

CONTROLE PREDITIVO ROBUSTO COM CONJUNTO FINITO DE ESTADOS PARA MÁQUINAS DE INDUÇÃO

Rafael B. F. Figueiredo¹, Angelo S. Lunardi¹, Alfeu J. Sguarezi Filho¹, Ademir Pelizari¹

¹ UFABC - Fundação Universidade Federal do ABC, Santo André – SP, Brasil

e-mail: rafael.figueiredo@ufabc.edu.br, angelo.lunardi@ufabc.edu.br, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br, ademir.pelizari@ufabc.edu.br

Resumo – Este trabalho propõe um Controle Preditivo Robusto do tipo *Finite Control Set* para acionamento de máquinas de indução, com controle de corrente no referencial dq alinhado ao fluxo do rotor da máquina. A robustez do controle é levada em consideração na modelagem do controlador e na escolha da orientação, que é feita de forma direta – estimador Gopinath – e indireta, para verificar a compatibilidade dos métodos de orientação com o controlador preditivo robusto por estados finitos proposto. Resultados experimentais do controle de corrente mostram robustez para variações nas resistências muito acima do esperado em uma aplicação prática, sem perder desempenho para até a 300% de erro de resistência, mantendo erros de regime abaixo de 5% e o tempo de acomodação na casa de milissegundo. Resultados do controle do velocidade (utilizando uma malha externa com PI) mostram baixo erro de regime e robustez para até 100% de variação de resistência para ambas estratégias de orientação, com destaque para o desempenho da orientação indireta na resposta dinâmica.

Palavras-chave – Acionamento, Controle Preditivo, Finite Control Set, Motor de Indução, Robusto

ROBUST FINITE CONTROL SET PREDICTIVE CONTROL FOR INDUCTION MACHINE DRIVES

Abstract – This paper proposes a Finite Control Set Robust Predictive Control for induction machine drives with current control in dq frame aligned to the rotor flux angle. The control robustness is considered when modeling the controller and the orientation, which is done directly – using an Gopinath estimator – and indirectly, to analyze the compatibility of the orientation with the proposed FCS robust predictive controller. Experimental results for current control shows great robustness for practical resistance variations, maintaining robustness up to 300% error and steady state errors below 5% with settling time around 1ms. Experimental results for speed control show robustness up to 100% error for both orientation methods with low steady state error, with emphasis on dynamic response of the indirect orientation.

Keywords – Finite Control Set, Induction, Motor Drive, Predictive Control, Robust

Manuscript received 06/21/2022; first revision 08/05/2022; accepted for publication 08/05/2022, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2022.3.0027>

NOMENCLATURA

v_{dqs}	Tensão dq do estator.
i_{dqs}	Corrente dq do estator.
Ψ_{dqs}	Fluxo dq do estator.
Ψ_{dqr}	Fluxo dq do rotor.
$\Psi_{\alpha\beta s}$	Fluxo $\alpha\beta$ do estator.
$\Psi_{\alpha\beta r}$	Fluxo $\alpha\beta$ do rotor.
E_{dq0}	Força contra eletromotriz.
r_s	Resistência do estator.
r_r	Resistência do rotor.
L_s	Indutância total do estator.
L_r	Indutância total do rotor.
L_m	Indutância mútua.
T	Tempo de amostragem do controlador.
ω_e	Velocidade síncrona.
ω_m	Velocidade mecânica.
ω_{esc}	Velocidade do escorregamento.
θ_e	Ângulo do fluxo do rotor.
p	Número de par de polos.

I. INTRODUÇÃO

O Controle Preditivo Baseado em Modelo (do inglês *MPC*, *Model Predictive Control*) é uma estratégia de controle versátil que permite o controle de sistemas com múltiplas entradas e saídas, além de simplificar a implementação de restrições de controle (limitações mecânicas e elétricas) e de dinâmicas não lineares [1]. Esta estratégia vem sendo aplicada com sucesso a sistemas de eletrônica de potência na última década [2] [3], impulsionado pelo barateamento do poder computacional dos microcontroladores [1].

Em particular para motores de indução, a estratégia é apresentada na forma do Controle Preditivo de Torque (*PTC*, *Predictive Torque Control*) proposta por [4] – onde o controle é feito no referencial estacionário $\alpha\beta$ de forma similar ao Controle Direto de Torque (*DTC*, *Direct Torque Control*) proposto por [5] – e também como Controle Preditivo de Corrente (*PCC*, *Predictive Current Control*) – com controle realizado no referencial dq de forma similar o Controle Orientado por Campo (*FOC*, *Field Oriented Control*). Implementações mais elaboradas destas estratégias adicionam minimização de perdas no PTC [6] e no PCC [7] (comparando com o FOC), ou estratégias de frequência de chaveamento fixa [8]. O PTC também é aplicado com sucesso em sistemas de geração eólica [9].

Nestes trabalhos, a robustez do controlador não é levada em consideração. Isso pode levar à degradação do desempenho do controlador em caso de erro dos parâmetros do modelo, pois o *MPC* é altamente dependente do modelo da planta

controlada [10]. A resistência da máquina, por exemplo, é um parâmetro que varia com a temperatura e, conseqüentemente, com carga da máquina. Além disso, uma modelagem robusta pode mitigar variações causadas pela conexão entre o inversor e a máquina [11].

Em trabalhos mais recentes, uma estratégia robusta do PCC é proposto em [10] para MI (Máquina de Indução), onde a robustez deriva do uso de um LESO (*Linear Extended State Observer*) e menor dependência no modelo matemático da máquina. Em [12] uma estratégia robusta é mostrada para uma máquina síncrona, com a robustez obtida do uso de um controlador repetitivo para minimizar o impacto dos erros de parâmetro. Nestes trabalhos é utilizado um laço de controle de corrente com adição de uma porção que melhora a robustez do controlador.

Em [13], o autor usa um modelo com maior robustez a variação paramétrica aliado com teoria de controle ótimo para controlar a velocidade de uma MI através de um laço de tensão do estator da máquina. Em [14] um MPC *offset free* robusto foi proposto, utilizando modelo incremental da máquina e um observador incremental de corrente para obter robustez e compensação de atraso [15]. Outra aplicação de um controlador preditivo robusto é demonstrado em [2] [16], aplicado em um gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, *Double Fed Induction Generator*), onde os autores controlam a potência do gerador com um laço de tensão e uma porção de controle que compensa os efeitos devido a variação paramétrica da planta. Em [17], uma abordagem baseada em *deadbeat* com uma porção de compensação também é proposta, onde a compensação vem da comparação da corrente predita e a corrente medida no tempo de amostragem seguinte.

O controlador preditivo proposto neste trabalho faz a predição da tensão ótima do estator necessária para atingir a corrente *dq* desejada e utiliza uma função de custo para escolher o melhor estado de chaveamento do inversor. A robustez é levada em consideração na modelagem do controlador e é utilizado um modelo robusto e uma porção *deadbeat* que, além da robustez, também ajuda na resposta dinâmica do controlador. O modelo da MI – tensões, correntes e fluxos – é representado vetorialmente no referencial *dq* alinhado ao fluxo do rotor. O método de orientação da máquina também deve ser robusto à variação paramétrica para atingir uma boa robustez no controle, então a orientação é realizada de duas formas: orientação direta utilizando um estimador adaptativo com PI (modelo *Gopinath*) [18] e orientação indireta que tem sua robustez analisada em [19] e em resultados obtidos em bancada experimental.

II. CONTROLADOR PREDITIVO ROBUSTO

O projeto do Controlador Preditivo Robusto inicia com a modelagem da máquina e do VSI (*Voltage Source Inverter*). Ambos modelos são utilizados para prever o comportamento da máquina no tempo de amostragem futuro e otimizar o controle dentro do conjunto de chaveamentos disponíveis. O modelo da máquina também é utilizado para modelar o estimador adaptativo e a orientação indireta da máquina.

O Controlador Preditivo Robusto é projetado para realizar o controle da corrente do estator da máquina no referencial *dq*, com o eixo *d* alinhado ao fluxo do rotor da máquina. Enquanto

a orientação do referencial é garantida, é possível simplificar e desacoplar o controle de torque e fluxo nas componentes *q* e *d*, respectivamente [18]. O controlador preditivo tem horizonte de controle e de predição igual a 1 e é implementado com estratégias de compensação de atraso para evitar erros causador pelo atraso dos cálculos [15].

A. Modelo da Máquina de Indução

O modelagem da MI começa com o modelo trifásico *abc* e utiliza a transformada de Park para transformar o modelo para o referencial síncrono *dq* [20] com todas as variáveis refletidas para o estator da máquina. Em seguida, o modelo é discretizado utilizando o método de Euler [4] e reorganizando as variáveis é possível obter a Equação (1), uma equação que prediz o valor de corrente no tempo de amostragem futuro a partir das constantes e variáveis no tempo de amostragem atual [21].

$$\begin{bmatrix} i_{qs}(k+1) \\ i_{ds}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - (r_\sigma/\sigma L_s)T & -\omega_e T \\ \omega_e T & 1 - (r_\sigma/\sigma L_s)T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \end{bmatrix} + \frac{T}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{qs}(k) \\ v_{ds}(k) \end{bmatrix} - \frac{T}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} E_{qo}(k) \\ E_{do}(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Onde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ e $r_\sigma = r_s + r_r(L_m^2/L_s^2)$. Este modelo trás o inconveniente da necessidade de calcular a força contra eletromotriz da máquina, que depende da rotação e de outros parâmetros que podem ser sensíveis a variações. Entretanto, como o tempo de amostragem do controlador é muito menor que a constante de tempo da força contra eletromotriz, é possível simplificar este modelo ao considerar iguais as forças contra eletromotrices de dois tempos de amostragem consecutivos, como mostrado em 2 [21].

$$E_{dqo}(k+1) \approx E_{dqo}(k). \quad (2)$$

Com isso é possível subtrair as equações das amostras $(k-1)$ e (k) e obter um modelo de predição simplificado. Reorganizando as variáveis do modelo e passando para uma representação vetorial, é possível obter a Equação (3), que computa a tensão necessária no estator para atingir uma corrente *dq* em $(k+1)$.

$$\vec{v}_s(k) = \vec{v}_s(k-1) + \frac{\sigma L_s}{T} [(\vec{i}_s(k+1) - \vec{i}_s(k)) - A(\vec{i}_s(k) - \vec{i}_s(k-1))]. \quad (3)$$

Onde $\vec{v}_s = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}$ representa o vetor tensão do estator no referencial *dq*, $\vec{i}_s = \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}$ representa as correntes do estator em *dq* e $A = \begin{bmatrix} 1 - (r_\sigma/\sigma L_s)T & -\omega_e T \\ \omega_e T & 1 - (r_\sigma/\sigma L_s)T \end{bmatrix}$, sendo a matriz de coeficientes do modelo.

B. Inversor Trifásico

O inversor trifásico fonte de tensão de dois níveis (Figura 1) é modelado no referencial estacionário, ou $\alpha\beta$, utilizando a transformada de Clarke [4]. A modelagem no referencial

estacionário facilita a minimização da função de custo do controlador preditivo.

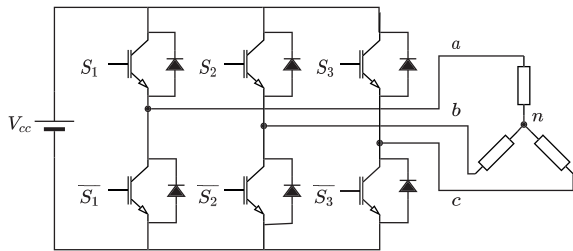


Fig. 1. Inversor Trifásico fonte de Tensão de dois níveis.

Esta topologia de inversor tem sete vetores tensão diferentes possíveis em sua saída: 6 ativos e 2 nulos. Estes vetores tensão utilizados no controle da MI são exibidos na Tabela I, onde V_{cc} é a tensão do barramento de corrente contínua do inversor.

TABELA I
Tensões de Saída do Inversor e Suas Transformadas

Vetor	$S_{1,2,3}$	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$\vec{v}_{\alpha\beta}$
1	[0,0,0]	0 V	0 V	0 V	0 V
2	[1,0,0]	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$
3	[1,1,0]	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
4	[0,1,0]	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
5	[0,1,1]	$-\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{2V_{cc}}{3}$
6	[0,0,1]	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{V_{cc}}{3}$	$\frac{2V_{cc}}{3}$	$(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
7	[1,0,1]	$\frac{V_{cc}}{3}$	$-\frac{2V_{cc}}{3}$	$\frac{V_{cc}}{3}$	$(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
8	[1,1,1]	0 V	0 V	0 V	0

C. Métodos de Orientação de Fluxo

A robustez deste tipo de sistema não depende apenas do controlador em si, mas também da robustez da estratégia de orientação de fluxo escolhido para as transformações para o referencial dq . Erros de orientação podem levar a degradação do desempenho dinâmico do controlador, problemas no desacoplamento do controle de torque e fluxo e erros de regime [22]. Em alguns artigos na literatura sobre controle robusto de motores de indução [13] [14] [17] os autores garantem que há correta orientação de fluxo ou omitem detalhes do método de orientação utilizado. Neste artigo a robustez de duas estratégias de orientação serão analisadas juntamente com o controlador: orientação direta e indireta. Nas seções seguintes serão abordadas as modelagens de cada método.

1) *Orientação Direta*: O estimador de fluxo utilizado na orientação direta é o Modelo Gopinath Melhorado (*Improved Gopinath*) que trás uma ampla faixa de funcionamento, de baixa a alta velocidade. O observador utiliza dois modelos e um compensador PI: um modelo de corrente em malha aberta (Equação (4)) – predominante em operação em baixa velocidade – e um modelo de tensão em malha fechada (Equação (5)) – predominante em operações em alta velocidade [18]. Os ganhos do controlador PI controlam como se dá a predominância entre os dois modelos.

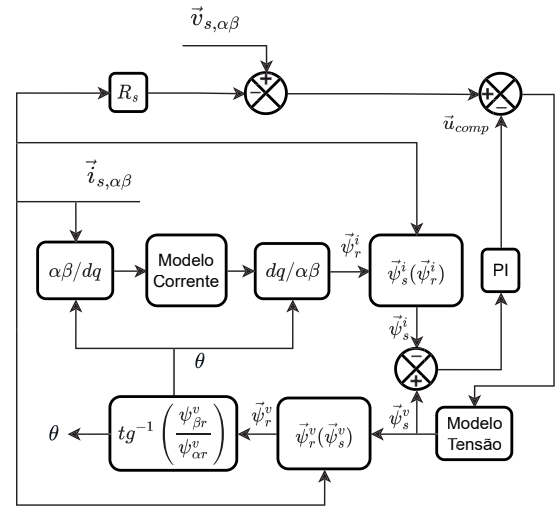


Fig. 2. Diagrama de blocos do estimador de fluxo.

$$\frac{d\psi_{dr}^i}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr}^i \quad (4)$$

$$\psi_{\alpha\beta}^v = \int (v_{\alpha\beta s} - i_{\alpha\beta s} r_s - u_{\alpha\beta,comp}) dt. \quad (5)$$

Em que ψ_{dr}^i representa o fluxo do rotor calculado pelo modelo de corrente e $\psi_{\alpha\beta}^v$ representa o fluxo do estator calculado pelo modelo de tensão. $u_{\alpha\beta,comp}$ é uma parcela de compensação resultante do cálculo do PI do estimador que altera a predominância entre modelos. $\tau_r = L_r/r_r$ representa a constante de tempo elétrica do rotor da máquina. Um diagrama de blocos deste estimador é mostrado na Figura 2.

Os ganhos do PI controlam a predominância entre o modelo de corrente e de tensão do observador. Um guia para escolha destes ganhos é dado por (6), onde ω_1 e ω_2 representam as velocidades onde o modelo de corrente ou de tensão é predominante, respectivamente [18]. Em aplicações práticas os ganhos devem ser ajustados manualmente e podem necessitar valores maiores para correto funcionamento.

$$\begin{aligned} K_p &= \omega_1 + \omega_2 \\ K_i &= \omega_1 \cdot \omega_2. \end{aligned} \quad (6)$$

Em regime permanente, este observador atinge erros relativos de fluxo abaixo de 5% para erros em r_s de 40%. Em caso de erro nas resistências do rotor, há um maior erro em baixa velocidade, chegando a 30% de erro de fluxo para 40% de erro em r_r . Para velocidade mais altas – acima de 50rad/s – o erro relativo do fluxo tende a zero para ambos erros em r_s e r_r . Erros na indutância mútua da máquina tem mais impacto em baixas velocidade e tendem a zero em velocidades maiores. Erros na indutância do estator aumentam o erro relativo do fluxo em altas velocidades. Mais detalhes e análises numéricas e gráficas dos erros de regime deste observador são exibidas em [22].

A resposta dinâmica do observador sem erro de parâmetro resulta em uma mudança suave entre os dois modelos. Com erro nas resistências, há degradação na velocidade de troca de modelo, aumentando o erro dos fluxos estimados [22]. Os erros de estimação tendem aos valores em regime permanente

descritos no parágrafo anterior em poucos períodos de amostragem, devido à baixa constante de tempo do observador [18].

2) *Orientação Indireta*: Na orientação indireta não há estimador ou observador de fluxo, o escorregamento da máquina é calculado através de (7), utilizando as referências de corrente e a velocidade mecânica medida no eixo da máquina.

$$\omega_{esc} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq,ref}}{i_{sd,ref}}. \quad (7)$$

As variáveis acompanhadas com o subscrito *ref* representam valores de referência de controle. O escorregamento é somado à velocidade mecânica da máquina, obtendo a velocidade síncrona por meio de (8).

$$\omega_e = \omega_{esc} + \omega_m \cdot p. \quad (8)$$

Integrando a velocidade síncrona é possível obter o ângulo do fluxo do rotor θ_e (Equação (9)) [23].

$$\theta_e = \int \omega_e dt. \quad (9)$$

A orientação indireta é um método simples de orientação com baixo custo computacional e boa robustez, além de manter controlabilidade com as variações paramétricas que podem ser encontradas em aplicações reais [19]. Esta estratégia, entretanto, faz necessário o uso de um *encoder* para medida de velocidade mecânica da máquina, não permitindo aplicações *sensorless* [19].

D. Modelo do Controlador Preditivo Robusto com Conjunto Finito de Estados

O controlador Preditivo Robusto é modelado em duas partes [21]: a primeira parte, chamada de $\vec{v}_{ff,ref}$, usa o modelo da máquina exibido em (3) para computar a tensão necessária para atingir uma corrente futura desejada. Ao fazer a corrente futura $\vec{i}_s(k+1)$ ser igual a corrente de referência $\vec{i}_{s,ref}(k+1)$, é possível calcular, com (10), a tensão $\vec{v}_{ff,ref}$ necessária para atingir a referência desejada.

$$\vec{v}_{ff,ref}(k) = \vec{v}_s(k-1) + \frac{\sigma L_s}{T} [(\vec{i}_{s,ref}(k+1) - \vec{i}_s(k)) - A(\vec{i}_{s,ref}(k) - \vec{i}_s(k-1))]. \quad (10)$$

A segunda parte é uma porção baseada em *deadbeat* que adiciona robustez e velocidade na resposta dinâmica do sistema [16], chamada de $\vec{v}_{fb,ref}$ (Equação (11)).

$$\vec{v}_{fb,ref}(k) = - \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix} \Delta \vec{i}_s(k). \quad (11)$$

Onde $\Delta \vec{i}_s(k)$ é o erro atual entre a corrente medida e a referência, em realimentação negativa, no tempo de amostragem (k). Os ganhos da matriz G_1 e G_2 são escolhidos com (12) de forma a alocar os polos da função de transferência do controlador *deadbeat* na origem do plano z , garantindo que a referência de corrente é atingida em um tempo de amostragem (caso haja tensão disponível no barramento CC [21]).

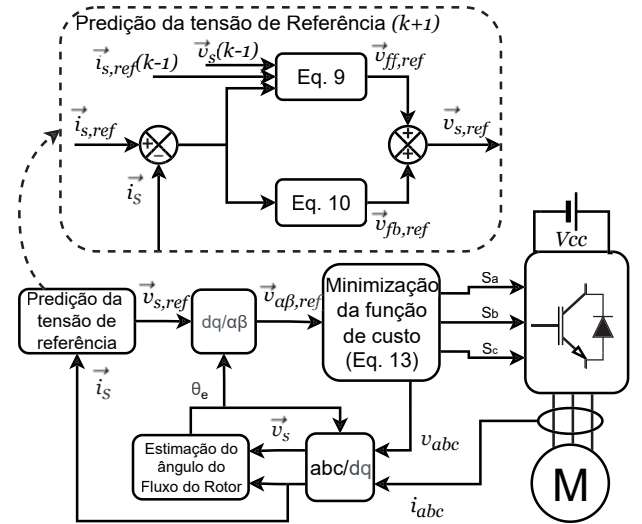


Fig. 3. Diagrama de blocos do controlador Preditivo Robusto.

$$G_1 = \frac{\sigma L_s}{T_s} \left(1 - \frac{r\sigma}{\sigma L_s} T_s - \omega_e T_s \right) \quad (12)$$

$$G_2 = \frac{\sigma L_s}{T_s} \left(1 - \frac{r\sigma}{\sigma L_s} T_s + \omega_e T_s \right).$$

Somando as porções (10) e (11), é formada a tensão de referência que deve ser aplicado no instante de amostragem atual para que em ($k+1$) a referência de corrente possa ser atingida:

$$\vec{v}_{s,ref}(k) = \vec{v}_{ff,ref}(k) + \vec{v}_{fb,ref}(k). \quad (13)$$

E. Função de Custo

A função de custo nos controladores preditivos, em geral, computa o erro entre a referência e os possíveis estados de controle que podem agir na planta. É possível adicionar outras variáveis na função de custo, como penalização de esforço e não linearidades com facilidade [1].

No controlador preditivo robusto proposto a função de custo utilizada é o erro entre as componentes α e β da tensão de referência e os possíveis estados de chaveamento do inversor. A Equação (14) mostra a função de custo utilizada onde $v_{\alpha\beta}^j$, com j de 1 a 8, representa os estados de chaveamento do inversor (Tabela I) e $v_{\alpha\beta,ref}$ é a tensão de referência (Equação (13)) transformada para o referencial estacionário.

$$g = |v_{\alpha,ref} - v_{\alpha}^j| + |v_{\beta,ref} - v_{\beta}^j|. \quad (14)$$

O vetor tensão que minimiza o valor de g é selecionado no inversor e aplicado na máquina no tempo de amostragem atual para atingir a referência desejada. Como os valores de tensão são discretos, não necessariamente a corrente de referência será atingida no tempo de amostragem seguinte, entretanto o erro é minimizado dentre as opções de chaveamento. A figura 3 mostra o diagrama de blocos completo do Controlador Preditivo Robusto.

III. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar a robustez e desempenho do controlador proposto um foi realizada uma montagem experimental em bancada com um motor de indução de 1,1kW com 4 polos acoplado a um freio eletromagnético. O DSP utilizado é um TMS320F28379D, na placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D com um *encoder* no eixo da máquina para medida de velocidade. A Figura 4 mostra a montagem da bancada. Na Tabela II são exibidos os parâmetros da máquina de indução utilizada.

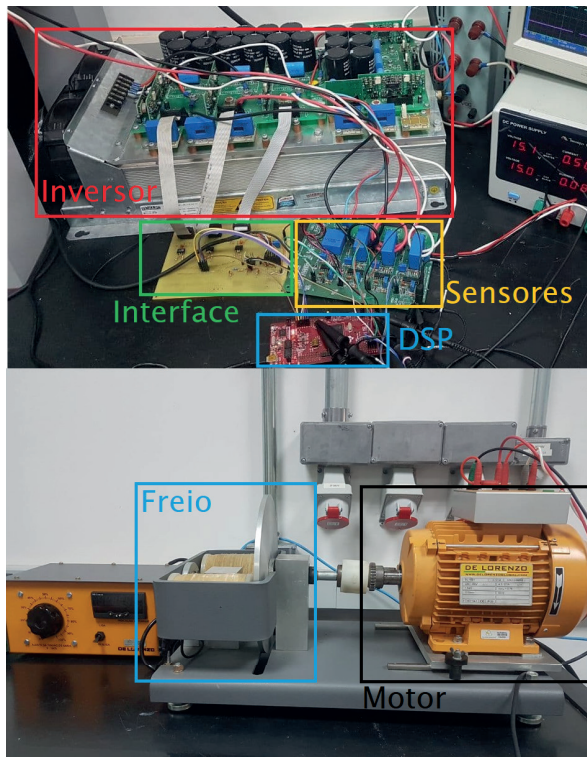


Fig. 4. Fotos da bancada experimental.

TABELA II
Dados do Motor de Indução

Potência da máquina	(P_{nom})	1100	W
Tensão Nominal	(V_{nom})	380	V
Rotação Nominal	(n_{nom})	1700	RPM
Torque Nominal	(T_{nom})	6,18	$N.m$
Fluxo Nominal	$(\Psi_{s,nom})$	0,925	Wb/esp
Frequência Nominal	(f_{nom})	60	Hz
Resistência do Estator	(R_s)	5	Ω
Indutância Total do Estator	(L_s)	545	mH
Resistência do Rotor	(R_r)	3,98	Ω
Indutância Total do Rotor	(L_r)	545	mH
Indutância Mútua	(L_s)	526	mH
Pares de polos	(p)	2	

São exibidos resultados de dois ensaios para analisar o desempenho do controlador, com orientação direta e indireta e erro de parâmetro. O primeiro ensaio mostra o controle de corrente (i_d e i_q) em detalhe, exibindo o impacto da

variação paramétrica no tempo de acomodação e erro de estado estacionário. O segundo ensaio mostra resultado do controle de velocidade utilizando uma malha externa com PI.

Para analisar a robustez do sistema contra variação paramétrica nas resistências – parâmetro mais sensível ao estado de funcionamento e temperatura do motor – os ensaios foram repetidos adicionando os desvios de parâmetros no código do controlador e estimador, sempre com a máquina fria. Os resultados foram obtidos a partir das saídas analógicas do DSP salvando os dados como *.csv* com ajuda de osciloscópio. Os detalhes dos ensaios serão descritos nas seções subsequentes.

A. Controle de Corrente

O ensaio de controle de corrente conta com sucessivos degraus na referência de i_q – representando um degrau de torque entre $-3Nm$ e $3Nm$ – enquanto a referência de i_d é mantida constante – mantendo o campo da máquina em $0,5Wb$. A máquina está conectada ao freio eletromagnético com o freio desenergizado, então o disco adiciona somente inércia ao sistema. O tempo do degrau é pequeno o suficiente para que a máquina não acelere além da velocidade que pode ser alimentada pelo barramento CC.

O valor esperado, em Amperes, de i_d é $0,95A$ e o degrau de i_q é de $2A$ a $-2A$. O barramento CC do inversor é ajustado para $300V$ e a frequência de amostragem do controlador preditivo é 20 kHz . No caso da orientação direta, os ganhos do PI do estimador são $K_{P,est} = 500$ e $K_{I,est} = 800$, ajustados manualmente para esta máquina, partindo dos valores calculados em (6).

A Figura 5 mostra o resultado do primeiro ensaio com variações na resistência do estator e rotor da máquina. A variação de cada teste é exibida na legenda dos gráficos.

O controle de i_q apresentou baixo erro de regime e baixo *ripple* nas correntes estimadas. Para orientação direta é possível observar perda de desempenho para variação nas resistências do estator e rotor de 100% e 300% e o ruído emitido pela máquina para estas variações paramétricas aumentou consideravelmente, mostrando possível problema de orientação de fluxo. Para orientação indireta o resultado se manteve estável para variações até 300% , com baixa variação entre testes. O tempo de acomodação da corrente para os testes estáveis com orientação direta ficaram ligeiramente acima da marca de $1ms$, com uma pequena variação entre testes, enquanto o tempo de acomodação para orientação indireta ficou ligeiramente abaixo da marca de $1ms$, também com pequenas variações.

O controle de i_d também se mostrou estável e com baixo erro de regime nos testes em que não há perda de desempenho do estimador. No momento do degrau há um rápido erro no controle de i_d , porém o controlador se recupera em torno de $1ms$, após a acomodação da corrente i_q .

A Tabela III mostra os erros absolutos médios para o controle de corrente para cada ensaio. O erro é calculado em toda a área do gráfico para uma análise quantitativa que permita comparar os resultados entre os ensaios.

B. Controle de Velocidade

O ensaio de controle de velocidade consiste de um degrau de velocidade de $-100rad/s$ a $100rad/s$. O torque é limitado

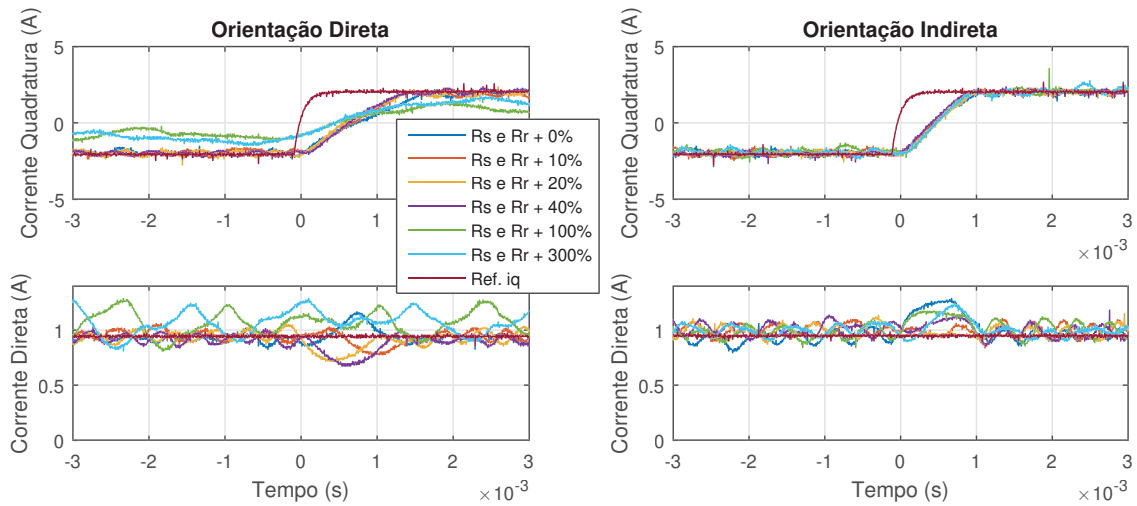


Fig. 5. Controle de corrente em detalhe com erros de parâmetros na legenda. Tempo relativo ao degrau de i_q .

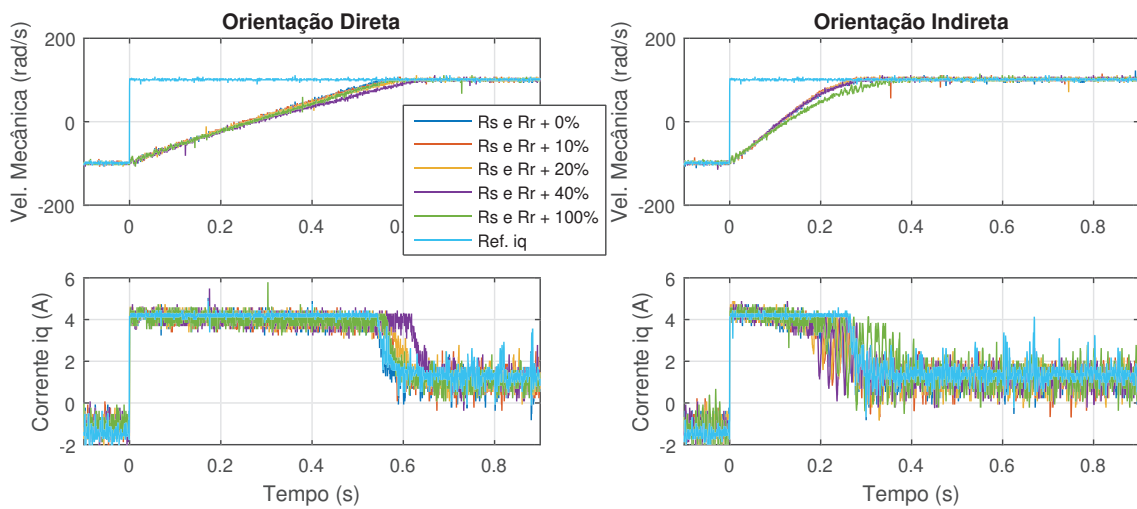


Fig. 6. Controle de velocidade com carga em detalhe com erros de parâmetros na legenda. Tempo relativo ao degrau de velocidade.

TABELA III
Erros Absolutos Médios em Relação à Referência de Corrente para Cada Ensaio em %

Rs e Rr +	0%	10%	20%	40%	100%	300%
i_d direta	3,7	4,1	5,0	5,3	13,7	15,6
i_d indireta	6,5	5,9	5,4	6,7	6,8	6,4
i_q direta	8,6	9,1	8,4	8,0	39,4	30,4
i_q indireta	7,8	6,7	5,5	5,0	7,8	7,3

a $\pm 6Nm$ e o fluxo é mantido constante em $0,6Wb$. A máquina está acoplada a um freio eletromagnético com carga de aproximadamente 30% da carga nominal da máquina e o barramento CC do inversor é de 400V. O PI do estimador mantém a mesma configuração do ensaio anterior e o PI da malha de velocidade é configurado com $K_{P,vel} = 0,5$ e $K_{I,vel} = 0,2$, escolhidos por tentativa e erro, equilibrando a velocidade de resposta e o ripple de torque em regime.

Neste ensaio é possível observar uma pequena variação na resposta do controlador relacionada à variação paramétrica,

tanto para orientação direta quanto para indireta. O uso do controlador PI parece compensar a perda de desempenho do controlador com estimador para variação de 100% nas resistências, observado no teste anterior. As duas estratégias apresentam erros de regime abaixo de 5% para todos os casos de erro de parâmetro.

O tempo de acomodação na inversão de velocidade com carga para orientação direta é cerca de $550ms$ enquanto para orientação indireta é de cerca de $270ms$. Isto mostra que pode haver alguma perda de orientação do estimador adaptativo no degrau de inversão. Quando há correta orientação, a corrente i_q é proporcional ao torque do eixo, então o tempo de inversão deveria ser igual para ambos casos pois a corrente se mantém saturada em ambos os casos. Este tempo de acomodação diferente evidencia, então, que a corrente de quadratura não é proporcional ao torque no eixo no momento do transiente.

A Figura 7 exibe um ensaio de entrada de carga no eixo da máquina para a orientação indireta. O controlador é ajustado para $100rad/s$, o fluxo da máquina é ajustado para $0,5Wb$ e a tensão do barramento é 400V. Os PIs são ajustados com os mesmos ganhos do ensaio anterior. A entrada de carga

é feita ligando o freio mecânico ajustado para 60% da carga nominal da máquina. Na metade do tempo capturado com o osciloscópio é adicionado erro de 100% de parâmetro nas resistências da máquina.

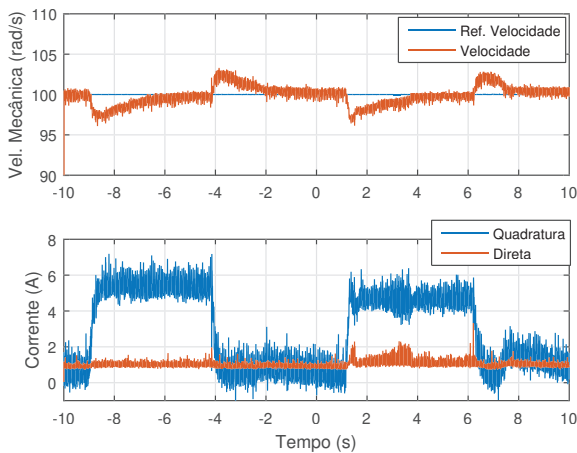


Fig. 7. Entrada de carga com velocidade fixa. A primeira entrada sem erro de parâmetro, a segunda entrada com 100% de erro nas resistências.

É possível observar que o PI de velocidade mantém o erro de regime próximo a zero. Quando há entrada e saída de carga ocorre um erro de cerca de 3% e o controle tem um tempo de acomodação de aproximadamente 2s para a carga utilizada. Entre a entrada de carga sem e com erro de parâmetro não há diferenças nos erros médios de regime ou tempo de acomodação, entretanto o *ripple* da corrente direta aumenta consideravelmente.

IV. CONCLUSÕES

O Controlador Preditivo Robusto com Conjunto Finito de Estados proposto demonstrou bom desempenho, atingindo corretamente as referências de controle de torque e velocidade – com tempo de acomodação do torque na casa de 1ms – e erro médio de regime abaixo de 1% no controle de corrente e de velocidade. Os resultados se mantiveram para variações nas resistências de até 100%, o que excede o esperado em operação convencional de um motor ou gerador.

Quanto ao método de orientação, ambos mostraram sinais de robustez para as variações exploradas, porém o desempenho dinâmico da orientação indireta com o controlador proposto foi melhor, mostrando vantagem no uso da orientação indireta para este tipo de controle. Além do desempenho, a orientação indireta é mais barata computacionalmente, tem implementação mais simples e não depende do ajuste adicional do PI. Uma desvantagem é a necessidade do uso de *encoder*, então se desejada uma implementação *sensorless*, o estimador adaptativo tem desempenho satisfatório.

TRABALHOS FUTUROS

Trabalhos futuros podem explorar o uso de estratégias de modulação para diminuir os *ripples* no controle de corrente e tensão (aumentando o número de vetores tensão aplicados por tempo de amostragem). Também pode-se explorar mudanças

na função de custo, como penalização de esforço de controle e penalização de frequência de chaveamento, além de explorar impacto do aumento do horizonte de controle. Outros tipos de estimadores de fluxo também podem ser explorados como filtros Kalman, por exemplo.

AGRADECIMENTOS

Ao LEPS - UFABC e seus participantes pelo apoio e suporte, além da 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] P. Karamanakos, T. Geyer, “Guidelines for the Design of Finite Control Set Model Predictive Controllers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7434–7450, Jul 2020.
- [2] A. J. Sguarezi Filho, R. V. Jacomini, “Chapter 5 - Modulated FCS-MPC for DFIG-DPC”, in A. J. Sguarezi Filho, ed., *Model Predictive Control for Doubly-Fed Induction Generators and Three-Phase Power Converters*, pp. 55–66, Elsevier, Jan 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-32-390964-8.00014-2>.
- [3] 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, May 2013.
- [4] J. Rodriguez Perez, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, A John Wiley and Sons, Ltd., 2012.
- [5] I. Takahashi, T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep 1986, doi: 10.1109/TIA.1986.4504799.
- [6] S. R. Eftekhari, S. A. Davari, P. Naderi, C. Garcia, J. Rodriguez, “Robust Loss Minimization for Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor With Electrical Circuit Model”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 5417–5426, Sep 2020.
- [7] R. Lazar, “The use of Model Predictive Control (MPC) in motor drives for switching loss and motor noise reduction”, in *21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, pp. P.1–P.7, Nov 2019.
- [8] J. A. Riveros, M. Rivera, C. Rodríguez, M. Galea, G. Buticchi, P. Wheeler, “Predictive Torque Control with Fixed Switching Frequency for Induction Motor Drives”, in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 211–216, Apr 2020.
- [9] A. S. Lunardi, A. J. Sguarezi Filho, “Controle preditivo baseado em modelo para sistema eólico empregando gerador de indução gaiola de esquilo”, *Brazilian J Power Electron*, vol. 23, no. 3, pp. 330–338, Jul 2018.

- [10] 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, Aug 2020, doi:10.1109/ECCE44975.2020.9235789.
- [11] J. A. Pomilio, C. R. de Souza, L. Matias, P. L. D. Peres, I. S. Bonatti, “Driving AC motors through a long cable: the inverter switching strategy”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1441–1447, Dec 1999, doi:10.1109/60.815087.
- [12] Y. Liu, S. Cheng, B. Ning, Y. Li, “Robust Model Predictive Control With Simplified Repetitive Control for Electrical Machine Drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4524–4535, Jul 2019, doi:10.1109/TPEL.2018.2857837.
- [13] F. Stinga, D. Popescu, “Robust model predictive control of an induction motor”, in *2014 18th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*, pp. 381–386, Oct 2014, doi:10.1109/ICSTCC.2014.6982446.
- [14] Z. Wang, Z. Zheng, Y. Li, J. Sun, Z. Deng, “A robust offset-free model predictive current control for induction motor based on incremental model and incremental current observer”, in *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 1–5, Jul 2019, doi:10.1109/PRECEDE.2019.8753363.
- [15] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, A. Flores, “Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, May 2012, doi:10.1109/TIE.2011.2157284.
- [16] A. J. Sguarezzi 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, Dec 2018.
- [17] 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, Nov 2021, doi: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680912.
- [18] C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg, “A modified direct torque control for induction motor sensorless drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 122–130, Jan 2000, doi:10.1109/28.821806.
- [19] 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, Jun 1998, doi:10.1109/CDC.1998.760827.
- [20] C. M. Franchi, *Acionamentos Eléctricos*, 3 ed., Editora Erica, 2008.
- [21] 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, Sep 2002.
- [22] J.-H. Kim, J.-W. Choi, S.-K. Sul, “Novel rotor flux observer using observer characteristic function in complex vector space for field oriented induction motor drives”, in *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*, vol. 1, pp. 615–621 vol.1, Aug 2001, doi:10.1109/APEC.2001.911711.
- [23] T. Geyer, *Model Predictive Control Of High Power Converters and Industrial Drives*, 1 ed., Wiley, 2017.

DADOS BIOGRÁFICOS

Rafael B. F. Figueiredo, natural de São Paulo, nasceu em fevereiro de 1994. É Técnico em Eletrônica pelo IFSP (2012), com experiência profissional na área de manutenção, projeto e laboratório. Se formou Bacharel em Ciência e Tecnologia (2018) e Engenheiro de Automação, Instrumentação e Robótica (2022) pela Universidade Federal do ABC - UFABC, onde se aproximou do mundo acadêmico e cursa o Mestrado em Engenharia Elétrica e faz parte do LEPS (Laboratório de Eletrônica de Potência e Smart Grids da UFABC), além de cursar Bacharelado em Ciência da Computação. Tem como interesse de pesquisa eletrônica de potência, acionamento de máquinas e eletrificação de frotas e equipamentos.

Angelo S. Lunardi, graduado em Engenharia Eletrônica em 2015 pelo Instituto Mauá de Tecnologia, onde durante o curso realizou trabalho científico como iniciação científica em 2013 com foco em simulação computacional e controle multivariável, obteve em 2017 o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal Universidade do ABC(UFABC) em pesquisa de controle aplicado a geração de energia eólica. Em 2022 obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo (USP) com a tese intitulada Controle Preditivo Robusto Aplicado ao Conversor Conectado à Rede. Atualmente bolsista FUCAMP pós-doutorado com pesquisa em Micro-redes pela Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

Alfeu J. Sguarezzi 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 Eléctricos. 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.

Ademir Pelizari Engenheiro Eletricista formado pela Universidade de Mogi das Cruzes (UMC), São Paulo, Brasil em 2002. Finalizou seu Mestrado e Doutorado em 2009 e 2015, respectivamente. Atualmente trabalha como Professor Adjunto na Universidade Federal do ABC (UFABC) nas áreas de dispositivos eletromecânicos, máquinas elétricas e sistemas de tração elétrica.