

# CONTROLE VETORIAL FUZZY-SENSORLESS ROBUSTO A VARIAÇÕES DE PARÂMETROS DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

WILLIAM CÉSAR DE ANDRADE PEREIRA, MANOEL LUIS DE AGUIAR, JOSÉ ROBERTO BOFFINO DE ALMEIDA MONTEIRO, GEYVERSON TEIXEIRA DE PAULA, THALES EUGÊNIO DE ALMEIDA, MARCELO PATRÍCIO DE SANTANA\*

\**Escola de Engenharia de São Carlos - EESC  
Universidade de São Paulo  
São Carlos, São Paulo, Brasil*

Email: william.andrade@usp.br, aguiar@sc.usp.br, jrm@sc.usp.br, geyverson.paula@usp.br, thales.eugenio.almeida@usp.br, marceloengenheiroe@usp.br

**Abstract**— This paper presents an approach to speed control Sensorless robust variations in machine parameters. The drive has a speed controller based Fuzzy logic and estimator based MRAS. Results are analyzed for different operating points and parameter variations of machine. It was used simulations in software Matlab / Simulink to validate the proposed.

**Keywords**— Sensorless, machine parameters, Fuzzy

**Resumo**— Este trabalho apresenta uma abordagem para o controle de velocidade *Sensorless* robusto as variações de parâmetros da máquina. O acionamento possui um controlador de velocidade baseado em lógica *Fuzzy* e estimador baseado em MRAS. Resultados são analisados para diferentes pontos de operação e variações de parâmetros da máquina. Utilizou-se simulações no *software* Matlab/Simulink para validação da proposta.

**Palavras-chave**— *Sensorless*, parâmetros da máquina, *Fuzzy*

## 1 Introdução

O Motor de Indução Trifásico (MIT) é um dos mais utilizados na indústria, pois tal motor proporciona grande robustez e baixa manutenção, em termos de construção, tem vantagens consideráveis economicamente e, quando utilizado o motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, os custos são ainda menores, devido às características construtivas do rotor (Leonhard, 2001).

Com o uso do controle vetorial e o avanço da eletrônica de potência, o MIT alcançou destaque, podendo substituir o motor de corrente contínua (MCC) nas aplicações que requerem velocidade variável. O Controle Orientado de Campo (*Field Oriented Control*, FOC) e Controle Direto de Torque (*Direct Torque Control*, DTC), são duas das principais técnicas de controle vetorial, que possibilitam o controle independente de fluxo e torque, como no MCC com excitação independente (Vas, 1998).

Crucial para o sucesso do controle vetorial é o conhecimento da posição instantânea do fluxo, que é medido no controle orientado direto (DFOC) e estimado no controle orientado indireto (IFOC). No IFOC exige-se o conhecimento prévio dos parâmetros da máquina, que podem variar durante a operação (Gayathri, M.N. Himavathi, S. ; Sankaran, 2012). Esta variação pode acarretar em problemas no desempenho do controle, principalmente nos acionamentos sem *encoders*, conhecidos como *sensorless*.

### 1.1 Estimadores de Velocidade

Nas últimas décadas, pesquisadores têm dedicados seus esforços para o aperfeiçoamento do controle de velocidade *sensorless*. As principais técnicas são:

- Modelos de Referência Adaptativos .
- Observadores de Estados.
- Sistemas Baseados em Redes Neurais, Sistemas Fuzzy e Modos Deslizantes.
- Filtro de Kalman.

Vários esquemas para estimação de velocidade e parâmetros têm sido propostos (Maiti and Chakraborty, 2009; Zerikat, Mechernene and Chekroun, 2011; Ravi Teja et al., 2012; Alonge et al., 2013). Os Modelos de Referência Adaptativos (*Model Refence Adaptive System*, MRAS) são usados principalmente para estimar as resistências e velocidade do motor de indução. Sistemas MRAS são de implementação simples e requerem menos esforço computacional em comparação a outros métodos (Gayathri et al., 2012). Na literatura os principais métodos MRAS são baseados no fluxo do rotor, força contra eletromotriz e potência reativa.

O esquema baseado na força contra eletromotriz pode apresentar problemas de estabilidade em baixas frequências do estator e dificuldades para o cálculo da derivada da corrente de magnetização, porém evita integração pura no modelo de referência. O método de potência reativa é robusto às

variações das resistências da máquina e evita integrações em todo o modelo, no entanto, sofre de instabilidade e problemas na regeneração (Maiti et al., 2007). MRAS baseados no fluxo do rotor apresentam bons resultados para amplas faixas de operação e não sofrem com problemas de estabilidade, contudo, são sensíveis à parâmetros da máquina (Zerikat, Chekroun and Mechernene, 2011). Geralmente, os principais problemas associados com a operação em baixa velocidade está associado às alterações dos parâmetros da máquina, aquisição dos dados dos sensores e problemas de integração.

## 1.2 Controladores PI e Fuzzy

O controlador PI é amplamente empregado na indústria, sendo facilmente implementado e seu desempenho é satisfatório em grande parte das aplicações.. A maioria dos acionamentos FOC descritos na literatura utilizam controladores PI como mecanismo de controle (Bose, 2002; Vas, 1998; Trzynadlowski, 2001). No entanto, a variação dos parâmetros da máquina, acaba tornando o controlador PI incapaz de proporcionar o desempenho requerido. O problema pode ser resolvido por técnicas adaptativas de controle, como modelo de referência adaptativo, controle modo deslizante, controladores PI auto-ajustável, entre outros. No entanto, segundo Uddin et al. (2002) estes controlados dependem do conhecimento da planta para o seu projeto, entretanto, muitas vezes é difícil desenvolver um modelo matemático preciso, devido a variações de cargas, temperaturas, e outras incertezas inerentes relacionadas ao modelo. Uma solução muito utilizada são os controladores baseados em lógica *Fuzzy* (FLC), que foram introduzidos por Zadeh em 1965 (Kovacic and Bogdan, 2010). Este controlador apresenta algumas vantagens, tais como: a) não necessita de qualquer modelo matemático da planta; b) é um controlador não-linear.

Neste trabalho portanto, é abordado o acionamento vetorial *sensorless* robusto a variação de parâmetros, por meio de controladores FLC e estimador MRAS de velocidade e parâmetros. Simulações do método proposto são apresentados e analisados.

## 2 Controle Orientado de Campo

As equações que resumem o modelo matemático da máquina, para o acionamento IFOC, podem ser descritas em referencial  $dq$  genérico (Krishnan, 2001; Buja and Kazmierkowski, 2004).

$$\mathbf{U}_{dq,s} = R_s \mathbf{I}_{dq,s} + \frac{d}{dt} \Psi_{dq,s} + j\omega_\lambda \Psi_{dq,s} \quad (1)$$

$$\mathbf{U}_{dq,r} = R_r \mathbf{I}_{dq,r} + \frac{d}{dt} \Psi_{dq,r} + j(\omega_\lambda - \omega_m) \Psi_{dq,s} \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (T_{el} - K_d \omega_m - T_l) \quad (3)$$

O conceito da orientação de campo, consiste em fixar no eixo direto do sistema de coordenadas um dos três fluxos magnéticos da máquina de indução: do estator, entreferro e o de rotor. Este conceito leva a uma simplificação, onde para qualquer um dos três fluxos escolhidos, eles são expressos apenas pela componente direta do eixo de coordenadas (4).

$$\Psi_{dq} = \Psi_d = \Psi \quad (4)$$

Quando é utilizada a Orientação de Fluxo do Rotor, há uma simplificação imediata na expressão do torque. O torque torna-se proporcional ao produto do fluxo do rotor pela componente de eixo em quadratura da corrente do estator, como ocorre nos MCC de excitação independente (5) e (6).

$$T_{el} = \left(\frac{3}{2}\right) p \left(\frac{L_m}{L_r}\right) (\Psi_{dr} i_{sq} - \Psi_{qr} i_{sd}) \quad (5)$$

$$\Psi_{qr} = 0 \quad (6)$$

A equação do torque pode ser reescrita, de tal maneira, que o torque dependa apenas da corrente em quadratura do estator, ja que o fluxo é mantido constante como nos MCC (7).

$$T_{el} = \left(\frac{3}{2}\right) p \left(\frac{L_m}{L_r}\right) \Psi_{dr} i_{sq} \quad (7)$$

Escolhendo o referencial, define-se o valor de  $\omega_\lambda$ , podendo adotar à velocidade síncronas dos fluxos, velocidade do rotor ou zero para estacionário. Pela definição de  $\omega_\lambda$  é possível obter a posição instantânea das grandezas elétricas(8, 9).

$$\Theta_\lambda = \int \omega_\lambda \quad (8)$$

$$\omega_\lambda = n_{pp} \omega_m + \omega_{ls} \quad (9)$$

sendo  $\omega_{ls} = \frac{I_q^*}{T_r I_d^*}$  é a frequência do escorregamento e  $n_{pp}$  é o número de par de polos.

O diagrama de acionamento para o controle (IFOC) orientado no fluxo do rotor, com o motor alimentado por inversor fonte de corrente e a velocidade controlada por um sistema baseado em lógica *Fuzzy* é mostrado na Fig.1.

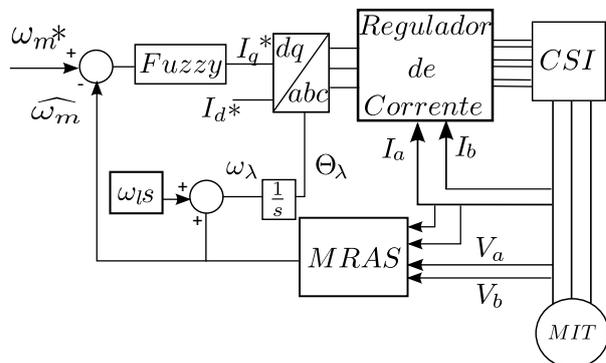


Figura 1: Diagrama do Controle FOC *Sensorless*

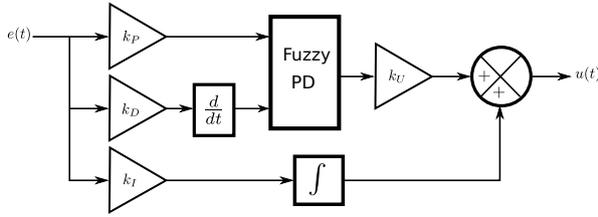


Figura 2: Diagrama do Modelo de Referência Adaptativo

### 3 Controlador FLC Proposto

Neste trabalho é proposto um controlador FLC do tipo *Mamdani* para velocidade. A estrutura do controlador é conhecido como *Fuzzy PD+I* com duas entradas. A primeira entrada é o erro de velocidade  $e_\omega$  e a segunda é a variação do erro  $\Delta e_\omega$ . Há também uma malha externa integrativa responsável por zerar o erro em regime, ilustrado na Figura 2. O FLC possui para as entradas e saída sete funções de pertinência, totalizando um total de 49 regras. Utilizou-se funções de pertinências trapezoidais e triangulares tanto para entradas e saída, como mostrado na Figura 3. Os fatores  $K_P$ ,  $K_D$ ,  $K_I$ ,  $K_U$ , são respectivamente os ganhos proporcional, derivativo, integrativo e de saída, tendo a função de normalizar as entradas  $e_\omega$  e  $\Delta e_\omega$  para o universo de discurso e também são fatores para a *Fuzzificação* e *Defuzzificação*. Os termos lin-

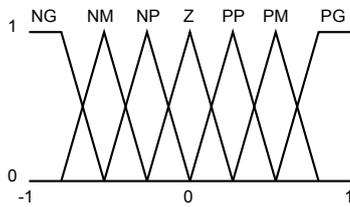


Figura 3: Conjunto de funções de pertinência.

guísticos das funções de pertinência são descritos como se segue: Negativo Grande(NG), Negativo Médio(NM), Negativo Pequeno(NP), Zero(Z), Positivo Pequeno(PP), Positivo Médio(PM) e Positivo Grande(PG). Essas variáveis linguísticas são proposições no formato **SE-ENTÃO**, como por exemplo:

FR: se erro de velocidade é PG e variação do erro é NM, então saída é PP

O conjunto de regras *Fuzzy* é detalhado na Tabela 1. As faixas de valores neste processo foram determinadas por meio de análises do comportamento da planta, mediante sucessivas simulações, possibilitando, desta forma, a extração de informações relevantes para a modelagem do sistema *Fuzzy*. A saída do controlador depende do processo de *Defuzzificação*, que transforma os resultados obtidos por meio da interação entre as regras e funções de

Tabela 1: Tabela de regras *Fuzzy*

$e_\omega$	$\Delta e_\omega$						
	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NG	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NG	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PG	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PG	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

pertinência, conhecido como processo de inferência *Fuzzy*, em valores de saídas numéricas. Após a *Defuzzificação*, o valor da saída do FLC é a componente de referência em quadratura da corrente ( $I_q^*$ ), responsável pela produção do torque, que por sua vez, é uma das entradas do bloco de histerese.

### 4 Estimador MRAS

O estimador de velocidade, é projetado por meio do mecanismo MRAS, proposto inicialmente por Schauder (1992). O sistema é composto por equações que representam o Modelo de Referência (equações do estator), que tem a sua saída comparada com a produzida pelo Modelo Adaptativo (equações do rotor). O resultado é a entrada de um controlador PI que atua como mecanismo de adaptação. O esquema completo é ilustrado na Figura 4.

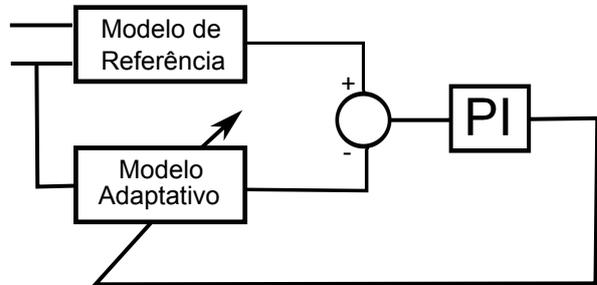


Figura 4: Diagrama do Modelo de Referência Adaptativo

As equações do Modelo de Referência e Modelo Adaptativo, podem ser escritas como (10,13):

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (10)$$

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{dr} = -\frac{1}{T_r} \hat{\Psi}_{dr} - \hat{\omega}_m \hat{\Psi}_{qr} + \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (12)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{qr} = -\frac{1}{T_r} \hat{\Psi}_{qr} + \hat{\omega}_m \hat{\Psi}_{dr} + \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (13)$$

sendo  $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$

A estimativa da resistência do estator em paralelo com a velocidade do rotor, foi proposto por Cherian and Mathew (2012) e tem como objetivo realimentar o Modelo de Referência com o valor real da resistência do estator, que varia drasticamente em baixas velocidades. As equações (14) e (15) compõem o esquema de realimentação empregando o valor real da resistência do estator.

$$e_{rs} = i_{ds} \left( \Psi_{dr} - \widehat{\Psi}_{dr} \right) + i_{qs} \left( \Psi_{qr} - \widehat{\Psi}_{qr} \right) \quad (14)$$

$$\widehat{R}_s = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) e_{rs} \quad (15)$$

## 5 Resultados

Para mostrar a eficácia e validade da proposta do acionamento vetorial *sensorless* robusto à variação de parâmetros, as simulações foram realizadas com o Matlab/Simulink e *PowerSystem toolbox toolbox*, para diferentes pontos de operação. Os parâmetros do MIT são apresentados na Tabela 2. O período de amostragem é de  $1\mu s$ . Para

Tabela 2: Parâmetros do MIT usado nas simulações.

Parâmetros	Valor	Unidade
$R_s$	7.56	$\Omega$
$R_r$	3.84	$\Omega$
$(L_s - L_r)$	350.85	mH
$(L_m)$	336.15	mH
$n_{pp}$	2	
$J$	0.017	$Kg.m^2$
$K_D$	0.0001	K.m.s
Tensão	220	V

demonstrar a robustez do controlador e estimador de velocidade, foram realizados simulações com variação das resistências do estator  $R_s$  e rotor  $R_r$  com acréscimo de 100% e 50% dos valores nominais. Para o momento de inércia  $J$  foi considerado um aumento de 100% do valor nominal. Para as simulações realizadas até 0.3s a referência de velocidade é zero, devido ao tempo que o fluxo do estator leva para entrar em regime. Para verificação da capacidade do controle, devido as variações de velocidade e parâmetros, foram adotados os seguintes valores: corrente  $I_d$  de referência igual a 4.2A e a corrente  $I_q$  foi limitado a no máximo 5A. Os reguladores de histerese utilizam banda de 0.1 A e por ultimo, o inversor possui limitação de chaveamento de no máximo 20kHz.

### 5.1 Resultados das Simulações

Na Figura 5 é mostrado a resposta do controlador *Fuzzy* frente a referências de velocidade em rampa.

No instante de 0.3s é aplicada uma rampa com amplitude de 30(rad). Para a análise do desempenho de todo o acionamento, no instante 0.8s foi novamente aplicada um rampa com valor de 60(rad).

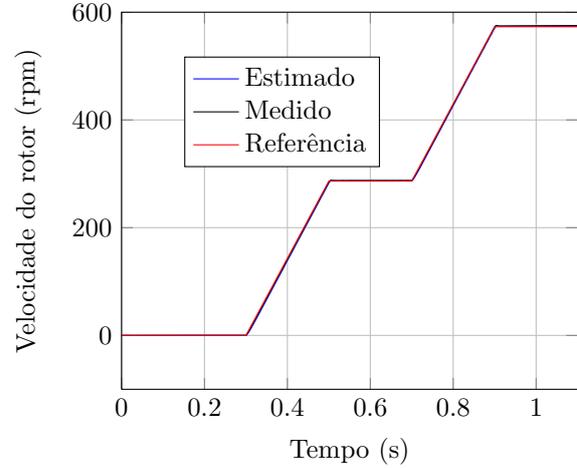


Figura 5: Resposta em rampa do controle de velocidade IFOC-*Fuzzy Sensorless*

O desempenho do controlador *Fuzzy* e do estimador MRAS a um aumento da resistência do estator em 100%, é ilustrado na Figura 6. Observa-se que, mesmo frente à mudança da resistência estatórica, o estimador apresenta desempenho satisfatório, devido, a correta estimação de  $R_s$  pelo sistema proposto. A estimativa de  $R_s$  é apresentada na Figura 7.

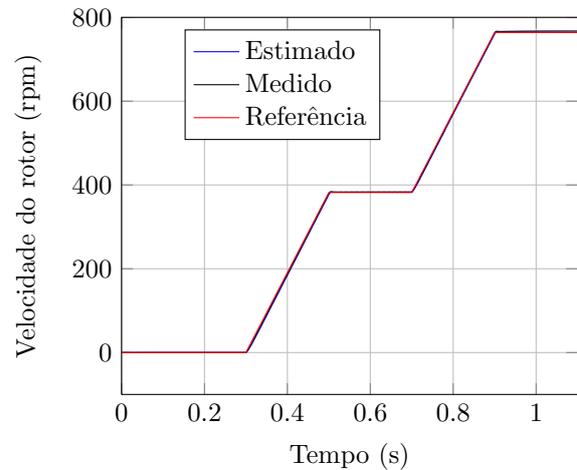


Figura 6: Desempenho do sistema IFOC-*Fuzzy Sensorless* frente ao aumento de 100% da Resistência Estatórica

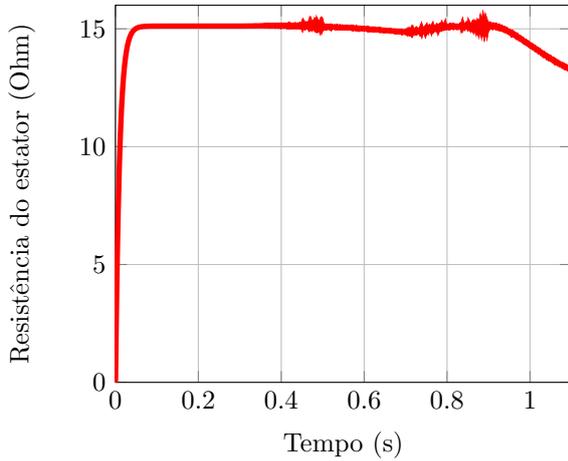


Figura 7: Resistência do Estator Estimada com aumento de 100%

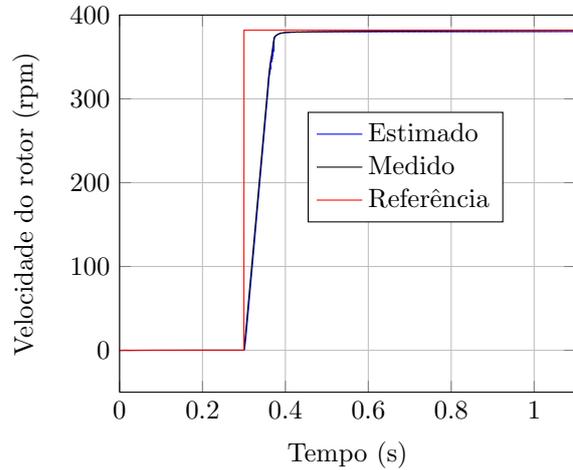


Figura 9: Desempenho do sistema IFOC-*Fuzzy Sensorless* com acréscimo de 100% do Momento de Inércia  $J$

Para validar o acionamento proposto, foram realizadas simulações aumentando a resistência rotórica do MIT. Nota-se que, no modelo matemático do estimador, as equações 12 e 13 que compõem o Modelo Adaptativo, são inversamente proporcionais a constante de tempo do rotor ( $T_r$ ). Entretanto, mesmo sem o seu monitoramento, o FLC em conjunto com o MRAS, mostram um ótimo desempenho, apenas apresentando um pequeno erro de estimativa de velocidade em regime transitório, como ilustrado na Figura 8.

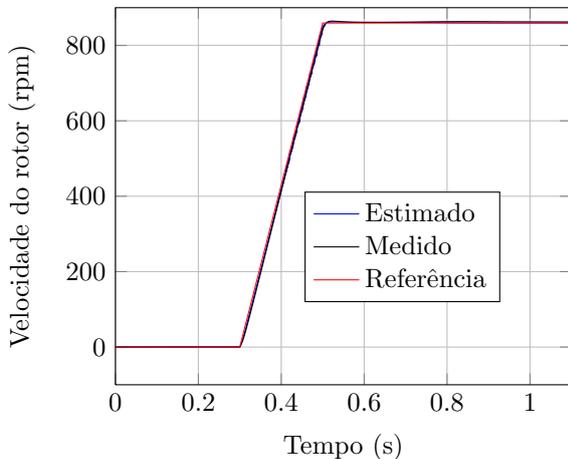


Figura 8: Desempenho do sistema IFOC-*Fuzzy Sensorless* com acréscimo de 50% da Resistência Rotórica

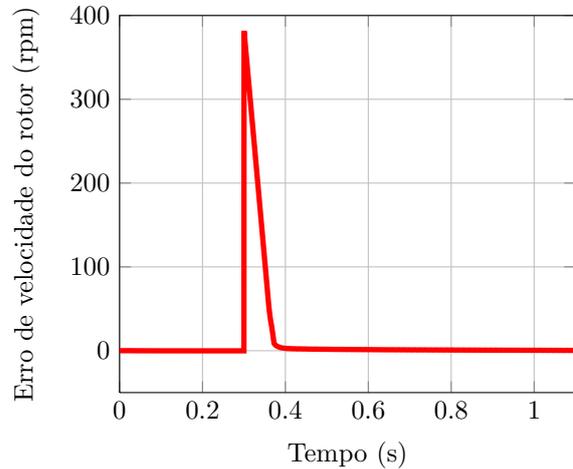


Figura 10: Erro de velocidade do rotor

No trabalho de (Mannan et al., 2006) é enfatizado a importância de  $J$  para o projeto de controladores PIDs. A Figura 9 demonstra o desempenho do FLC frente ao aumento de 100% de  $J$ . É possível observar o ótimo desempenho do FLC na Figura 10, que ilustra o erro entre a velocidade de referência e a velocidade medida.

## 6 Conclusão

Este trabalho teve como objetivo principal propor um acionamento IFOC robusto à variações de parâmetros da máquina de indução. Foram apresentados e analisados os resultados de simulações no software Matlab/Simulink. O acionamento proposto foi submetido às variações das resistências do estator, rotor e do momento de inércia, para diferentes pontos de operação. Os resultados obtidos mostram-se bons e podem ser comprovados pelas Figuras 6, 7, 8, 9 e 10. É importante ressaltar que, o sistema proposto utiliza um controlador (*Fuzzy*) e apenas um MRAS para a estimação em paralelo da velocidade do rotor e da resistência do estator.

## Agradecimentos

Os autores agradecem a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CNPq) pelo apoio financeiro e a Universidade de São Paulo (USP) pela oportunidade de realizar este trabalho.

## Referências

- Alonge, F., D'IPPOLITO, F. and Sferlazza, A. (2013). Sensorless Control of Induction Motor Drive Based on Robust Kalman Filter and Adaptive Speed Estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Bose, B. K. (2002). *Modern Power Electronics and Ac Drives*, Prentice Hall PTR.
- Buja, G. and Kazmierkowski, M. (2004). Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **51**(4): 744–757.
- Cherian, J. and Mathew, J. (2012). Parameter independent sensorless vector control of induction motor, *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, IEEE, pp. 1–6.
- Gayathri, M. N., Himavathi, S. and Sankaran, R. (2012). Performance enhancement of vector controlled drive with rotor flux based MRAS rotor resistance estimator, *2012 International Conference on Computer Communication and Informatics*, IEEE, pp. 1–6.
- Gayathri, M.N. Himavathi, S. ; Sankaran, R. (2012). Comparison of Rotor Flux and Reactive Power based MRAS Rotor Resistance Estimators for Vector Controlled Induction Motor Drive, pp. 183–189.
- Kovacic, Z. and Bogdan, S. (2010). *Fuzzy Controller Design: Theory and Applications*, Automation and Control Engineering, Taylor & Francis.
- Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*, Prentice Hall PTR.
- Leonhard, W. (2001). *Control of Electrical Drives*, Engineering Online Library, Springer-Verlag.
- Maiti, S. and Chakraborty, C. (2009). Experimental validation of very-low and zero speed operation of a flux-eliminated adaptive estimator for vector controlled IM drive, *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, IEEE, pp. 1–6.
- Maiti, S., Chakraborty, C. and Sengupta, S. (2007). Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power, *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, pp. 286–291.
- Mannan, M. A., Murata, T., Tamura, J. and Tsuchiya, T. (2006). A Fuzzy-Logic-Based Self-Tuning PI Controller for High-Performance Vector Controlled Induction Motor Drive, *Electric Power Components and Systems* **34**(4): 471–481.
- Ravi Teja, A. V., Chakraborty, C., Maiti, S. and Hori, Y. (2012). A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **59**(10): 3757–3767.
- Schauder, C. (1992). Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, *IEEE Transactions on Industry Applications* **28**(5): 1054–1061.
- Trzynadlowski, A. M. (2001). *Control of Induction Motors*, Academic Press Series in Engineering, Academic Press, Incorporated.
- Uddin, M., Radwan, T. and Rahman, M. (2002). Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications* **38**(5): 1219–1225.
- Vas, P. (1998). *Sensorless vector and direct torque control*, Monographs in electrical and electronic engineering, Oxford University Press.
- Yau-Tze Kao ; Chang-Huan Liu (1992). Analysis and design of microprocessor-based vector-controlled induction motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **39**(1): 46–54.
- Zerikat, M., Chekroun, S. and Mechernene, A. (2011). A robust MRAS-sensorless scheme based rotor and stator resistances estimation of a direct vector controlled induction motor drive, *2011 16th International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics*, IEEE, pp. 151–156.
- Zerikat, M., Mechernene, A. and Chekroun, S. (2011). High-performance sensorless vector control of induction motor drives using artificial intelligent technique, (July 2010): 787–800.