



Received February 15, 2025; accepted July 25, 2025; Date of publication August 13, 2025.
The review of this paper was arranged by Associate Editor Victor F. Mendes and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202544>

Controle Preditivo de Corrente por Conjunto de Estados Finitos para o Motor de Indução Monofásico Utilizando o Método de Lyapunov

Danilo de C. Souza^{1,*}, Vitor H. Ferreira², José A. T. Altuna¹,
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*; vferreira@id.uff.br; jose.torrico@ufabc.edu.br; alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br.

* Corresponding author.

RESUMO O presente trabalho aplica o princípio da estabilidade de Lyapunov para o controle preditivo de corrente por conjunto de estados finitos para motores de indução monofásicos. A fim de alcançar a estabilização exponencial do sistema, a função custo é desenvolvida de forma a minimizar o erro, levando em consideração o vetor de tensão utilizado pelo conversor de potência e seu valor projetado. Para garantir a estabilidade em malha fechada do sistema, as entradas dos vetores de tensão do estator são calculadas utilizando-se o método de Lyapunov aplicado em sistemas de tempo discreto. Para avaliar a eficácia da estratégia de controle foram realizados testes em bancada experimental.

PALAVRAS-CHAVE Motor de Indução Monofásico, Controle por Conjunto de Estados Finitos Baseado no Método de Lyapunov (L-FCS), Controle por Conjunto de Estados Finitos, Controle Vetorial, Controle Preditivo.

Lyapunov based finite control set model predictive current control for single phase induction motor

ABSTRACT The current study applies the Lyapunov stability principle to the predictive current control approach for single-phase induction motors finite control set type. The cost function is designed to minimize the error by taking into account the voltage vector used by the power electronic converter and its expected value in order to ensure exponential system stabilization. The stator voltage vector control inputs are created using a Lyapunov function technique, which is implemented in discrete-time systems, to ensure the system's closed-loop stability. Bench tests have been carried out to evaluate the effectiveness of the proposed control approach.

KEYWORDS Single-Phase Induction Motor, Lyapunov-based Finite Control Set (L-FCS), Finite Control Set, Vector Control, Predictive Control.

I. INTRODUÇÃO

O motor de indução monofásico (MIM) é comumente utilizado em diversas aplicações onde um sistema trifásico não está disponível e cargas de baixa potência precisam ser acionadas. Este tipo de motor possui dois enrolamentos: principal e auxiliar, sendo o enrolamento auxiliar utilizado para a partida do motor. Ao utilizar conversores eletrônicos de potência, o acionamento do motor torna-se mais eficiente, o que aumenta a gama de aplicações possíveis. Os MIMs podem ser utilizados em bombas d'água, sistemas de refrigeração, máquinas de lavar e outras aplicações semelhantes [1], [2].

Acionamentos de alto desempenho podem ser uma opção viável para o mecanismo do MIM. Os acionamentos utilizados são semelhantes aos empregados para motores de indução trifásicos, sendo necessários pequenos ajustes devido aos dois enrolamentos presentes no MIM. Os controles

escalar, vetorial e direto de torque podem ser utilizados para o controle do MIM [3]–[6]. Outras estratégias de controle, como o controle por histerese [7], o controle integral proporcional [8], lógica fuzzy [9], modos deslizantes [10] ou controle de *feedback* linearizado [11] podem ser utilizados para auxiliar nesta tarefa.

Há um interesse crescente em uma técnica de controle chamada controle preditivo baseado em modelo (MPC), devido à sua alta flexibilidade e simplicidade. Esta técnica é amplamente utilizada em eletrônica de potência [12], [13]. Basicamente, o MPC prevê o comportamento do sistema utilizando o modelo matemático dinâmico e então calcula ou escolhe a entrada usando uma função custo minimizada que pode ou não ter restrições [14], [15]. Esta abordagem permite o menor erro entre a referência e o valor medido.

Em [16], foram introduzidas duas técnicas de controle: controle de corrente por histerese e controle de corrente

por conjunto de estados finitos MPC (FCS-MPC). A abordagem de controle proposta neste estudo diferencia-se por operar com base nos erros de torque e fluxo, e não requer transformações no referencial do sistema. Os resultados da simulação ilustram um melhor desempenho em relação ao controlador por histerese. Outra proposta, apresentada em 17, aplica o controle preditivo de torque utilizando-se redes neurais no MIM, podendo-se assim prever o comportamento do sistema. O controle preditivo é validado através de simulações computacionais. Em um estudo separado, apresentado em 18, o FCS-MPC para controle de torque de um MIM utilizando-se o modelo dinâmico do sistema foi verificado através de resultados experimentais.

A maioria das técnicas FCS-MPC não leva em conta os erros de quantização que ocorrem entre a tensão produzida através do conversor e a tensão vetorial esperada. A definição da função custo empregada para obter um sinal de controle ideal e provar a estabilidade assintótica utilizando o MPC é uma tarefa desafiadora. O teorema de estabilidade de Lyapunov pode ser implementado para desenvolver uma lei de controle estável e garantir a estabilidade em malha fechada com o objetivo de resolver este desafio. Por exemplo, em 19, os autores apresentam uma abordagem Lyapunov-FCS-MPC para minimizar o *ripple* do torque no PMSM. A metodologia determina o ciclo de trabalho de um controle PWM através do uso de uma equação de Lyapunov como componente principal da função custo. Em 20, um L-FCS-MPC foi proposto para o controle de um inversor de três níveis conectado à rede elétrica com ponto neutro e com compensação de tempo morto para garantir a estabilidade do FCS-MPC. Em 21, os pesquisadores propuseram uma técnica L-FCS-MPC para motores de indução trifásicos para garantir a estabilidade do controlador preditivo de corrente. Os resultados experimentais validam estas propostas.

Um controle por conjunto de estados finitos utilizando-se o método de Lyapunov - controle preditivo de corrente (L-FCS-PCC) para um MIM é apresentado neste trabalho. Nesta proposta, as entradas de controle, que são os elementos vetoriais de tensão do estator, são desenvolvidas adotando uma função de Lyapunov de tempo discreto como ponto de partida para garantir a estabilidade do sistema. A abordagem proposta leva em consideração o erro de quantização que surge do número finito de valores de tensão do conversor que podem ser obtidos a partir dos estados de chaveamento e do vetor de tensão do estator calculado pelo algoritmo. Então, utilizando-se os princípios de estabilidade de Lyapunov para sistemas de tempo discreto, a estabilidade do sistema é validada. Para desacoplar os elementos vetoriais de corrente do estator é utilizado o controle indireto orientado pelo campo do rotor. O L-FCS-PCC proposto para MIMs demonstrou ser viável através da realização de experimentos em escala reduzida.

II. MODELO DO MOTOR

O modelo de motor de indução monofásico no referencial estacionário pode ser representado da seguinte forma [22], [23]:

$$\dot{i}_{s,\alpha} + \tau_{\sigma\alpha} \frac{di_{s,\alpha}}{dt} = \frac{k_{r,\alpha}}{R_{\sigma\alpha}} \frac{1}{\tau_r} \psi_{r,\alpha} + \frac{k_{r,\alpha}}{R_{\sigma\alpha}} p \omega_{mec} \psi_{r,\beta} + \frac{v_{s,\alpha}}{R_{\sigma\alpha}} \quad (1)$$

$$\dot{i}_{s,\beta} + \tau_{\sigma\beta} \frac{di_{s,\beta}}{dt} = \frac{k_{r,\beta}}{R_{\sigma\beta}} \frac{1}{\tau_r} \psi_{r,\alpha} - \frac{k_{r,\beta}}{R_{\sigma\alpha}} p \omega_{mec} \psi_{r,\alpha} + \frac{v_{s,\beta}}{R_{\sigma\beta}} \quad (2)$$

onde $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$, $\sigma_\alpha = 1 - \frac{M_\alpha^2}{L_r L_{s,\alpha}}$, $\sigma_\beta = 1 - \frac{M_\beta^2}{L_r L_{s,\beta}}$, $k_{r,\alpha} = \frac{M_\alpha}{L_r}$, $k_{r,\beta} = \frac{M_\beta}{L_r}$, $R_{\sigma\alpha} = R_{s,\alpha} + R_r \cdot k_{r,\alpha}^2$, $R_{\sigma\beta} = R_{s,\beta} + R_r \cdot k_{r,\beta}^2$, $\tau_{\sigma\alpha} = \frac{\sigma_\alpha \cdot L_{s,\alpha}}{R_{\sigma\alpha}}$, $\tau_{\sigma\beta} = \frac{\sigma_\beta \cdot L_{s,\beta}}{R_{\sigma\beta}}$. A tensão do estator é $\vec{v}_{s,\alpha\beta} = v_{s,\alpha} + jv_{s,\beta}$, a velocidade mecânica do rotor é ω_{mec} , o número de par de polos é p ; fluxo do rotor é $\vec{\psi}_{r,\alpha\beta} = \psi_{r,\alpha} + j\psi_{r,\beta}$; e, por último, a corrente do estator é $\vec{i}_{s,\alpha\beta} = i_{s,\alpha} + ji_{s,\beta}$.

O torque (T_e) e a dinâmica da máquina (ω_{mec}) podem ser expressos da seguinte forma:

$$T_e = \left[i_{s,\beta} \cdot \left(\psi_{r,\alpha} - M_\alpha \cdot \frac{i_{s,\alpha}}{L_r} \right) \cdot M_\beta - i_{s,\alpha} \cdot \left(\psi_{r,\beta} - M_\beta \cdot \frac{i_{s,\beta}}{L_r} \right) \cdot M_\alpha \right] \cdot \frac{p}{2} \quad (3)$$

$$\omega_{mec} = \int \frac{(T_e - T_L)}{J \cdot \frac{2}{p}} \quad (4)$$

Na Figura 1, é possível observar a configuração do inversor empregado neste trabalho. Utilizando-se esta configuração é possível obter os oito vetores de tensão que são apresentados na Tabela 1. Estes vetores de tensão são os possíveis valores de tensão que podem ser aplicados aos enrolamentos auxiliar e principal do MIM.

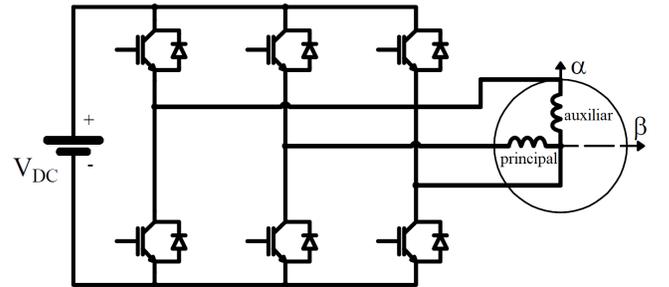


FIGURA 1. Inversor conectado ao MIM.

III. CONTROLE POR CONJUNTO DE ESTADOS FINITOS - CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE PARA MIM EMPREGANDO O MÉTODO DE LYAPUNOV

Esta seção apresenta o L-FCS-PCC proposto para controlar a corrente do estator de um MIM. Os fundamentos da teoria de Lyapunov são explicados em [24]. Desenvolver uma entrada de controle que estabilize o sistema e que garanta

TABELA 1. Vetores de Tensão.

Vetor	$v_{\alpha,s}$	$v_{\beta,s}$
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

que as variáveis controladas — os elementos de corrente do estator — converjam para seus valores de referência apropriados é o objetivo principal desta técnica. A Figura 2 exibe o *layout* do bloco da proposta que realiza três tarefas principais: estimativa, predição e minimização. A velocidade do motor é regulada por meio de controlador PI externo.

As entradas necessárias são a velocidade e o fluxo magnético do rotor e as correntes do estator medidas e de referência, conforme ilustra o diagrama. As equações de predição para as componentes da corrente servem como base para o projeto destas entradas. Adota-se uma aproximação de tempo discreto para a derivada temporal de uma função $x(t)$ com o propósito de gerar estas equações.

$$\frac{dx(t)}{dt} \simeq \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (5)$$

É possível prever as componentes da corrente calculadas em $k+1$ após aplicar a equação (5) ao modelo de tempo contínuo descrito pelas equações (1) e (2):

$$i_{s,\alpha}(k+1) = \frac{\tau_{\sigma\alpha}}{\tau_{\sigma\alpha} + T_s} \left[i_{s,\alpha}(k) + \frac{T_s L_{\sigma\alpha}}{\tau_r} \psi_{r,\alpha}(k+1) + p\omega_{mec}(k+1) T_s L_{\sigma\alpha} \psi_{r,\beta}(k+1) + \frac{T_s}{R_{\sigma\alpha} \tau_{\sigma\alpha}} v_{s,\alpha}(k+1) \right] \quad (6)$$

$$i_{s,\beta}(k+1) = \frac{\tau_{\sigma\beta}}{\tau_{\sigma\beta} + T_s} \left[i_{s,\beta}(k) + \frac{T_s L_{\sigma\beta}}{\tau_r} \psi_{r,\beta}(k+1) - p\omega_{mec}(k+1) T_s L_{\sigma\beta} \psi_{r,\alpha}(k+1) + \frac{T_s}{R_{\sigma\beta} \tau_{\sigma\beta}} v_{s,\beta}(k+1) \right] \quad (7)$$

Em que, $L_{\sigma\alpha} = \frac{k_{r,\alpha}}{\tau_{\sigma\alpha} R_{\sigma\alpha}}$ e $L_{\sigma\beta} = \frac{k_{r,\beta}}{\tau_{\sigma\beta} R_{\sigma\beta}}$.

As tensões do estator $v_{s,\alpha}$ e $v_{s,\beta}$ são as entradas de controle. Elas são restritas ao número de valores que podem operar de acordo com os estados de comutação do conversor de energia. Para desenvolver a estratégia de controle, as tensões $v_{\alpha,s}$ e $v_{\beta,s}$ foram separadas nos dois termos a seguir:

$$v_{s,\alpha}(k+1) = \bar{\delta}_\alpha(k+1) + \bar{v}_{s,\alpha}(k+1) \quad (8)$$

$$v_{s,\beta}(k+1) = \bar{\delta}_\beta(k+1) + \bar{v}_{s,\beta}(k+1) \quad (9)$$

Em que, $\bar{v}_{s,\beta}(k+1)$ e $\bar{v}_{s,\alpha}(k+1)$ são expressas nas formas:

$$\bar{v}_{s,\alpha}(k+1) = \frac{R_{\sigma\alpha} \tau_{\sigma\alpha}}{T_s} \left[-i_{s,\alpha}(k) - \frac{T_s L_{\sigma\alpha}}{\tau_r} \psi_{r,\alpha}(k+1) - p\omega_{mec}(k+1) T_s L_{\sigma\alpha} \psi_{r,\beta}(k+1) + \frac{\tau_{\sigma\alpha} + T_s}{\tau_{\sigma\alpha}} i_{s,\alpha}^*(k+1) \right] \quad (10)$$

$$\bar{v}_{s,\beta}(k+1) = \frac{R_{\sigma\beta} \tau_{\sigma\beta}}{T_s} \left[-i_{s,\beta}(k) - \frac{T_s L_{\sigma\beta}}{\tau_r} \psi_{r,\beta}(k+1) + p\omega_{mec}(k+1) T_s L_{\sigma\beta} \psi_{r,\alpha}(k+1) + \frac{\tau_{\sigma\beta} + T_s}{\tau_{\sigma\beta}} i_{s,\beta}^*(k+1) \right] \quad (11)$$

Os erros de quantização entre o conjunto de tensões finitas dados na Tabela 1 e os valores previstos do controlador são expressos pelas variáveis $\bar{\delta}_\alpha$ e $\bar{\delta}_\beta$.

Os elementos de tensão são desenvolvidos para sistemas de tempo discreto utilizando o suporte dos conceitos de estabilidade de Lyapunov. Para verificar se o sistema pode ser estabilizado exponencialmente por estas entradas, a função de Lyapunov $V_c(k)$ pode ser calculada da seguinte forma:

$$V_c(k) = \frac{1}{2} \Delta i_{s,\alpha}(k)^2 + \frac{1}{2} \Delta i_{s,\beta}(k)^2 \quad (12)$$

Em que,

$$\Delta i_{s,\alpha}(k+1) = i_{s,\alpha}(k+1) - i_{s,\alpha}^*(k+1) \quad (13)$$

$$\Delta i_{s,\beta}(k+1) = i_{s,\beta}(k+1) - i_{s,\beta}^*(k+1) \quad (14)$$

são as diferenças, expressas como o vetor $\vec{i}_{s,\alpha\beta}^*(k+1)$ na Figura 2, entre as respectivas correntes estimadas no tempo $k+1$ e os valores de referência fornecidos por $i_{s,\alpha}^*(k+1)$ e $i_{s,\beta}^*(k+1)$. De acordo com [25], se a função de Lyapunov de tempo discreto satisfaz as condições (15), (16) e (17), então a dinâmica do sistema, quando controlada pela entrada $\vec{v}_{s,\alpha\beta}^x$ no controle por conjunto de estados finitos exibido na Tabela 1, será quase exponencialmente estável.

$$V_c(k) \geq k_1 \Delta i_{s,\alpha}(k)^2 + k_1 \Delta i_{s,\beta}(k)^2 \quad (15)$$

$$V_c(k) \leq k_2 \Delta i_{s,\alpha}(k)^2 + k_2 \Delta i_{s,\beta}(k)^2 \quad (16)$$

$$V_c(k+1) - V_c(k) \leq -k_3 \Delta i_{s,\alpha}(k)^2 - k_3 \Delta i_{s,\beta}(k)^2 + k_4 \quad (17)$$

Em que $k_1, k_2, k_3, k_4 \in \mathbb{R}^+$.

As condições (15) e (16) são facilmente verificadas definindo $k_1 = k_2 = \frac{1}{2}$. A condição (17) é verificada substituindo as previsões (6), (7) e as entradas de controle (8) e (9) em (13) e (14), a saber:

$$\Delta i_{s,\alpha}(k+1) = \frac{\tau_{\sigma\alpha}}{\tau_{\sigma\alpha} + T_s} \bar{\delta}_\alpha(k) \quad (18)$$

$$\Delta i_{s,\beta}(k+1) = \frac{\tau_{\sigma\beta}}{\tau_{\sigma\beta} + T_s} \bar{\delta}_\beta(k) \quad (19)$$

Substituindo (18) e (19) no lado esquerdo da condição (17), pode-se obter:

$$V(k+1) - V(k) = \left(\frac{\tau_{\sigma\alpha}}{\tau_{\sigma\alpha} + T_s} \bar{\delta}_\alpha(k) \right)^2 + \left(\frac{\tau_{\sigma\beta}}{\tau_{\sigma\beta} + T_s} \bar{\delta}_\beta(k) \right)^2 - \frac{1}{2} \Delta i_{s,\alpha}(k)^2 - \frac{1}{2} \Delta i_{s,\beta}(k)^2 \quad (20)$$

Selecionando k_4 como segue e $k_3 = 1/2$, assumindo que ambos $\bar{\delta}_\beta$ e $\bar{\delta}_\alpha$ são limitados superiormente por Δ_{max-c} , isto é, $\bar{\delta}_\alpha, \bar{\delta}_\beta < \Delta_{max-c}$.

$$k_4 = \left(\frac{\tau_{\sigma\alpha}}{\tau_{\sigma\alpha} + T_s} \bar{\delta}_\alpha \right)^2 + \left(\frac{\tau_{\sigma\beta}}{\tau_{\sigma\beta} + T_s} \bar{\delta}_\beta \right)^2 \quad (21)$$

De acordo com 25, as entradas de controle (8) e (9) foram projetadas para satisfazer a condição (17), garantindo a estabilidade exponencial do sistema.

Dado que as variáveis do sistema são restritas, $v_{s,\alpha}(k+1)$ e $v_{s,\beta}(k+1)$ podem ter valores potenciais limitados aos valores fornecidos na Tabela 1, que são apresentados como vetores na Fig. 2, é razoável supor que $\bar{\delta}_\beta$ e $\bar{\delta}_\alpha$ são ambos menores que Δ_{max-c} .

A determinação das chaves do conversor que devem ser ligadas ou desligadas ocorre em seguida, quando as entradas de controle planejadas $\bar{v}_{s,\alpha}(k+1)$ e $\bar{v}_{s,\beta}(k+1)$ computadas por (8) e (9) são adquiridas. Uma função custo g_o é fornecida para este propósito:

$$g_o = |\bar{v}_{s,\beta}(k+1) - v_{s,\beta}(k+1)| + |\bar{v}_{s,\alpha}(k+1) - v_{s,\alpha}(k+1)| \quad (22)$$

A entrada de controle calculada pode ser alcançada utilizando-se (8) e (9) em cada tempo de amostragem. A função custo g_o é gerada empregando cada item do conjunto finito apresentado na Tabela 1. Em seguida, no período de amostragem subsequente, o estado de comutação $S_{1,2,3}$ que minimiza g_o é aplicado ao conversor.

Os fundamentos do controle indireto de campo orientado do rotor (IRFOC) são implementados para controlar o torque eletromagnético do MIM durante a operação de fluxo magnético contínuo. Utilizando-se (23) e (24), esta metodologia permite a regulação direta do torque e do fluxo empregando os componentes de corrente do estator do eixo dq . Os valores de referência $i_{s,\alpha}^*$ e $i_{s,\beta}^*$ na Fig. 2 são encontrados a partir das referências de torque e fluxo e utilizando os elementos $i_{s,d}^*$ e $i_{s,q}^*$ com a transformação de Park inversa.

$$i_{s,d}^* = \frac{|\vec{\psi}_{r,dq}^*|}{L_m} \quad (23)$$

$$i_{s,q}^* = \frac{2}{3} \frac{L_r}{p L_m} \frac{T_e^*}{|\vec{\psi}_{r,dq}^*|} \quad (24)$$

Com o valor alvo da magnitude do fluxo constante e utilizando (24) para a operação, o controlador PI calcula o torque de referência T_e^* que é empregado para converter para a referência da corrente do estator do eixo q $i_{s,q}^*$.

Quando o IRFOC é empregado, ele ajuda a simplificar a estimativa do vetor de fluxo do rotor para prever correntes.

A magnitude do fluxo é calculada multiplicando $i_{s,d}$ e L_m , conforme mostrado em (23). O ângulo do fluxo do rotor θ pode ser determinado empregando a velocidade de deslizamento do MIM, conforme descrito em (25).

$$\theta = \int (\omega_{sl} + p\omega_{mec}) dt \quad (25)$$

O deslizamento pode ser expresso por $i_{s,d}^*$ e $i_{s,q}^*$ na eq.(26):

$$\omega_{sl} = \frac{i_{s,q}^*}{\tau_r i_{s,d}^*} \quad (26)$$

Estando o eixo α alinhado com a fase A na transformação de coordenadas, as correntes de referência do estator podem ser obtidas na seguinte forma simplificada:

$$\vec{i}_{s,\alpha\beta}^*(k+1) = (i_{s,d}^* + j i_{s,q}^*) e^{j\theta(k)} \quad (27)$$

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para validar a proposta de L-FCS-PCC para MIM foram realizados testes em uma bancada experimental, mostrada na Fig. 3. A bancada experimental 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. Este último foi utilizado para a aplicação de carga ao sistema e para a conexão do encoder com resolução de 3600 PPR. Também fazem parte do conjunto o inversor trifásico Semikron, modelo SKS 32F B6U+E1CIF+B6CI 12 V06 (250Vac, 32A), que é alimentado por um autotransformador conectado à rede elétrica, placas de aquisição de sinais (tensão e corrente) construídas em laboratório e o processador digital de sinais Texas Instruments (DSP TMS320F335), que foi empregado para programar o código do controle preditivo. Uma interrupção em 40 kHz foi utilizada para executar o código. Os dados da máquina são apresentados na Tabela 2.

TABELA 2. Dados do MIM.

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	
Polos		4	

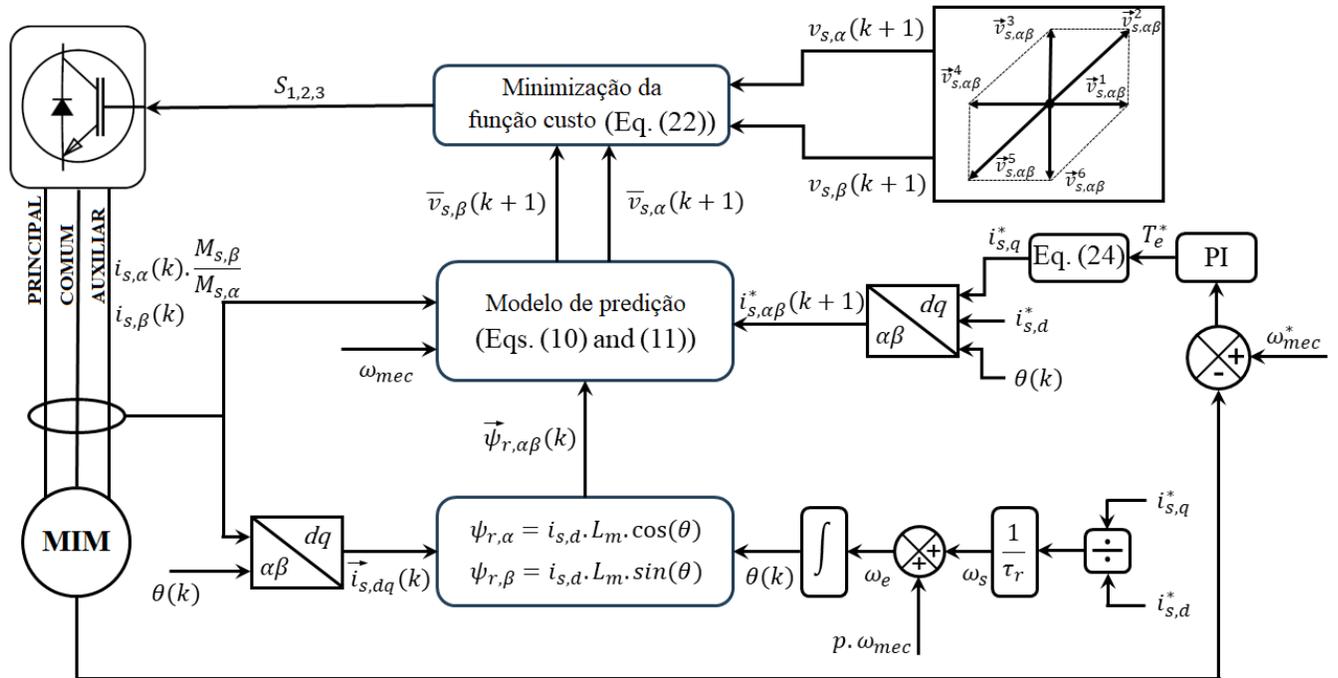


FIGURA 2. Diagrama de controle para o L-FCS para MIM.

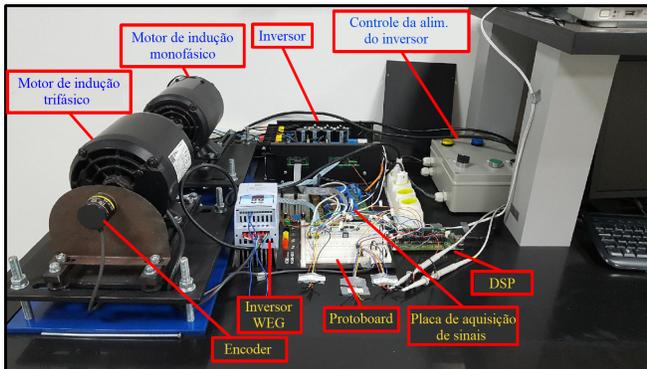


FIGURA 3. Bancada experimental do motor de indução monofásico.

O teste inicial foi realizado aplicando-se o degrau de corrente de $-2,5\text{ A}$ para $2,5\text{ A}$ e mantendo-se $i_{s,q}$ constante. Neste caso, as equações (23) e (24) foram utilizadas para calcular as referências no referencial estacionário. O resultado experimental com a resposta do degrau de corrente é mostrado nas Figs. 4 e 5. O comportamento da magnitude da corrente do estator é descrito na Fig. 5. Pode-se observar que as referências foram atendidas, o tempo de estabilização foi de aproximadamente $1,5\text{ ms}$ e a oscilação de cerca de $0,45\text{ A}$.

O segundo teste foi realizado aplicando-se o degrau de corrente de $-2,5\text{ A}$ para $2,5\text{ A}$ e mantendo-se $i_{s,d}$ constante. Neste caso, as equações (23) e (24) foram utilizadas para calcular as referências no sistema estacionário. O resul-

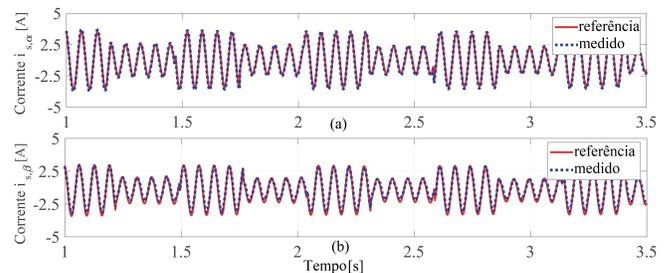


FIGURA 4. Resposta da corrente do estator durante o teste de degrau de $i_{s,d}$.

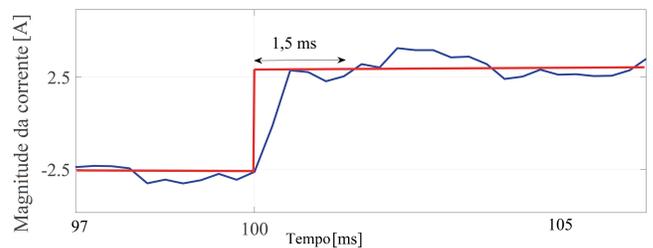


FIGURA 5. Magnitude da corrente do estator durante o teste de degrau de $i_{s,d}$. — Referência e — Valor medido

tado experimental com a resposta do degrau de corrente é mostrado na Fig. 6. O comportamento da magnitude da corrente do estator é descrito na Fig. 7. Pode-se observar que as referências foram atendidas, o tempo de estabilização

foi de aproximadamente 1,5 ms e a oscilação de cerca de 0,45 A.

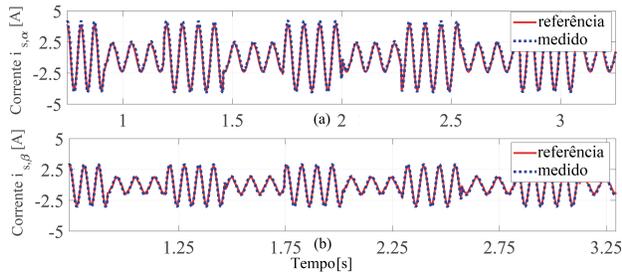


FIGURA 6. Resposta da corrente do estator durante o teste de degrau de $i_{s,q}$.

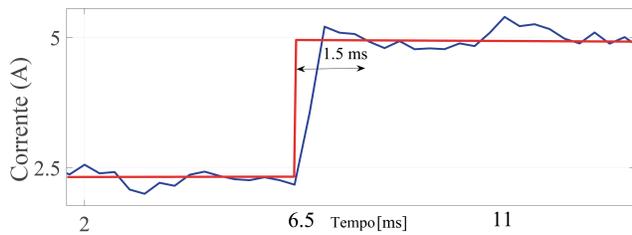


FIGURA 7. Magnitude da corrente do estator durante o teste de degrau de $i_{s,q}$. — Referência e — Valor medido

No terceiro teste uma velocidade de referência trapezoidal é aplicada dentro da faixa de 30 rad/s a 60 rad/s enquanto um torque de carga de 3,6 N.m também é aplicado. O comportamento da velocidade e a resposta do torque neste teste estão descritos na Fig. 8. Um controlador PI processa o erro entre a velocidade medida e a velocidade de referência, Com isso a referência de torque é calculada. Então a referência de $i_{s,q}$ é calculada utilizando-se a eq. (24) e $i_{s,d}$ é um valor constante. Os resultados mostram que a velocidade de referência foi alcançada com um erro de estado estacionário de menos de 2%.

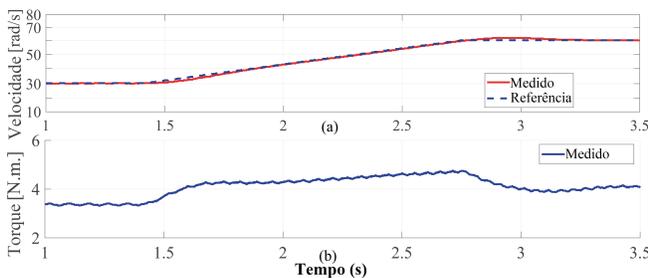


FIGURA 8. Resposta da velocidade (a) e do torque (b) durante o teste com a rampa da referência de velocidade.

O teste a seguir envolveu a aplicação de uma referência de velocidade de passo com uma reversão, onde a velocidade variou de -50 rad/s a +50 rad/s, com um torque de carga de 2 N.m, conforme mostrado na Fig. 9. O comportamento da corrente do estator é descrito na Fig. 10. Quando o passo de velocidade foi aplicado, o torque de referência atingiu

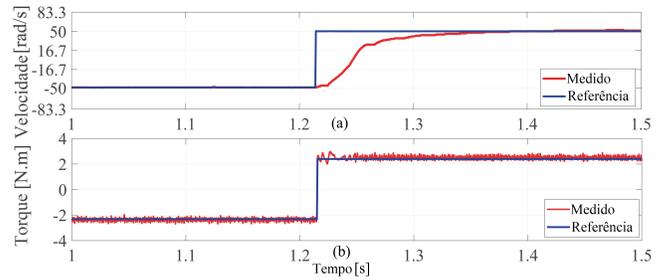


FIGURA 9. (a) Resposta da velocidade e do (b) torque durante o teste de degrau da referência de velocidade - L-FCS-PCC.

o valor calculado pelo controlador PI, com base no erro entre a referência e o valor medido da velocidade. Portanto, a referência de $i_{s,q}$ é calculada usando a eq. (24) e $i_{s,d}$ é um valor constante. Desta forma, a velocidade de referência foi alcançada mesmo com a carga aplicada. O tempo de estabilização foi de 0,1 s com um erro de estado estacionário menor que 2%. O tempo de estabilização foi menor que 2 ms para a resposta de torque com o mesmo erro de estado estacionário.

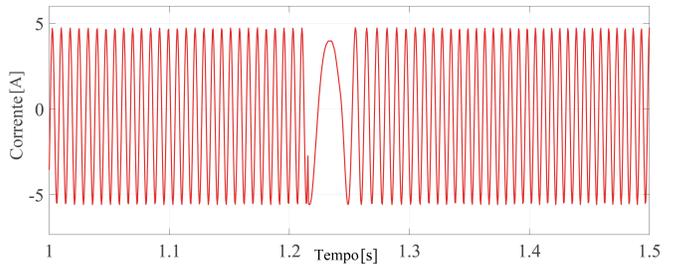


FIGURA 10. Comportamento da corrente do estator durante o teste com degrau da referência da velocidade.

A. Teste de comparativo

Para verificar se o L-FCS-PCC é uma opção viável para o controle de MIM's é necessário comparar com outro método já estabelecido no controle de motores de indução. Neste caso o método adotado foi o controle preditivo de torque e fluxo por conjunto de estados finitos (FCS-PTFC). Como é possível observar na Fig. 11, o tempo de acomodação da velocidade é cerca de 30 ms maior do que o apresentado no teste da Fig. 10. Já o torque aplicado para o teste de reversão de velocidade possui um ripple maior durante todo o período em regime, se comparado ao torque do mesmo teste para o L-FCS-PCC. Então é possível afirmar que o L-FCS-PCC tem desempenho superior ao do FCS-PTFC no teste realizado.

O teste de rejeição de carga é importante para verificar como o sistema reage mediante à mudança repentina de carga. No teste realizado e apresentado na Fig. 12 é aplicada uma carga que resulta na elevação do torque em 0,4 N.m. Como é possível observar a velocidade do rotor sofre uma oscilação que é rapidamente corrigida pelo controle. Quando a carga é retirada a velocidade do rotor tende a aumentar. É importante observar que a curva da velocidade medida

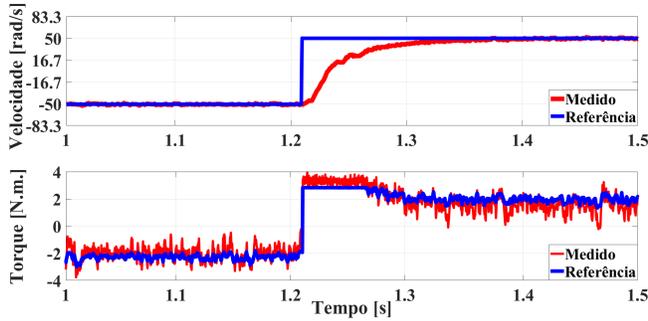


FIGURA 11. (a) Resposta da velocidade e do (b) torque durante o teste de degrau da referência de velocidade - FCS-PTFC.

acompanha a curva do torque até que a mesma volte ao patamar da velocidade de referência.

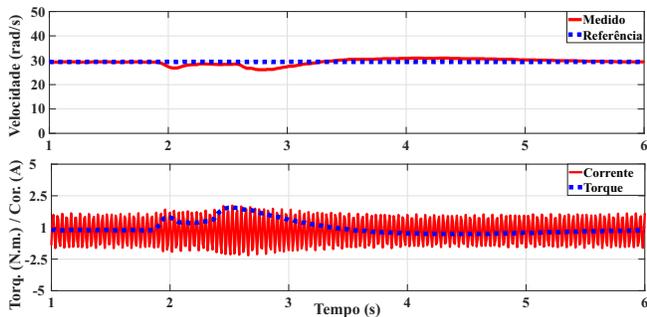


FIGURA 12. Resposta do controle à rejeição de carga.

B. Teste com variação paramétrica

Com o objetivo de se verificar o comportamento do L-FCS-PCC mediante a variações paramétricas foram realizados dois testes, sendo um de variação das resistências dos enrolamentos, apresentado na Fig. 13, e outro de variação das indutâncias, apresentado na Fig. 14. No teste de variação das resistências é possível visualizar o comportamento das correntes medidas $i_{s,dq}$ mediante a aplicação de degraus nos sinais de referência $i_{s,d}$ e $i_{s,q}$. Ambas seguem os sinais de referência até atingir a variação de $5R$ nas resistências. O tempo de acomodação foi de $1,6mS$ para todas as variações aplicadas. Esta condição é totalmente aceitável para o controle de MIM's, visto que, em condições normais de operação, a variação das resistências não chega a atingir $2R$. O teste de variação das indutâncias segue os mesmos procedimentos do teste de variação das resistências. São aplicados degraus nas correntes de referência $i_{s,d}$ e $i_{s,q}$ e as correntes medidas são analisadas. O tempo de acomodação medido foi de $1,5mS$ para todas as variações das indutâncias. Pode-se então observar que, em todos os casos, o controle respondeu rapidamente aos sinais aplicados, mesmo com os parâmetros de indutância não condizentes com os parâmetros reais do motor. Com isso é possível afirmar que, para ambos os testes, o controle permanece estável mediante a variações paramétricas.

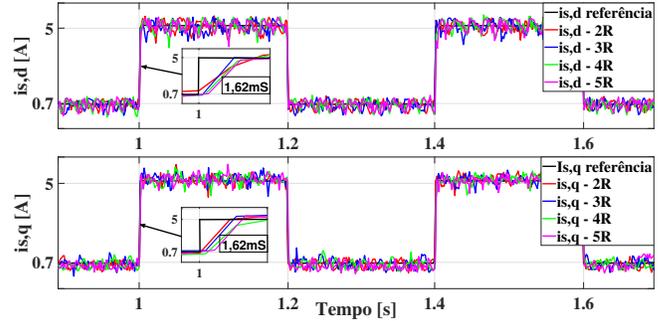


FIGURA 13. Resposta do controle à variação paramétrica - resistências.

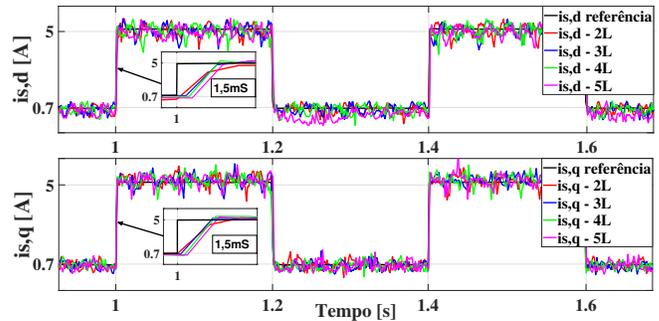


FIGURA 14. Resposta do controle à variação paramétrica - indutâncias.

V. CONCLUSÃO

Este estudo apresenta um novo método de controle de corrente preditivo de Lyapunov para MIMs. O controle utiliza os princípios da estabilidade de Lyapunov para sistemas de tempo discreto para convergir a corrente do estator controlada para os seus respectivos valores de referência. Os elementos do vetor de tensão do estator devem ser as entradas e a estabilidade exponencial é verificada utilizando-se o método de Lyapunov com base nos erros da previsão da corrente do estator. Uma função custo é empregada para calcular os estados das chaves do inversor por meio de um método de minimização que compara a entrada de controle calculada aos estados do inversor eletrônico de potência.

O desempenho da abordagem do controle de corrente preditivo pelo método de Lyapunov proposto para MIMs foi avaliado em uma bancada experimental. Como resultados obtidos pelo controle, é possível citar erros de corrente abaixo de $0,18 A$ no estado estacionário, um tempo de ajuste de cerca de $2 ms$ e respostas transitórias rápidas para correntes. Além disso, o erro do torque foi menor que 3%.

No geral, o estudo demonstra que o controle de corrente preditivo pelo método de Lyapunov proposto pode fornecer desempenho eficaz e confiável ao controlar MIMs.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao CNPq (números de concessão Processo 444259/2024-4, 407867/2022-8 e 405757/2018-2), FAPESP (número de concessão Processo 2022/00323-3) e INERGE pelo apoio financeiro. Seguindo a política do IEEE,

os autores utilizaram a inteligência artificial (IA) generativa do Grammarly para melhorar a legibilidade do texto em alguns pontos.

CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

D.C.SOUZA: Conceitualização, Análise de dados, Pesquisa, Metodologia, Disponibilização de ferramentas, Desenvolvimento, implementação e teste de software, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **V.H.FERREIRA:** Metodologia, Disponibilização de ferramentas, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **J.A.T.ALTUNA:** Análise de dados, Pesquisa, Disponibilização de ferramentas, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição. **A.J.S.FILHO:** Metodologia, Disponibilização de ferramentas, Redação do manuscrito original, Redação - revisão e edição.

PLÁGIO E SIMILARIDADE

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

DISPONIBILIDADE DE DADOS

Os dados utilizados nesta pesquisa estão disponíveis no corpo do documento.

REFERÊNCIAS

- [1] M. Houcine, M. Mohamed, S. A. E. M. Ardjoun, M. M. Mahmoud, A. A. Telba, M. Denai, U. Khaled, A. M. Ewais, "Electromagnetic Compatibility Characterization of Start-Capacitor Single-Phase Induction Motor", *IEEE Access*, vol. 12, pp. 2313–2326, 2024, doi:10.1109/ACCESS.2023.3349018.
- [2] 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, doi:10.1109/TIA.2019.2959734.
- [3] 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, doi:10.1109/SeFet48154.2021.9375803.
- [4] 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, doi:10.1109/ICACCS51430.2021.9441773.
- [5] 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, doi:10.1109/PEDES.2018.8707520.
- [6] 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, doi:10.1016/j.rser.2016.11.115.
- [7] 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, doi:10.1109/41.857963.
- [8] S. Vaez-Zadeh, S. Harooni, "Decoupling Vector Control of Single Phase Induction Motor Drives", in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Junho 2005, doi:10.1109/PESC.2005.1581708.
- [9] D. Wang, "Hybrid Fuzzy Vector Control for Single Phase Induction Motor", in *International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering*, Junho 2010, doi:10.1109/CCIE.2010.149.
- [10] 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, doi:10.1109/TCST.2013.2289307.
- [11] 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, doi:10.1109/PEDSTC.2012.6183307.
- [12] 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. Dragicicvic, 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, doi:10.1109/TPEL.2021.3121589.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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, doi:10.1109/MIE.2013.2290138.
- [16] 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, doi:10.1109/MEPCON.2018.8635227.
- [17] 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, doi:10.4236/cs.2016.711309.
- [18] D. de C. Souza, V. H. Ferreira, J. A. T. Altuna, A. J. S. Filho, "Controle Preditivo de Torque por Conjunto de Estados Finitos Aplicado ao Motor de Indução Monofásico", *Eletrônica de Potência*, vol. 28, no. 3, pp. 207–215, Junho 2023, doi:10.18618/REP.2023.3.0046, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/3>.
- [19] Q. Liu, K. Hameyer, "Torque Ripple Minimization for Direct Torque Control of PMSM With Modified FCSMPC", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4855–4864, 2016, doi:10.1109/TIA.2016.2599902.
- [20] V. Ngo, V. Vu, V. Pham, H. Nguyen, P. Ayerbe, S. Oлару, H. Do, "Lyapunov-Induced Model Predictive Power Control for Grid-Tie Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter With Dead-Time Compensation", *IEEE Access*, vol. 7, pp. 166869–166882, 2019, doi:10.1109/ACCESS.2019.2953784.
- [21] I. Olyani, L. F. N. Lourenço, J. S. Costa, A. Pelizari, A. J. S. Filho, "Lyapunov-based Finite Control Set Applied to an Induction Motor for Agricultural Electrical Traction", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2023, doi:10.1109/TTE.2023.3327532.
- [22] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, John Wiley & Sons Ltd, 2012.
- [23] D. Jang, "Problems Incurred in a Vector-Controlled Single-Phase Induction Motor, and a Proposal for a Vector-Controlled Two-Phase Induction Motor as a Replacement", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 526–536, 2013, doi:10.1109/TPEL.2012.2199772.
- [24] K. Ogata, *Discrete-time Control Systems*, Prentice Hall, 1995.
- [25] S. Kwak, S. Yoo, J. Park, "Finite control set predictive control based on Lyapunov function for three-phase voltage source inverters", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 11, pp. 2726–2732, 2014, doi:10.1049/iet-pel.2014.0044.

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 Alberto Torrico Altuna 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.