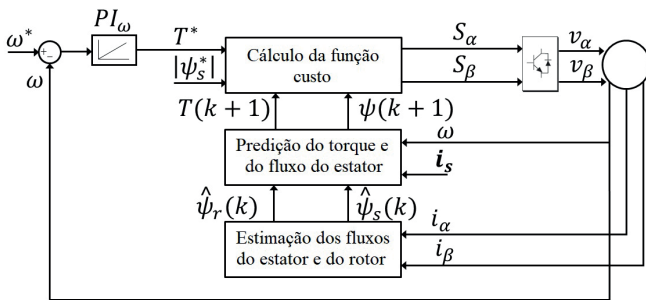


Fig. 3. Diagrama do controle preditivo.

A estratégia de controle de torque preditivo emprega (1), (2), (11) e (12) para realização da predição do comportamento do fluxo do estator e do torque. (11) e (12) podem ser encontradas através da manipulação de (1)–(8).

$$i_{\alpha s} + \tau_{\sigma\alpha} \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -j\omega_k \tau_{\sigma\alpha} i_{\alpha s} + \frac{k_{\alpha r}}{R_{\sigma\alpha}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_{\alpha r} + \frac{v_{\alpha s}}{R_{\sigma\alpha}} \quad (11)$$

$$i_{\beta s} + \tau_{\sigma\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} = -j\omega_k \tau_{\sigma\beta} i_{\beta s} + \frac{k_{\beta r}}{R_{\sigma\beta}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \psi_{\beta r} + \frac{v_{\beta s}}{R_{\sigma\beta}}, \quad (12)$$

sendo que $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\sigma_{\alpha} = 1 - \frac{M_{\alpha}^2}{L_r \cdot L_{\alpha s}}$, $\sigma_{\beta} = 1 - \frac{M_{\beta}^2}{L_r \cdot L_{\beta s}}$,

$k_{\alpha r} = \frac{M_{\alpha}}{L_r}$, $k_{\beta r} = \frac{M_{\beta}}{L_r}$, $R_{\sigma\alpha} = R_{\alpha s} + R_r \cdot k_{r\alpha}^2$, $R_{\sigma\beta} = R_{\beta s} + R_r \cdot k_{r\beta}^2$, $\tau_{\sigma\alpha} = \frac{\sigma_{\alpha} \cdot L_{\alpha s}}{R_{\sigma\alpha}}$, $\tau_{\sigma\beta} = \frac{\sigma_{\beta} \cdot L_{\beta s}}{R_{\sigma\beta}}$.

Na Figura 4 é possível observar a configuração do inversor utilizado. Este tipo de inversor, empregado também no controle de motores de indução trifásicos, possui três braços e seis chaves.

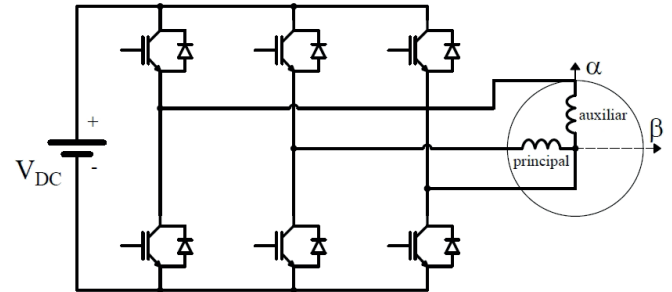


Fig. 4. Diagrama do inversor utilizado no acionamento do motor monofásico.

Com esta configuração é possível obter os oito vetores de tensão que estão apresentados na Tabela I. Estes vetores são os possíveis valores de tensão que poderão ser aplicados nos enrolamentos auxiliar e principal do motor de indução.

TABELA I
Vetores de Tensão

VETOR	REAL(α)	IMAG(β)
v_0	0	0
v_1	0	V_{DC}
v_2	V_{DC}	V_{DC}
v_3	V_{DC}	0
v_4	0	$-V_{DC}$
v_5	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$
v_6	$-V_{DC}$	0
v_7	0	0

Inicialmente, para a estimação das componentes do fluxo do estator são empregadas (1) e (2). As variáveis são manipuladas para se calcular o fluxo do estator em função das tensões $\alpha\beta$, das resistências do estator $\alpha\beta$ e das correntes $\alpha\beta$. Já as componentes do fluxo do rotor podem ser estimadas da seguinte forma [37]:

$$\psi_{\alpha r} = \frac{L_r}{M_{\alpha}} \cdot \psi_{\alpha s} + i_{\alpha s} \cdot \left(M_{\alpha} - \frac{L_r \cdot L_{\alpha s}}{M_{\alpha}} \right) \quad (13)$$

$$\psi_{\beta r} = \frac{L_r}{M_\beta} \cdot \psi_{\beta s} + i_{\beta s} \cdot \left(M_\beta - \frac{L_r \cdot L_{\beta s}}{M_\beta} \right). \quad (14)$$

Em seguida é realizada a predição do fluxo do estator. Para isto é empregado o método de Euler $\left(\frac{dx}{dt} \cong \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \right)$ durante o período de amostragem T_s [38] com o emprego de (1) e (2). As variáveis variantes no tempo possuem os sufixos $k+1$, para o instante futuro, e k para o instante atual. Para calcular o instante futuro $k+1$ é necessário empregar o período de amostragem T_s . Uma vez que $k+1$, k e T_s são utilizados, t é omitido das equações.

A predição das componentes do fluxo do estator é realizada utilizando-se as equações:

$$\psi_{\alpha s}(k+1) = \psi_{\alpha s}(k) + [T_s \cdot (v_{\alpha(n)}(k) - R_{\alpha s} \cdot i_{\alpha s}(k))] \quad (15)$$

$$\psi_{\beta s}(k+1) = \psi_{\beta s}(k) + [T_s \cdot (v_{\beta(n)}(k) - R_{\beta s} \cdot i_{\beta s}(k))] \quad (16)$$

$$\vec{\psi}_s(k+1) = [\psi_{\alpha s}(k+1), \psi_{\beta s}(k+1)]. \quad (17)$$

A predição das componentes do fluxo do rotor é realizada utilizando-se (13) e (14). Na sua forma discretizada com emprego do método de Euler torna-se:

$$\psi_{\alpha r}(k+1) = \frac{L_r}{M_\alpha} \cdot \psi_{\alpha s}(k) + i_{\alpha s}(k) \cdot \left(M_\alpha - \frac{L_r \cdot L_{\alpha s}}{M_\alpha} \right) \quad (18)$$

$$\psi_{\beta r}(k+1) = \frac{L_r}{M_\beta} \cdot \psi_{\beta s}(k) + i_{\beta s}(k) \cdot \left(M_\beta - \frac{L_r \cdot L_{\beta s}}{M_\beta} \right). \quad (19)$$

(18) e (19) representam as componentes do fluxo do rotor no instante $k+1$.

A representação de (11) e (12) na forma discretizada, empregadas para predição do comportamento das correntes no instante $k+1$, pode ser definida da seguinte forma:

$$i_{\alpha s}(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_{\sigma\alpha}} \right) \cdot i_{\alpha s} + \frac{T_s}{\tau_{\sigma\alpha} + T_s} \cdot \left\{ \frac{1}{R_{\sigma\alpha}} \cdot \left[\left(\frac{k_{\alpha r}}{\tau_r} - k_{\alpha r} \cdot \omega_m \right) \cdot \psi_{\alpha r}(k) + v_{\alpha(n)}(k) \right] \right\} \quad (20)$$

$$i_{\beta s}(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_{\sigma\beta}} \right) \cdot i_{\beta s} + \frac{T_s}{\tau_{\sigma\beta} + T_s} \cdot \left\{ \frac{1}{R_{\sigma\beta}} \cdot \left[\left(\frac{k_{\beta r}}{\tau_r} - k_{\beta r} \cdot \omega_m \right) \cdot \psi_{\beta r}(k) + v_{\beta(n)}(k) \right] \right\} \quad (21)$$

$$\vec{i}_s(k+1) = [i_{\alpha s}(k+1), i_{\beta s}(k+1)]. \quad (22)$$

Tanto $i_{\alpha s}$ como $i_{\beta s}$ de (20) e (21), respectivamente, são dependentes de k .

A predição do torque é realizada com o emprego da equação a seguir:

$$T_e(k+1) = (p/2) \cdot \text{Im}[\vec{\psi}_s^c(k+1) \cdot \vec{i}_s(k+1)], \quad (23)$$

sendo que c representa o conjugado do número complexo. As componentes da corrente e fluxo do estator estão apresentadas em (22) e (17), respectivamente.

A função custo (24) é utilizada para calcular o erro entre o torque medido e o torque no instante $k+1$ e entre o fluxo

medido e o fluxo no instante $k+1$.

$$g = |T^* - T(k+1)| + \lambda_\psi |\psi_s^* - \psi_s(k+1)|, \quad (24)$$

sendo que T^* refere-se à referência de torque, ψ_s^* refere-se à magnitude do fluxo do estator, $T(k+1)$ refere-se ao torque e $\psi_s(k+1)$ à magnitude do fluxo no instante $k+1$. Como o erro do fluxo possui valor numérico muito menor do que o erro do torque, é necessário aplicar um ganho ao erro do fluxo para que esteja em um patamar próximo ao erro do torque. Este ganho é representado pela variável λ_ψ .

O algoritmo do controle preditivo realiza o cálculo de uma função custo para cada possibilidade de vetor de tensão a ser aplicado nos terminais do motor de indução monofásico e estes estão apresentados na Tabela I. Cada vetor apresentado é aplicado em (15), (16), (20) e (21) de forma a ser calculado o Torque (23), a magnitude do fluxo do estator $\psi_s(k+1) = \sqrt{\psi_{\alpha s}^2(k+1) + \psi_{\beta s}^2(k+1)}$ e a função custo para cada valor definido de tensão, totalizando oito interações. A função custo que possuir o menor valor dentre todas calculadas possibilitará a escolha do vetor de tensão ser aplicado nos terminais do motor. O que significa que o controle preditivo opta pelo vetor de tensão que ocasiona o menor erro absoluto na função custo g . Na próxima interação todo o processo descrito é repetido novamente de forma a se obter novo valor de vetor de tensão ser aplicado nos terminais do motor.

O fluxograma da interação do controle preditivo é apresentado na Figura 5. Este fluxograma é aplicado no software de controle desenvolvido para o DSP utilizado para obtenção dos resultados experimentais em bancada.

O controlador PI de velocidade empregado foi ajustado por tentativa e erro, de forma a garantir a rápida resposta do controle ao erro de velocidade aplicado na entrada. Quando os ganhos proporcional e integral estão com valores baixos o controlador PI demora para corrigir a referência de torque. Já valores altos de ganhos provocam a instabilidade da saída, neste caso, da referência de torque. Vale ressaltar que o PI foi ajustado para a faixa de velocidade de 30 rad/s a 60 rad/s. Os limites de atuação do controlador PI também foram ajustados por tentativa e erro.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a proposta de controle preditivo de torque por conjunto de estados finitos para o motor de indução monofásico foram realizados testes em bancada experimental, apresentada na Figura 6. A bancada é composta por uma máquina de indução monofásica com o eixo conectado a uma máquina de indução trifásica acionada por um inversor da WEG modelo CFW10. Esta última foi utilizada para a aplicação de carga ao sistema e para conexão do encoder com resolução de 3600 PPR. Fazem parte ainda do conjunto, o inversor trifásico que é alimentado por um variac conectado à rede elétrica, placas de aquisição de sinais (tensão e corrente) construídas no laboratório e o processador digital de sinais da Texas Instruments (DSP TMS320F335).

O controlador PI foi ajustado inicialmente com os valores da simulação, porém, foram necessários ajustes para garantir a estabilidade e a rápida resposta do controle. Os ajustes

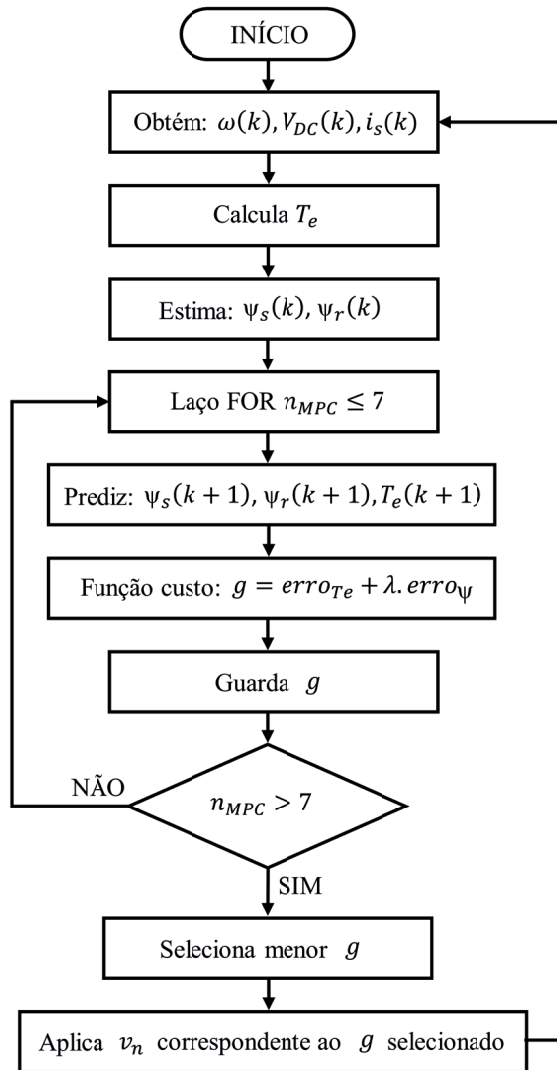


Fig. 5. Fluxograma do controle preditivo.

foram realizados por tentativa e erro. Com valores baixos o controlador PI demorava para responder e com valores elevados o controle tornava-se instável.

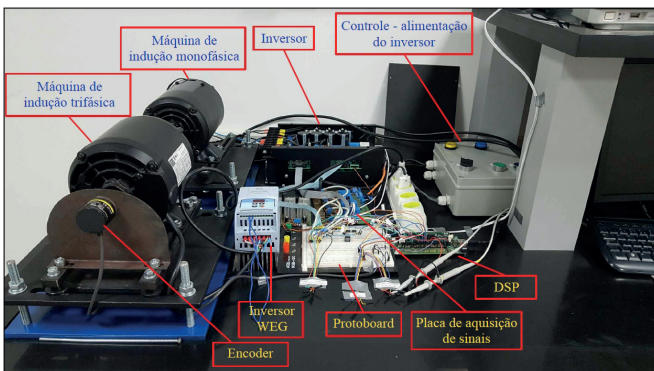


Fig. 6. Bancada experimental de testes do MIM.

O primeiro teste realizado foi o degrau de torque de referência com variação de 2 N.m a 3 N.m. A magnitude do fluxo foi mantida em 0,416 Wb. Na Figura 7 é apresentada a simulação computacional e na Figura 8 é apresentado o resultado experimental com o degrau de torque. É possível

TABELA II
Dados do Motor de Indução Monofásico

AUXILIAR (α)		PRINCIPAL (β)	
$R_{\alpha s}$	7.14 Ω	$R_{\beta s}$	2.02 Ω
$L_{\alpha s}$	0.1885 H	$L_{\beta s}$	0.1844 H
$M_{\alpha s}$	0.18 H	$M_{\beta s}$	0.1772 H
R_r		4.12 Ω	
L_r		0.1826 H	
J		0.0146 kg.m ²	
Parâmetros nominais			
Tensão		110 V	
Frequência		60 Hz	
Potência		0.25 HP	
Número de polos		4	

observar que as referências do toque e fluxo foram atendidas. O tempo de acomodação é de aproximadamente 4 ms e a oscilação do torque é de +/-3% aproximadamente.

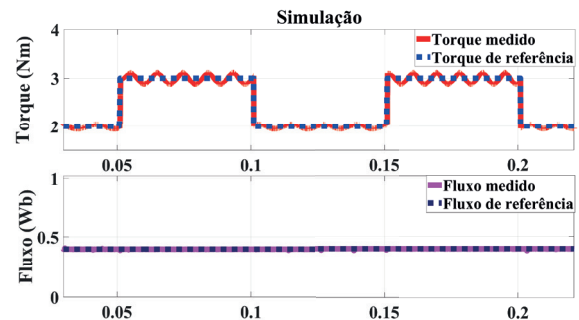


Fig. 7. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de torque de referência – simulação.

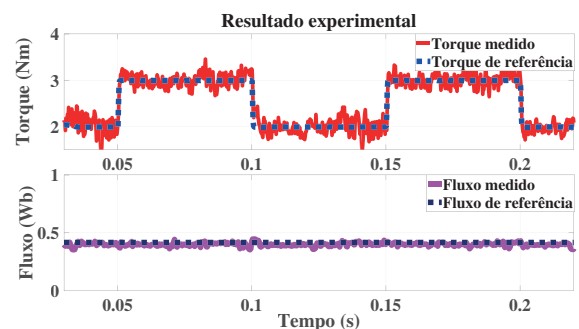


Fig. 8. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de torque de referência – resultado experimental.

No segundo teste foi aplicado um degrau de fluxo para que seja possível observar o comportamento do controle mediante a alteração do fluxo do estator. Na Figura 9 é apresentado o resultado de simulação e na Figura 10 é apresentado o resultado experimental. O torque foi analisado juntamente com o fluxo para verificar se os controles de ambos estão realmente independentes. O degrau de referência foi realizado com a magnitude do fluxo do estator nominal de 0,416 Wb para 0,350 Wb. Valores menores de fluxo podem ocasionar

difficuldade do sistema em manter a velocidade de referência. É possível observar que as referências do toque e fluxo foram atendidas. O tempo de acomodação é de aproximadamente 2 ms e o erro em regime permanente é menor que 1,5%.

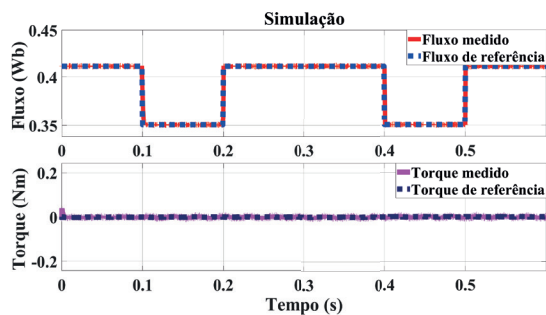


Fig. 9. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de fluxo de referência – simulação.

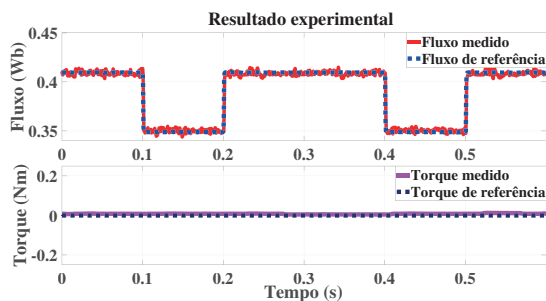


Fig. 10. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de fluxo de referência – resultado experimental.

O terceiro teste consiste na aplicação de uma rampa de velocidade trapezoidal de referência variando de 30 rad/s a 60 rad/s com aplicação de torque de carga igual 2,3 N.m. Juntamente com a velocidade medida, o torque é apresentado na Figura 11, relativa ao resultado de simulação, e na Figura 12, relativo ao resultado obtido na bancada experimental. As diferenças ocorrem devido ao modelo empregado na simulação não refletir todos os detalhes da bancada. Neste teste um controlador PI processa o erro entre a velocidade de referência e seu valor medido, de forma a gerar a referência do torque. É possível observar que a referência da velocidade foi atendida. O tempo de acomodação é de 4 seg. com erro em regime permanente menor que 2%.

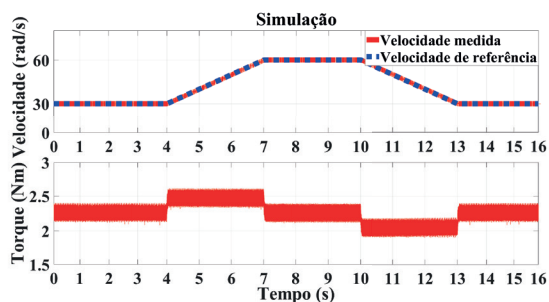


Fig. 11. Resposta do controlador proposto para entrada em rampa de velocidade de referência com carga $T_L = 2.3 \text{ N.m.}$ – simulação.

O teste a seguir foi realizado aplicando-se um degrau de velocidade com reversão onde os valores da velocidade

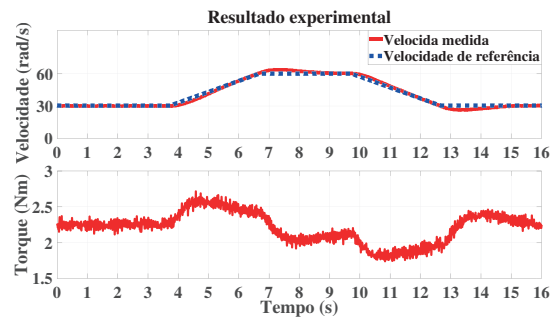


Fig. 12. Resposta do controlador proposto para entrada em rampa de velocidade de referência com carga $T_L = 2.3 \text{ N.m.}$ – resultado experimental.

variam de 30 rad/s para -30 rad/s e com carga igual a 2 N.m como pode ser visto na Figura 13, relativo ao resultado de simulação, e na Figura 14, relativo ao resultado obtido na bancada. Novamente, as diferenças ocorrem devido ao modelo empregado na simulação não refletir todos os detalhes da bancada. No instante em que é aplicado o degrau na velocidade de referência o torque de referência atinge o valor ajustado no controlador PI, de acordo com o erro entre sua referência e seu valor medido, de forma que o eixo desacelere e inverta o sentido de giro. É possível observar que a referência da velocidade foi atendida mesmo com a aplicação da carga. O tempo de acomodação é de 2,1 seg com erro de regime permanente menor que 2%.

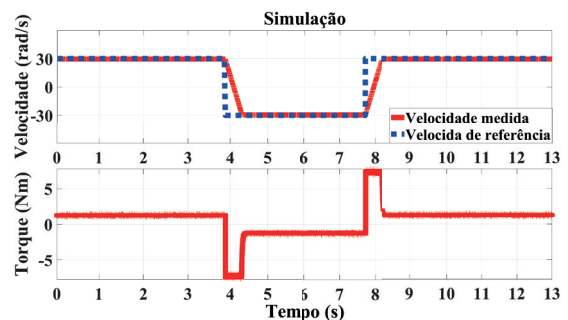


Fig. 13. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de velocidade de referência com carga $T_L = 2 \text{ N.m.}$ – simulação.

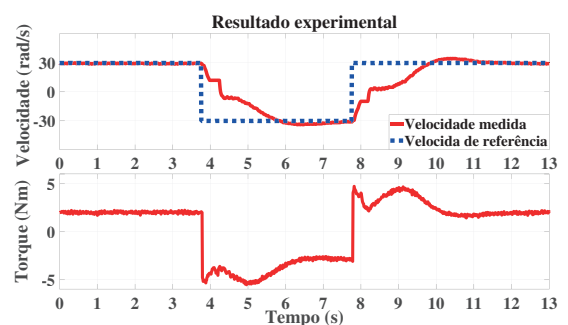


Fig. 14. Resposta do controlador proposto para entrada em degrau de velocidade de referência com carga $T_L = 2 \text{ N.m.}$ – resultado experimental.

É importante considerar que, conforme apresentado nas equações do controle preditivo, os parâmetros do motor estão diretamente relacionados a predição do torque e do fluxo. Nas simulações computacionais as alterações de parâmetros não

ocorrem e, diante deste cenário, torna-se necessária a obtenção dos resultados experimentais para validar os resultados obtidos nas simulações.

Na Figura 15 é possível visualizar o torque do motor durante a realização do teste em bancada. No instante $t = 60$ seg as resistências dos enrolamentos principal e auxiliar e do enrolamento do rotor são alteradas em 30%, extrapolando assim as variações que ocorrem nas resistências do motor em condições normais de funcionamento. É possível visualizar que não ocorre alteração no torque do motor ao se alterar os valores das resistências, podendo-se afirmar que o controle preditivo garante a estabilidade do sistema mesmo diante às variações dos parâmetros. Isto se deve ao fato do controlador preditivo sempre escolher o vetor tensão a ser aplicado que garanta o menor erro entre a referência e o valor predito.

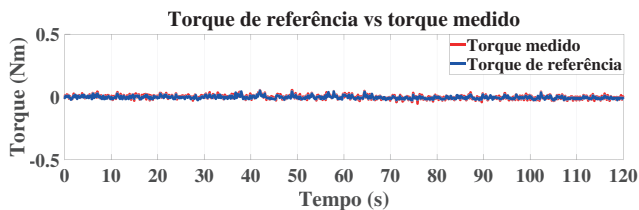


Fig. 15. Resposta do controlador para alteração das resistências do motor (30%).

V. CONCLUSÕES

A proposta deste trabalho foi um controle preditivo de torque para o MIM. Neste caso, o controlador preditivo selecionou o vetor tensão a ser aplicado dos enrolamentos do estator do MIM com o emprego da função custo minimizada. Esta função utiliza as referências de torque e fluxo; e suas respectivas previsões com emprego de um modelo da planta discretizada.

Com os resultados obtidos é possível afirmar que a estratégia de controle preditivo proposta neste trabalho atende às expectativas que justificam o seu desenvolvimento. Primeiramente, verifica-se o desacoplamento entre o torque e o fluxo e a rápida resposta do controle ao degrau de torque imposto. O teste com o degrau de fluxo confirma o desacoplamento entre torque e fluxo e a resposta do controle à referência de fluxo. Por fim, os testes com velocidade também demonstram que o controle preditivo empregado responde de forma a garantir a velocidade de referência aplicada mesmo em condições de variação da carga.

Os resultados corroboram o desempenho da proposta, do ponto de vista, da sua simplicidade de implementação, não necessitar de ajuste de ganhos de controlador ou de modulação por largura de pulsos, tempo de acomodação menor que 3 ms e sem sobressinal. Sendo assim, é possível concluir que a proposta é factível no acionamentos de MIM.

Vale ressaltar que, por serem motores de baixo custo, os motores de indução monofásicos são utilizados em diversas aplicações de baixa potência. Porém o controle de ângulo de fase utilizado ao longo dos anos inviabilizou a utilização deste tipo motor em determinadas aplicações, principalmente pela perda de torque em baixas velocidades. Com o controle proposto neste artigo esta lacuna é preenchida, tornando

o MIM uma opção interessante para aplicações em escala industrial.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem Ao Lab. de Eletrônica de Potência e Smart Grids (LEPS) UFABC e a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) Proj. 001, Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) under grant 404068/2020-0 e 407867/2022-8 e ao Instituto Nacional de Energia Elétrica (INERGE) pela estrutura e apoio financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] V. K. Pandey, M. Kumar, M. B. Patil, A. K. Pandey, R. Kulkarni, V. K. Shaima, “Design, Modeling and Simulation of Two-Phase Induction Motor Integrated with Inverter Drive”, in *2nd Global Conference for Advancement in Technology (GCAT)*, Outubro 2021.
- [2] M. R. Rahman, M. A. Taleb, M. S. Shadi, M. M. Islam, “Design of Rotor for Single-Phase Induction Motor to Improve Startability in Refrigerator Application”, in *5th International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT)*, Novembro 2021.
- [3] S. Rahman, M. Meraj, A. Iqbal, M. Tariq, A. I. Maswood, L. Ben-Brahim, R. Al-ammari, “Design and Implementation of Cascaded Multilevel qZSI Powered Single-Phase Induction Motor for Isolated Grid Water Pump Application”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 2, pp. 1907–1917, Março 2020.
- [4] U. Sharma, B. Singh, “Investigations on TRIAC Based Speed Controller for a Single-Phase Induction Motor Ceiling Fans”, in *International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, Janeiro 2021.
- [5] K. Chenchireddy, V. Kumar, K. R. Sreejyothi, “Investigation of Performance Vector Control Single-Phase Induction Motor”, in *7th International Conference on Advanced Computing and Communication Systems (ICACCS)*, Março 2021.
- [6] P. N. Gangadhar, D. K. Banchhor, A. Dhabale, “Torque Ripple Reduction in Unsymmetrical Two Phase Induction Motor”, in *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Dezembro 2018.
- [7] M. Jannati, S. A. Anbaran, S. H. Asgari, W. Y. Goh, A. Monadi, M. J. A. Aziz, N. R. N. Idris, “A review on Variable Speed Control techniques for efficient control of Single-Phase Induction Motors: Evolution, classification, comparison”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 75, pp. 1306–1319, Agosto 2017.
- [8] M. B. de Rossiter Corrêa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, “Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 4, pp. 832–841, Agosto 2000.

- [9] S. Vaez-Zadeh, S. Harooni, “Decoupling Vector Control of Single Phase Induction Motor Drives”, in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Junho 2005.
- [10] D. Wang, “Hybrid Fuzzy Vector Control for Single Phase Induction Motor”, in *International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering*, Junho 2010.
- [11] G. Rubio-Astorga, J. D. Sánchez-Torres, J. Cañedo, A. G. Loukianov, “High-Order Sliding Mode Block Control of Single-Phase Induction Motor”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 22, no. 5, pp. 1828–1836, Setembro 2014.
- [12] J. P. Vega, E. N. Sanchez, A. G. Loukianov, L. Djilali, “Neural Sliding Mode Block Control of Single-Phase Induction Motors”, in *IEEE Latin American Conference on Computational Intelligence (LA-CCI)*, Novembro 2021.
- [13] J. P. Vega, E. N. Sanchez, L. Djilali, A. G. Loukianov, “Neural Inverse Optimal Control of Single-Phase Induction Motors”, in *8th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, Maio 2022.
- [14] K. Rahmatil, N. R. Abjade, G. A. Markadeh, J. Soltani, “Direct torque control of a single phase induction motor using Feedback Linearization Control”, in *3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*, Fevereiro 2012.
- [15] 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 Drives: Applications and Benchmarking With Classical Control Methods”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 5047–5061, Maio 2022.
- [16] 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. 1–8, Setembro 2022.
- [17] 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.
- [18] 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, Março 2014.
- [19] C. E. S. Feloups, E. E. M. Mohamed, “Current Control Strategies for Two-Phase Induction Motor Driven by Three-Leg Voltage Source Inverter”, in *Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, Dezembro 2018.
- [20] S. Saravanan, K. Geetha, “Single Phase Induction Motor Drive with Restrained Speed and Torque Ripples Using Neural Network Predictive Controller”, *Circuits and Systems*, vol. 7, pp. 3670–3684, Janeiro 2016.
- [21] A. Zaki, V. Pankratov, “Model Predictive Control of Vector Controlled Induction Motor Drive”, in *7th International Forum on Strategic Technology (IFOST)*, Setembro 2012.
- [22] Y. S. B. Tekgun, I. Tsukerman, “Modeling and Parameter Estimation of Split Single-Phase Induction Motors”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Setembro 2014.
- [23] D. C. G. Buja, G. Serra, “DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives”, in *Proceedings of the IECON’97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066)*, Novembro 1997.
- [24] B. Z. Y. Zhang, X. Wang, H. Yang, “A Robust Model-Free Predictive Current Control of Induction Motor Drives”, in *22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Agosto 2019.
- [25] F. T. S. Bolognani, P. G. Carlet, M. Zigliotto, “Fast and Robust Model Free Predictive Current Control for SynREL Motor Drives”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Setembro 2018.
- [26] Y. Kumsuwan, W. Srirattanawichaikul, S. Premrudeepreechacharn, “Analysis of a two-phase induction motor using dynamic model based on Matlab/Simulink”, *Asian Journal on Energy & Environment*, vol. 11, no. 1, pp. 48–59, Janeiro 2010.
- [27] J. Faiz, M. Ojaghi, A. Keyhani, “PSPICE Simulation of Single-Phase Induction Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 1, pp. 86–92, Março 1999.
- [28] J. L. de Oliveira, *Avaliação de estratégias de controle do motor de indução monofásico*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2013.
- [29] S. Sarkar, S. Paul, S. Samaddar, S. Sarkar, P. K. Saha, G. K. Panda, “Modelling, Analysis and Simulation of Split Phase Type Single Phase Induction Motor”, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 2, no. 5, pp. 1683–1690, Maio 2013.
- [30] K. J. Lee, H. G. Kim, D. K. Lee, T. W. Chun, E. C. Nho, “High Performance Drive of Single-phase Induction Motor”, in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings*, Junho 2001.
- [31] V. del Toro, *Fundamentos de Máquinas Elétricas*, pp. 348–377, Livros Técnicos e Científicos, 1990.
- [32] S. D. Umans, *Electric Machinery*, pp. 521–528, McGraw-Hill, 7 ed., 2014.
- [33] R. D. Doncker, D. W. J. Pulle, A. Veltman, *Advanced Electrical Drives – Analysis, Modeling, Control*, pp. 273–284, Springer, 2011.
- [34] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff, S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, pp. 358–375, IEEE Press, 3 ed., 2013.

- [35] M. Correa, C. Jacobina, A. Lima, E. da Silva, “Field Oriented Control of a Single-phase Induction Motor Drive”, in *29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Maio 1998.
- [36] F. A. S. Neves, E. B. S. Filho, J. M. S. Cruz, R. P. Landim, Z. D. Lins, A. G. H. Accioly, “Single-phase Induction Motor Drives with Direct Torque Control”, in *28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, Novembro 2002.
- [37] P. C. Jose Rodriguez, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [38] 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.

DADOS BIOGRÁFICOS

Danilo de Carvalho Souza, nascido em 02/03/1984 em São Bernardo do Campo – SP, é engenheiro eletricitista (2006) pela Universidade do Grande ABC e mestre (2019) pela Universidade Federal do ABC. Atualmente participante do programa de Doutorado em Energia pela Universidade Federal do ABC. Com experiência profissional no desenvolvimento de projetos eletrônicos com DSP’s, acionamentos de dispositivos de potência e layout de placas de circuito impresso. Seus interesses de pesquisa são acionamentos de máquinas elétricas, sistemas de controle eletrônicos com o desenvolvimento de firmware para DSP’s.

Vitor Hugo Ferreira possui graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas e Controle pela Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI) (2002), Mestrado (2005) e Doutorado (2008) em Sistemas de Potência pelo Instituto Alberto Luiz Coimbra de Pós-Graduação e Pesquisa de Engenharia (COPPE/UFRJ). Atualmente é professor

associado nível 3 e subchefe do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal Fluminense (UFF). Em 2017 foi agraciado com o primeiro lugar no V Prêmio de Excelência em Docência promovido pela Pró-Reitoria de Graduação da Universidade Federal Fluminense (PROGRAD/UFF). No mesmo ano foi agraciado no Edital FAPERJ 03/2017 Programa Jovem Cientista do Nosso Estado. Atua como coordenador de projetos de pesquisa, desenvolvimento e inovação (P, D & I) desde 2008, contribuindo para o desenvolvimento de soluções de inteligência computacional para o setor de energia. Tem experiência em sistemas elétricos de potência, inteligência computacional e sistemas de apoio a decisão, atuando principalmente nos seguintes temas: analytics, machine learning, inteligência computacional, análise e previsão de séries temporais, diagnóstico de falhas, planejamento da manutenção, gestão de ativos, otimização e smart grids.

Jose A. Torrico recebeu os graus de mestre e doutor em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas em 1997 e 2002 respectivamente. É professor da Universidade Federal do ABC – UFABC, em Santo André, Brasil. Leciona nas áreas de Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos. Suas linhas de pesquisa são acionamento de máquinas elétricas, energia eólica e fotovoltaica, geradores de indução alimentados duplamente e sistemas de energia elétrica.

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. Seus interesses de pesquisa são acionamentos de máquinas, energia eólica e fotovoltaica, geradores de indução alimentados duplamente, e sistemas de energia elétrica.