

Rastreamento de Fluxo e de Velocidade de um Motor de Indução Utilizando Controle Vetorial e Técnicas de Modos Deslizantes.

Gustavo Vargas de Souza* Jean Marcos de Souza Ribeiro**

* Universidade Estadual Paulista, Júlio de Mesquita Filho, Campus Ilha Solteira, SP (e-mail: gustavo.vargas@unesp.br).

** Universidade Estadual Paulista, Júlio de Mesquita Filho, Campus Ilha Solteira, SP (e-mail: jean.ribeiro@unesp.br)

Abstract: In this paper, an integral sliding-mode controller in conjunction with vector control oriented by rotor flux is designed for speed and flux tracking of a squirrel-cage three phase induction motor. The proposed control strategy yields robustness under parametric uncertainties and disturbance rejection in the plant and good transient response. By simulations via Simulink, the effectiveness of the control scheme is verified.

Resumo: Neste trabalho, um controle de modo deslizante integral em conjunto com o controle vetorial de campo orientado pelo fluxo do rotor é projetado para rastreamento da velocidade e do fluxo de um motor de indução trifásico com gaiola de esquilo. A estratégia de controle proposta fornece robustez sob incertezas paramétricas e rejeição de distúrbios na planta e boa resposta transiente. Através de simulações via Simulink, a efetividade do esquema de controle é verificada.

Keywords: Induction Motor; Integral Sliding-Mode; Field-Oriented Control; Tracking; Lyapunov's Theorem.

Palavras-chaves: Motor de indução; Modo deslizante integral; Controle Vetorial; Rastreamento; Teorema de Lyapunov.

1. INTRODUÇÃO

O controle de campo orientado, ou *Field Oriented Control* (FOC), tem sido amplamente utilizado para o controle do motor de indução, por fazer com que este opere, idealmente, como um motor de corrente contínua de excitação independente, desacoplando torque e fluxo (Bose, 2002). Para implementar o FOC, o modelo matemático deve ser obtido através das transformações de Clarke e de Park, que transformam a referência estacionária ($a - b - c$) para uma referência girante ($d - q$). Este modelo, geralmente, ainda é de difícil controle e, por isso, orientando o fluxo de eixo direto com o fluxo do eixo do rotor, um modelo matemático simples pode ser obtido.

Em geral, a desvantagem do controle vetorial é a dependência de parâmetros, que são alterados por fenômenos físicos, como a temperatura, a saturação e o efeito skin, prejudicando a performance do controle. Dessa forma, estratégias de controle para lidar com as variações de parâmetros foram propostas na literatura, a exemplo do controle de torque direto (DTC), o controle adaptativo, o controle Fuzzy e o controle com modos deslizantes (Sahu et al., 2020; Dube and Bayoumi, 2020; Paul and Kucher, 2020; Mier et al., 2017; Roubache et al., 2016).

Controle com estrutura variável e modos deslizantes ou *Sliding-Mode Control* (SMC) é um método de controle robusto não linear, que é insensível a variações de parâmetros e não linearidades da planta, possuindo uma dinâmica de

ordem reduzida e tempo de convergência finita quando o modo de escorregamento é atingido (Shtessel et al., 2014). Um dos problemas do controle com modos deslizantes acontece durante o tempo de alcance do modo de deslizamento, onde o controle perde a robustez. Sendo assim, para melhorar a robustez do SMC, utiliza-se o controle de modo deslizante integral ou *Integral Sliding-Mode Control* (ISMC), que não apenas mantém a robustez do controle, sem se importar com incertezas, mas também não possui tempo de alcance do modo de escorregamento (Wai and Shih, 2011).

Este artigo propõe uma estratégia de controle robusto, baseada em ISMC em conjunto com o controle vetorial indireto, para o rastreamento de velocidade e de fluxo de um motor de indução trifásico com gaiola de esquilo o qual possui rejeição de distúrbios de torque de carga e insensibilidade a incertezas paramétricas. As simulações foram realizadas utilizando o ambiente Simulink para verificar a validade do esquema de controle proposto.

2. NOMENCLATURA

Durante a realização do trabalho, as seguintes nomenclaturas foram utilizadas:

R_s = Resistência do Estator,

R_r = Resistência do Rotor referida ao estator,

L_{ls} = Indutância de dispersão do estator,

L_{lr} = Indutância de dispersão do rotor referida ao estator,
 L_s = Indutância própria do estator,
 L_r = Indutância própria do rotor,
 ω_e = Velocidade angular elétrica do estator,
 ω_r = Velocidade angular elétrica do rotor,
 ω_m = Velocidade mecânica do rotor,
 ω_{sl} = Velocidade angular elétrica de escorregamento,
 i_{ds} = Corrente do estator no eixo d ,
 i_{dr} = Corrente do rotor no eixo d ,
 i_{qs} = Corrente do estator no eixo q ,
 i_{qr} = Corrente do rotor no eixo q ,
 v_{ds} = Tensão do estator no eixo d ,
 v_{dr} = Tensão do rotor no eixo d ,
 v_{qs} = Tensão do estator no eixo q ,
 v_{qr} = Tensão do rotor no eixo q ,
 v_{ef} = Tensão eficaz monofásica,
 P = Número de polos,
 T_r = Constante de tempo do rotor,
 σ = Coeficiente de dispersão.

3. MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O circuito equivalente $d - q$ com velocidade arbitrária ω de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo é apresentado na Figura 1, (Bose, 2002). Por meio deste circuito pode ser obtido um modelo matemático que possibilite o projeto de um controlador que atenda determinados requisitos.

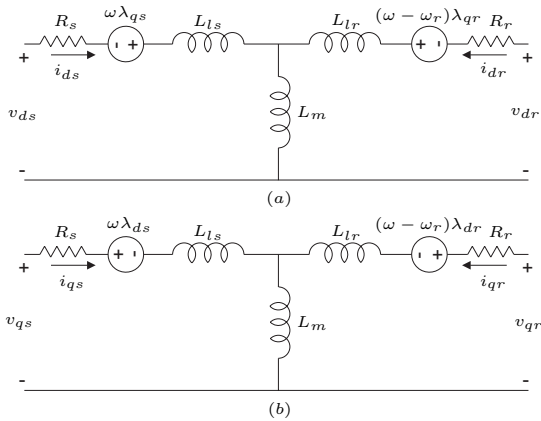


Figura 1. Circuito Equivalente $d - q$ de um Motor de Indução

As equações que descrevem o comportamento dinâmico do circuito da Figura 1 e que, conseqüentemente, representam a dinâmica da máquina no eixo d - q girando na velocidade síncrona ω_e são dadas por, (Jain et al., 2017):

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \alpha_1 i_{ds} + \omega_e i_{qs} + \alpha_3 \lambda_{dr} + \alpha_5 \omega_r \lambda_{qr} + \alpha_4 v_{ds}, \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_e i_{ds} + \alpha_1 i_{qs} - \alpha_5 \omega_r \lambda_{dr} + \alpha_3 \lambda_{qr} + \alpha_4 v_{qs}, \\ \frac{d\lambda_{dr}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} + \alpha_2 i_{ds}, \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} &= -(\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} - \frac{1}{T_r} \lambda_{qr} + \alpha_2 i_{qs}, \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \alpha_6 \lambda_{dr} i_{qs} - \alpha_6 \lambda_{qr} i_{ds} - \alpha_7 T_L, \end{aligned} \quad (1)$$

sendo,

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{-(L_r^2 R_s + L_m^2 R_r)}{L_r^2 L_s \sigma}, \quad \alpha_2 = \frac{L_m}{T_r}, \\ \alpha_3 &= \frac{L_m}{T_r L_r L_s \sigma}, \quad \alpha_4 = \frac{1}{L_s \sigma}, \\ \alpha_5 &= \frac{L_m}{L_r L_s \sigma}, \quad \alpha_6 = \frac{3P^2 L_m}{8JL_r}, \\ \alpha_7 &= \frac{P}{2J}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}, \\ T_r &= \frac{L_r}{R_r}, \quad L_r = L_m + L_{lr}, \\ L_s &= L_m + L_{ls}, \quad i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r}, \\ i_{qr} &= \frac{\lambda_{qr} - L_m i_{qs}}{L_r}, \quad \lambda_{ds} = i_{ds} L_s \sigma + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}, \\ \lambda_{ds} &= i_{qs} L_s \sigma + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}. \end{aligned} \quad (2)$$

As tensões v_{dr} e v_{qr} são consideradas iguais a zero, pois este artigo trata de um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo.

3.1 Orientação pelo Fluxo do Rotor

Sob o controle de campo orientado pelo fluxo do rotor, se tornam válidas as seguintes relações, (Bose, 2002; Krishnan, 2001):

$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_r, \quad (3)$$

$$\omega_{sl} = \alpha_2 \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}}, \quad (4)$$

$$\lambda_{qr} = 0, \quad (5)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}. \quad (6)$$

Substituindo (3), (4) e (5) em (1) as equações que representam a dinâmica do motor podem ser descritas como:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \alpha_1 i_{ds} + \omega_r i_{qs} + \alpha_2 \frac{i_{qs}^2}{\lambda_{dr}} + \alpha_3 \lambda_{dr} + \alpha_4 v_{ds}, \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_r i_{ds} - \alpha_2 \frac{i_{ds} i_{qs}}{\lambda_{dr}} - \alpha_1 i_{qs} - \alpha_5 \omega_r \lambda_{dr} + \alpha_4 v_{qs}, \\ \frac{d\lambda_{dr}}{dt} &= \alpha_2 i_{ds} - \frac{1}{T_r} \lambda_{dr}, \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \alpha_6 \lambda_{dr} i_{qs} - \alpha_7 T_L. \end{aligned} \quad (7)$$

4. PROJETO DO CONTROLADOR COM MODOS DESLIZANTES

Seja o erro de rastreamento da velocidade e do fluxo dados por:

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega_r, \quad (8)$$

$$e_\lambda = \lambda_{ref} - \lambda_{dr}. \quad (9)$$

Então, uma dinâmica de erro desejada pode ser definida como uma equação diferencial de primeira ordem, da seguinte forma:

$$\dot{e}_\omega = -c_\omega e_\omega, \quad (10)$$

$$\dot{e}_\lambda = -c_\lambda e_\lambda, \quad (11)$$

sendo, $c_\omega > 0$ e $c_\lambda > 0$.

Para atingir a dinâmica das equações (10) e (11), pode-se definir uma função de escorregamento em que o objetivo é determinar uma lei de controle u que leve esta função a zero. Assim, torna-se evidente que os erros tenderão a zero a medida que $t \rightarrow \infty$ e, consequentemente, $\omega_r \rightarrow \omega_{ref}$ e $\lambda_{dr} \rightarrow \lambda_{ref}$. As funções de escorregamento são, portanto, definidas como:

$$s_\omega = \dot{e}_\omega + c_\omega e_\omega, \quad (12)$$

$$s_\lambda = \dot{e}_\lambda + c_\lambda e_\lambda. \quad (13)$$

Tomando a derivada das equações (12) e (13) com relação ao tempo, a dinâmica das funções de escorregamento s_ω e s_λ podem ser obtidas:

$$\dot{s}_\omega = f_\omega(x, t) + \Delta_\omega(x, t) - u_\omega(t), \quad (14)$$

$$\dot{s}_\lambda = f_\lambda(x, t) + \Delta_\lambda(x, t) - u_\lambda(t), \quad (15)$$

sendo,

$$f_\omega(x, t) = \ddot{\omega}_{ref} + c_\omega \dot{\omega}_{ref} + \alpha_6 \omega_r \lambda_{dr} i_{ds} + \dots \quad (16)$$

$$\dots + \left(\frac{\alpha_2 \alpha_6}{T_r} - \alpha_6 \alpha_1 - c_\omega \alpha_6\right) \lambda_{dr} i_{qs} + \dots$$

$$\dots + \alpha_6 \alpha_5 \omega_r \lambda_{dr}^2 + \alpha_7 c_\omega T_L + \alpha_7 \dot{T}_L,$$

$$f_\lambda(x, t) = \ddot{\lambda}_{ref} + c_\lambda \dot{\lambda}_{ref} - \frac{\alpha_2 i_{qs}^2}{\lambda_{dr}} - \dots, \quad (17)$$

$$\dots - (c_\lambda \alpha_2 + \alpha_1 \alpha_2 - \frac{\alpha_2}{T_r}) i_{ds} - \dots$$

$$\dots - (\alpha_2 \alpha_3 + \frac{c_\lambda}{T_r} + \frac{1}{T_r^2}) \lambda_{dr} - \alpha_2 \omega_r i_{qs},$$

$$u_\omega(t) = \alpha_4 \alpha_6 \lambda_{dr} v_{qs}, \quad (18)$$

$$u_\lambda(t) = \alpha_2 \alpha_4 v_{ds}. \quad (19)$$

As funções $\Delta_\omega(x, t)$ e $\Delta_\lambda(x, t)$ representam as incertezas paramétricas do motor de indução e são assumidas como limitadas sendo, $|\Delta_\omega(x, t)| \leq M_\omega$ e $|\Delta_\lambda(x, t)| \leq M_\lambda$, onde $M_\omega > 0$ e $M_\lambda > 0$.

Para aplicar o conceito do ISMC, uma função de escorregamento auxiliar deve ser introduzida, de forma que a função de escorregamento $s(t)$ seja levada assintoticamente a zero e assim o tempo de alcance seja eliminado (Shtessel et al., 2014). Dessa forma, a função auxiliar pode ser escrita da seguinte forma:

$$z(t) = s(t) + \int_0^t ks(\tau) d\tau. \quad (20)$$

Durante o modo de escorregamento de $z(t)$ tem-se que $z(t) = \dot{z}(t) = 0$. Assim, tomando a derivada da equação (20) com relação ao tempo e igualando a zero, o comportamento dinâmico de $s(t)$ é equivalente a:

$$\dot{s} = -ks, \quad (21)$$

sendo $k > 0$.

Para obter um modo de escorregamento para $z(t)$, o que implica na obtenção de um modo de escorregamento para $s(t)$, a lei de controle u pode projetada para assumir a seguinte forma:

$$u = u_o + u_l, \quad (22)$$

sendo,

$$u_o = f(x, t) + \rho sgn(z), \quad (23)$$

$$u_l = ks(t). \quad (24)$$

O ganho de controle ρ é uma constante dada e pode ser determinada como $\rho > M$, onde M assume os valores de M_ω para as incertezas na velocidade e M_λ para as incertezas no fluxo, ou seja, ρ deve ser uma constante maior que o limite superior das incertezas paramétricas.

Logo, de (18), (19), (23) e (24) obtém-se as tensões v_{ds} e v_{qs} .

$$v_{ds} = \frac{1}{\alpha_4 \alpha_6 \lambda_{dr}^*} [f_\omega(x, t) + \rho_1 sgn(z_\omega) + k_\omega s(t)], \quad (25)$$

$$v_{qs} = \frac{1}{\alpha_2 \alpha_4} [f_\lambda(x, t) + \rho_2 sgn(z_\lambda) + k_\lambda s(t)], \quad (26)$$

sendo $\rho_1 > M_\lambda$ e $\rho_2 > M_\omega$.

5. ANÁLISE DA ESTABILIDADE

Seja uma função de Lyapunov candidata:

$$V(z) = \frac{1}{2} z^2. \quad (27)$$

Para fornecer estabilidade assintótica sob um ponto de equilíbrio da equação (20), em um ponto de equilíbrio $z(t)=0$, a função de Lyapunov candidata deve satisfazer as condições $V(z) > 0$ e $\dot{V}(z) < 0$ para $z \neq 0$. Logo, tomando a derivada de (27) obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= z\dot{z} \\ &= z(\dot{s} + ks) \\ &= z[f(x, t) + \Delta(x, t) - (f(x, t) + \rho sgn(z) + ks) + ks] \\ &= z(-\rho sgn(z) + \Delta(x, t)) \\ &\leq |z|(-\rho + M) \\ &\leq 0. \end{aligned} \quad (28)$$

Da equação (28) nota-se que $\dot{V} = z\dot{z} \leq 0$, já que ρ e M são constantes positivas, concluindo que a estabilidade assintótica pode ser atingida para o ISMC aplicado ao motor de indução, garantindo-se assim a existência de um modo de escorregamento para $z(t)$ e $s(t)$.

6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, os resultados de simulação são apresentados levando em consideração um motor de indução trifásico de 30kW, com parâmetros resumidos pela Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros associados ao motor de indução.

Descrição	Parâmetros	Valores
Potência de saída	P_{out}	30 kW
Frequência	f_e	60 Hz
Tensão	V	220 V
Corrente	I	112 A
Polos	P	4
Resistência do estator	R_s	0,19 Ω
Resistência do rotor	R_r	0,39 Ω
Indutância de dispersão do estator	L_{ls}	0,21 mH
Indutância de dispersão do rotor	L_{lr}	0,6 mH
Indutância de magnetização	L_m	4 mH
Inércia do rotor	J	0,0226 kg.m ²

Para realizar a implementação do ISMC, primeiramente, foram encontradas as funções $f_\omega(x, t)$ e $f_\lambda(x, t)$, definindo os ganhos das funções de escorregamento como $c_\omega = 300$, $c_\lambda = 50$, $k_\omega = 0,08$ e $k_\lambda = 100$ e o ganho da função signum como $\rho_1 = 5$ e $\rho_2 = 30$. Para geração do comando de velocidade, ω_e , utilizou-se o controle vetorial indireto, o qual implementa (3), (4), (5) e (6). Vale ressaltar que a determinação dos ganhos das funções de escorregamento foram obtidas por tentativa e erro de maneira que o rastreamento dos sinais de referência de velocidade e fluxo fossem alcançados.

Considerando como referência de velocidade uma rampa variável e uma referência constante para o fluxo do rotor $\lambda_{ref} = 0,47$ Wb, sem carga no eixo, $T_L = 0$, e com parâmetros constantes, as correntes nas fases a, b e c, e o torque elétrico podem ser obtidos conforme a Figura 2, enquanto a velocidade do rotor ω_r e o fluxo λ_{dr} são ilustrados na Figura 3. As funções de escorregamento $s_\omega(t)$ e $z_\omega(t)$ e o erro $e_\omega(t)$ são apresentados na Figura 4 e $s_\lambda(t)$, $z_\lambda(t)$ e $e_\lambda(t)$ na Figura 5.

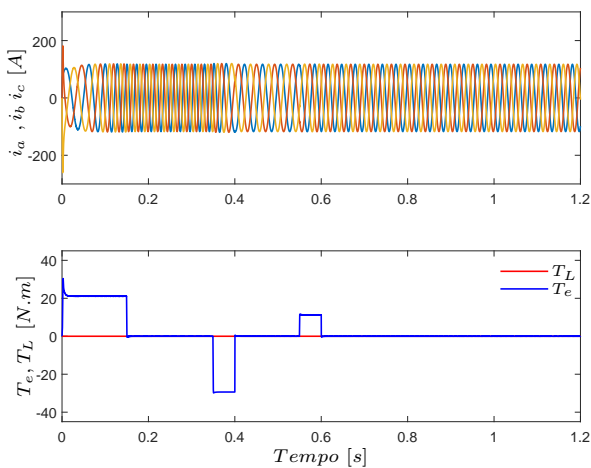


Figura 2. Correntes i_a , i_b e i_c e torque T_e e T_L com motor à vazio.

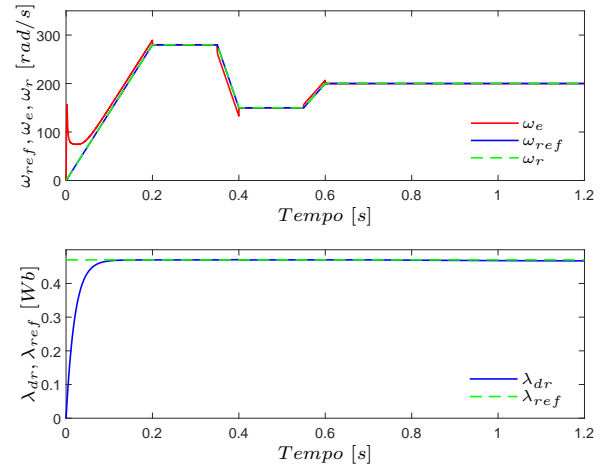


Figura 3. Velocidade e de fluxo com motor à vazio

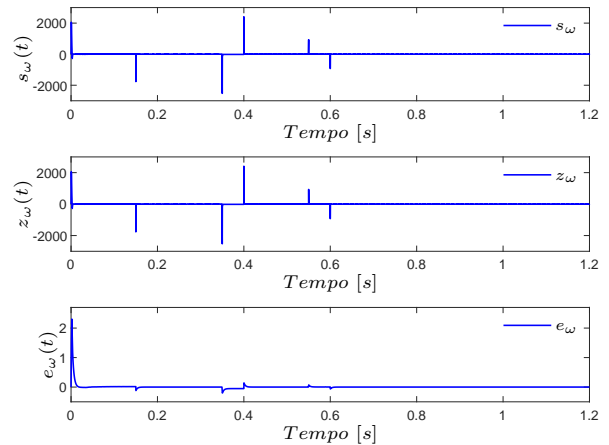


Figura 4. Funções de escorregamento e erro de velocidade.

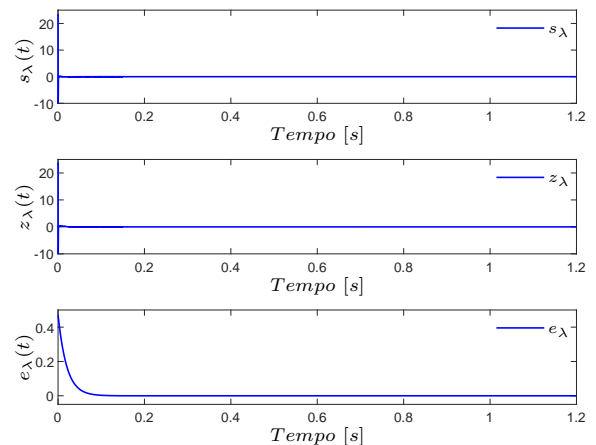


Figura 5. Funções de escorregamento e erro de fluxo.

Logo, nota-se que, operando a vazio, o controlador ISMC proposto fornece erro de rastreamento nulo, tanto para a velocidade quanto para o fluxo, apresentando uma resposta dinâmica rápida. Esta situação pode ser observada também através dos erros, que tendem assintoticamente a zero, fazendo com que $\omega_r \rightarrow \omega_{ref}$ e $\lambda_{dr} \rightarrow \lambda_{ref}$.

Vale ressaltar que os picos apresentados pelas funções de escorregamento se devem ao fato do uso da derivada que, durante variações bruscas da velocidade, fornece um valor elevado.

Considerando, ainda, como referência de velocidade uma rampa variável e uma referência constante para o fluxo do rotor $\lambda_{ref} = 0,47 \text{ Wb}$, realizou-se uma simulação, aplicando uma carga inicial no eixo, de $T_L = 10 \text{ N.m}$, até $0,7 \text{ s}$, momento no qual a carga aumenta para 40 N.m . Os parâmetros R_r e R_s foram variados senoidalmente, com uma frequência de 20 Hz possuindo valor máximo da amplitude de $1,8R_r$ e $1,8R_s$ e valores mínimos de $0,2R_r$ e $0,2R_s$. Dessa forma, é possível analisar a robustez do controle, diante de variações paramétricas e durante distúrbios de carga.

As correntes nas fases a, b, c e o torque elétrico, para a situação supracitada, são apresentadas conforme a Figura 6, enquanto a velocidade do rotor ω_r e o fluxo λ_{dr} são ilustrados na Figura 7. As funções de escorregamento $s_\omega(t)$ e $z_\omega(t)$ e o erro $e_\omega(t)$ são apresentados na Figura 9 e $s_\lambda(t)$, $z_\lambda(t)$ e $e_\lambda(t)$ na Figura 10.

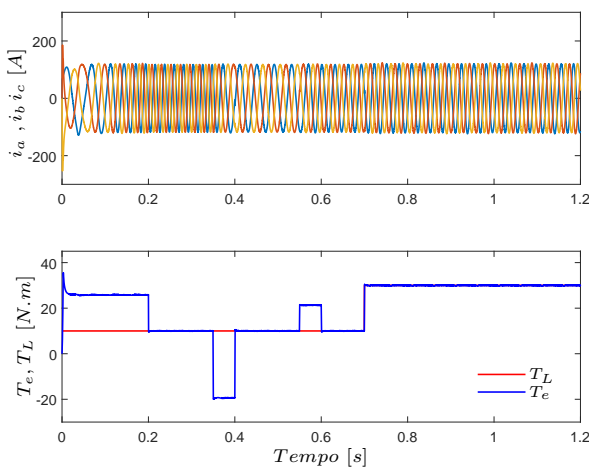


Figura 6. Correntes i_a , i_b e i_c e torque T_e e T_L com motor sob carga e com variações paramétricas.

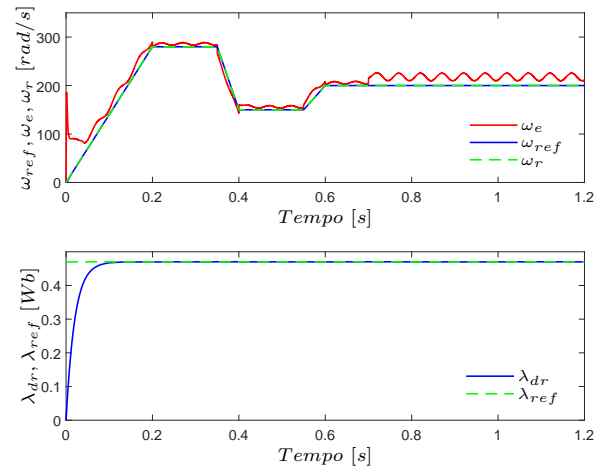


Figura 7. Respostas de velocidade e de fluxo sob carga e com variações de R_r e R_s .

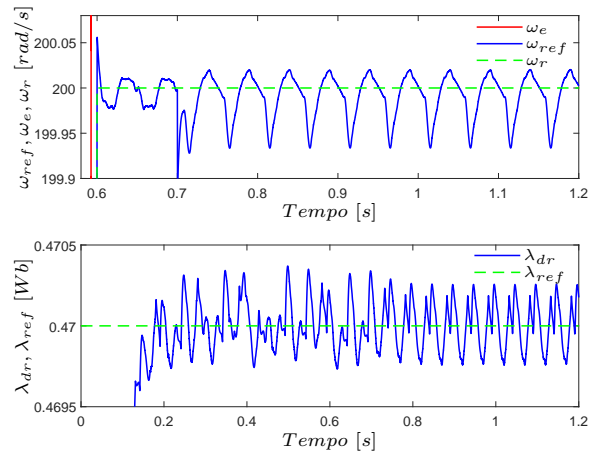


Figura 8. Visão aproximada da Figura 7.

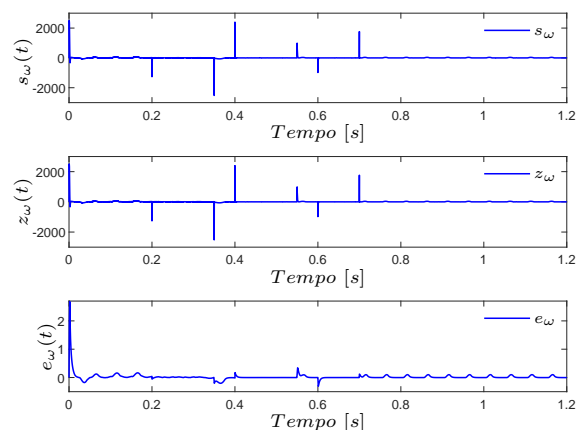


Figura 9. Funções de escorregamento e erro de velocidade sob carga e com variações de R_r e R_s .

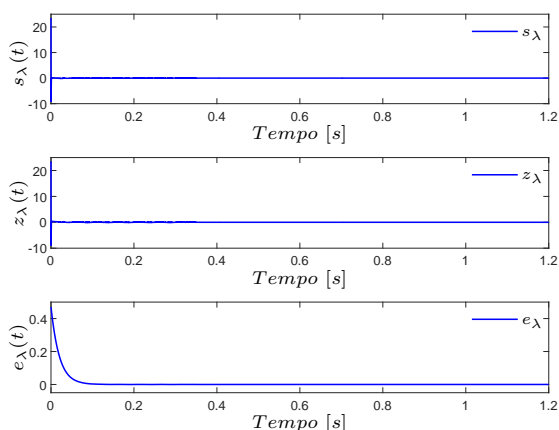


Figura 10. Funções de escorregamento e erro de fluxo sob carga e com variações de R_r e R_s .

Logo, verifica-se através da Figura 6, que o controlador ISCM, desenvolvido neste trabalho, é robusto, tanto a variações paramétricas quanto a distúrbios de carga, já que mesmo sob a variação de R_s e R_r e sob a mudança súbita de carga, a referência de velocidade e de fluxo são rastreadas. As Figuras 9 e 10 enfatizam a robustez do controle, visto que as funções de escorregamento tendem a zero, mesmo sob as variações supracitadas, garantindo que o erro vá assintoticamente a zero.

A Figura 8 aproxima a Figura 7, de maneira que a influência das variações de R_r e R_s possam ser visualizadas. É evidente que o controle atenua estes distúrbios, de maneira que estes são muito pequenos e não influenciam na performance do motor. Vale ressaltar que o aumento dos ganhos do controle atenuam mais ainda estes distúrbios, entretanto, com a desvantagem de causar o aumento da corrente de partida.

7. CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi desenvolvido um método de controle baseado em técnicas de controle com modos deslizantes, para rastreamento de uma velocidade e de um fluxo desejados em conjunto com o controle vetorial indireto. O controle mostrou atender aos requisitos de erro nulo em regime permanente, mesmo sob variações paramétricas e distúrbios de carga, apresentando, ainda, uma rápida resposta transiente, provando que o método desenvolvido pode ser utilizado para o controle de motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

Bose, B. (2002). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Eastern Economy Edition. Prentice Hall PTR.

- Dube, L. and Bayoumi, E. (2020). Robust dtc against parameter variation for three phase induction motor drive systems. In *2020 International Conference on Electrical, Communication, and Computer Engineering (ICECCE)*, 1–6.
- Jain, J.K., Ghosh, S., Maity, S., and Dworak, P. (2017). Pi controller design for indirect vector controlled induction motor: A decoupling approach. *ISA Transactions*, 70, 378–388. doi:https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.05.016. URL https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S001905781730438X.
- Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives, modeling, analysis and control* /. Prentice Hall, New Delhi.
- Mier, L.A., Benitez, J.S., López, R., Segovia, J.A., Peña, R., and Ramirez, F.J. (2017). Adaptive fuzzy control system for a squirrel cage induction motor. *IEEE Latin America Transactions*, 15(5), 795–805.
- Paul, O.E. and Kucher, E.S. (2020). Synthesis of induction motor adaptive field-oriented control system with the method of signal-adaptive inverse model. In *2020 21st International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, 470–474.
- Roubache, T., Chaouch, S., and s. Nait Said, M. (2016). Sensorless second-order sliding mode control of induction motor. In *2016 5th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 26–30.
- Sahu, A., Mohanty, K.B., Mishra, R.N., and Nayak, D.R. (2020). Adaptive fuzzy sliding mode based torque and speed compensator for dtc im drive. In *2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 247–252.
- Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., and Levant, A. (2014). *Sliding Mode Control and Observation*. Springer New York.
- Umans, S.D. (2014). *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley (Portuguese Edition)*. AMGH.
- Wai, R. and Shih, L. (2011). Design of voltage tracking control for dc–dc boost converter via total sliding-mode technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(6), 2502–2511.