

MÉTODO DE ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE ROTÓRICA DE MSIP UTILIZANDO ESQUEMA COMBINADO *BACKSTEPPING-SLIDING MODE*

FILIPPE PINARELLO SCALCON*, CESAR JOSÉ VOLPATO FILHO*, HENRIQUE DE SOUZA MAGNAGO*, JORDAN PAULESKI ZUCUNI*, MATHEUS CHIDIAC MARCHIORI*, RODRIGO PADILHA VIEIRA*

**Universidade Federal de Santa Maria*
Av. Roraima, 1000
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil

filipescalconi@gmail.com, volpato777@hotmail.com, hsmagnago@gmail.com,
jzucuni@gmail.com, matheus.marchiori@gmail.com, rodrigovie@gmail.com

Abstract— This paper presents a method of rotor speed estimation applied to a permanent magnet synchronous machines (PMSM) based on a backstepping observer combined with a sliding mode current observer. The backstepping algorithm is developed to observe the stator currents and counter-electromotive force of the machine and is obtained from the machine model in $\alpha\beta$ coordinates. A sliding mode current observer is used in a complementary way to the *backstepping* observer. Based on the information of the two observers, a rotor speed adaptive law is proposed. Simulation results are presented to demonstrate the performance of the proposed *sensorless* control system.

Keywords— Backstepping Observer, Sliding Mode Observer, Permanent Magnet Synchronous Machine and Vector Control.

Resumo— Este artigo apresenta um método de estimação de velocidade rotórica aplicado a máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) baseado em um observador *backstepping* combinado a um observador de correntes *sliding mode*. O algoritmo *backstepping* é desenvolvido para observar as correntes estatóricas e força contra-eletromotriz da máquina e é obtido a partir do modelo em coordenadas $\alpha\beta$. Um observador de correntes *sliding mode* é usado de forma complementar ao observador *backstepping*. A partir da informação dos dois observadores uma lei de adaptação da velocidade rotórica é proposta. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar o desempenho do sistema de controle *sensorless* proposto.

Palavras-chave— Observador *Backstepping*, Observador *Sliding Mode*, Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes e Controle Vetorial.

1 Introdução

Os motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) são caracterizados por apresentarem alta densidade de potência, alta razão de torque-por-corrente, baixo ruído e fácil manutenção (Pillay and Krishnan, 1988; Pillay and Krishnan, 1991; Pillay and Krishnan, 1989). Essas características possibilitam a utilização destes motores em uma vasta gama de aplicações, tais como, robótica, aviação e automotiva (Melfi et al., 2009; Mwasilu et al., 2017). Algoritmos de controle vetorial para MSIP requerem o conhecimento preciso das medidas das variáveis mecânicas, como a posição e velocidade rotórica. Essas variáveis podem ser medidas através de sensores mecânicos de posição, como um encoder ou resolver, dependendo da aplicação. Independente do tipo de transdutor, entretanto, existem desvantagens intrínsecas, ligadas ao custo, tamanho e aumento da complexidade do sistema de acionamento. Por esses motivos, o controle de velocidade sem sensores mecânicos se faz de interesse (Morimoto et al., 2002; Bolognani et al., 2003; Boussak, 2005; Bolognani et al., 1999).

O problema de estimação de velocidade foi tema de muitos trabalhos nos últimos anos (Bernardes et al., 2014; Domínguez et al., 2014; Wang et al., 2012; Po-ngam and Sangwongwanich, 2012; Park and Sul, 2014a; Baratieri and Pi-

nheiro, 2014; Morawiec, 2013). Os métodos mais utilizados podem ser divididos em duas abordagens: (i) o baseado no modelo dinâmico do PMSM e estimação da FCEM e (ii) o método baseado na injeção de sinais de alta frequência (IAF). Os métodos de IAF são utilizados para aplicações de baixa velocidade. A estimação baseada no modelo dinâmico e estimação da FCEM é ineficiente em baixa rotação, porém, apresenta bom desempenho em médias e altas velocidades. Observadores de estado baseados na FCEM, tem na prova de estabilidade e no projeto dos ganhos processos vitais que, por vezes, são uma tarefa desafiadora para uma planta não linear como o MSIP. O conceito de estabilidade é a preocupação com a análise e determinação do comportamento de sistemas dinâmicos (Ioannou and Sun, 1995).

Em (Bao et al., 2017), a estimação de velocidade rotórica é obtida através de um método híbrido utilizando a combinação das técnicas de modos deslizantes e modelo de referências adaptativo (MRAS). Devido a limitação da função de chaveamento para implementação do observador de modos deslizantes, um rastreador de frequência de corrente estatórica variável é proposto. Um observador modos deslizantes em tempo discreto é proposto em (Bernardes et al., 2014). A análise de estabilidade é realizada através de uma função Lyapunov em tempo discreto, onde os limites

da condição do quase deslizamento são derivadas. Nesse estudo são apresentadas a metodologia de escolha de ganhos e o processo de normalização da lei adaptativa.

Em (Park and Sul, 2014b), uma tentativa de aprimorar a estimação do ângulo do rotor através da remoção de distúrbios é proposta. Um observador de distúrbio adaptativo de frequência é desenvolvido. A estrutura do observador é construída através de funções de transferência, no qual os ganhos são projetados como função da frequência angular do fluxo do estator. Na teoria de controle, sistemas automaticamente ajustados são uma estratégia de otimizar a operação do sistema através da mudança de parâmetros do sistema. Para aplicar esse conceito a um observado aplicado ao MSIP, o comportamento da máquina deve ser obtido e os ganhos devem ser ajustados para garantir robustez e performance (Bolognani et al., 2014).

Um observador adaptativo *backstepping* é apresentado em (Morawiec, 2013). O método *backstepping* é uma estratégia recursiva que extrai a lei de controle de uma função Lyapunov, a fim de tornar o sistema estável. Para implementação em um observador, variáveis são adicionadas ao observador de estados, e são projetadas utilizando o método *backstepping*. A estabilidade do sistema é provada utilizando a função Lyapunov, onde se extrai o estimador adaptativo do tipo gradiente para estimação de velocidade.

Neste artigo, a metodologia *backstepping* juntamente com um observador de correntes *sliding mode* são utilizados para estimação da velocidade rotórica do motor síncrono de ímãs permanentes. No método *backstepping* os elementos de estabilização são obtidos a partir de funções Lyapunov. O modelo do motor síncrono é apresentado e um observador para esse modelo é construído a partir de algoritmos *backstepping* e *sliding mode*, e então o erro entre os observadores é utilizado na reconstrução da velocidade rotórica.

Esse artigo está organizado da seguinte forma. Na seção II, o modelo dinâmico do MSIP é apresentado. A seção III propõe o observador *backstepping* para o MSIP. Na seção IV, são apresentados resultados de simulação para validar o estimador de velocidade. A seção V exibe as conclusões do artigo.

2 Princípio de Operação

O modelo do motor síncrono de ímãs permanentes pode ser obtido via equações diferenciais das correntes estatóricas em um referencial síncrono de acordo com,

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \rho L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + \rho L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde: R_s é a resistência estatórica por fase, L_d é a indutância referida ao eixo d , L_q é a indutância referida ao eixo q , ρ é o operador diferencial, i_d , i_q , v_d , v_q são as correntes e tensões do estator em um referencial síncrono, λ_m é a constante de fluxo magnético da máquina e ω_e é a velocidade síncrona.

A relação entre velocidade mecânica ω_r e velocidade síncrona é obtida segundo a equação,

$$\omega_e = P\omega_r \quad (2)$$

onde P é o número de pares de polos.

Considerando-se $L_d \approx L_q$, e aplicando a transformação $\alpha\beta$ inversa em (1), obtêm-se o modelo dinâmico do MSIP em referencial estacionário. O modelo é dado por,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \rho L_s & 0 \\ 0 & R_s + \rho L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

onde i_α , i_β , v_α , v_β , e_α e e_β são as correntes e tensões estatóricas na referência estacionária e as FCEM na referência estacionária, respectivamente.

O comportamento das FCEM é descrito por,

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ -\sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

A partir de (3) é possível obter a equação diferencial que modela o comportamento de um PMSM em coordenadas $\alpha\beta$, tal que,

$$\begin{aligned} \dot{i}_\alpha &= \frac{-R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{1}{L_s} \mu_\alpha - \frac{P\lambda_m \omega_r}{L_s} \cos \theta_r, \\ \dot{i}_\beta &= \frac{-R_s}{L_s} i_\beta + \frac{1}{L_s} \mu_\beta - \frac{P\lambda_m \omega_r}{L_s} \sin \theta_r. \end{aligned} \quad (5)$$

A força contra-eletromotriz em coordenadas $\alpha\beta$ pode ser dada por,

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \lambda_m P \omega_r \cos \theta_r, \\ e_\beta &= \lambda_m P \omega_r \sin \theta_r. \end{aligned} \quad (6)$$

O torque eletromagnético induzido pelo PMSM é dado por,

$$T_e = \frac{(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta)}{P\omega_r}. \quad (7)$$

Para uma máquina rotativa, equação dinâmica da velocidade pode ser definida como,

$$\dot{\omega}_r = \frac{-B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L). \quad (8)$$

onde B é o coeficiente de atrito viscoso, J é o coeficiente de inércia do rotor e T_L é o torque de carga.

Pode-se obter as equações dinâmicas para FCEM assumindo que a variação da velocidade

é mais lenta que as variações das grandezas elétricas, como tensão e corrente. Com isso têm-se,

$$\dot{\omega}_r \triangleq 0. \quad (9)$$

A partir da hipótese dada em (9) e derivando (6), obtêm-se,

$$\dot{e}_\alpha = -P\omega_r e_\beta \quad (10)$$

$$\dot{e}_\beta = P\omega_r e_\alpha.$$

3 Observador de Velocidade e Posição

3.1 Observador Backstepping

A partir do modelo dinâmico composto pelas equações diferenciais apresentadas em (5) e (10) é possível obter um observador *backstepping* para as correntes estatóricas e força contra-eletromotriz da forma,

$$\dot{\hat{i}}_\alpha = \frac{-R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} \mu_\alpha - \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} + V_\alpha \quad (11)$$

$$\dot{\hat{i}}_\beta = \frac{-R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s} \mu_\beta - \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} + V_\beta,$$

$$\dot{\hat{e}}_\alpha = -P\hat{\omega}_r e_\beta + K_z^{-1} V_{e\beta} \quad (12)$$

$$\dot{\hat{e}}_\beta = +P\hat{\omega}_r e_\alpha + K_z^{-1} V_{e\alpha}.$$

O erros de observação podem ser definidos como,

$$\begin{aligned} \tilde{i}_\alpha &= \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \\ \tilde{i}_\beta &= \hat{i}_\beta - i_\beta. \end{aligned} \quad (13)$$

Derivando (13) e substituindo-se (11) pode-se obter,

$$\dot{\tilde{i}}_\alpha = -\frac{1}{L_s} \tilde{e}_\alpha + V_\alpha, \quad (14)$$

$$\dot{\tilde{i}}_\beta = -\frac{1}{L_s} \tilde{e}_\beta + V_\beta.$$

O erro de estimação das FCEM pode ser obtido a partir da subtração das equações (12) e (10). Com isso, resolvendo e rearranjando os termos obtêm-se,

$$\dot{\tilde{e}}_\alpha = -P\tilde{\omega}_r \tilde{e}_\beta - \tilde{e}_\beta P\tilde{\omega}_r + P\tilde{\omega}_r \tilde{e}_\beta + k_z^{-1} V_{e\alpha},$$

$$\dot{\tilde{e}}_\beta = +\tilde{e}_\alpha P\tilde{\omega}_r - P\tilde{\omega}_r \tilde{e}_\alpha - P\tilde{\omega}_r \tilde{e}_\alpha + k_z^{-1} V_{e\beta}. \quad (15)$$

A fim de obter um algoritmo de adaptação para estimação das correntes e forças contra-eletromotriz, a integral do erro de observação de corrente é definida como,

$$\dot{\xi}_\alpha = \tilde{i}_\alpha \quad (16)$$

$$\dot{\xi}_\beta = \tilde{i}_\beta.$$

O algoritmo de adaptação para o observador de correntes é obtido a partir da escolha de uma função candidata à Lyapunov, onde a mesma é dada por,

$$V = \frac{1}{2}(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2) \quad (17)$$

Derivando (17), têm-se,

$$\dot{V} = \xi_\alpha \dot{\xi}_\alpha + \xi_\beta \dot{\xi}_\beta. \quad (18)$$

Pode-se somar o termo $c_1(\xi_\alpha^2 - \xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2 - \xi_\beta^2)$ à (18). Manipulando os termos, têm-se,

$$\dot{V} = \xi_\alpha Z_\alpha + \xi_\beta Z_\beta - c_1(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2) \quad (19)$$

onde,

$$Z_\alpha = \tilde{i}_\alpha + c_1 \xi_\alpha \quad (20)$$

$$Z_\beta = \tilde{i}_\beta + c_1 \xi_\beta.$$

As variáveis apresentadas em (20) são definidas como as variáveis de desvio. Se estas variáveis convergirem para zero, a função candidata Lyapunov dada em (17) será estável.

Derivando (20) e substituindo (14) é possível encontrar a dinâmica das variáveis de desvio, da forma,

$$\dot{Z}_\alpha = -\frac{1}{L_0} \tilde{e}_\alpha + V_\alpha + c_1 \tilde{i}_\alpha \quad (21)$$

$$\dot{Z}_\beta = -\frac{1}{L_0} \tilde{e}_\beta + V_\beta + c_1 \tilde{i}_\beta$$

Substituindo (16) em (20), pode-se obter a dinâmica da integral do erro de observação das correntes, tal que,

$$\dot{\xi}_\alpha = Z_\alpha - c_1 \xi_\alpha \quad (22)$$

$$\dot{\xi}_\beta = Z_\beta - c_1 \xi_\beta$$

A fim de se obter as leis de adaptação para velocidade e observador de FCEM, a seguinte função candidata Lyapunov é apresentada,

$$V = \frac{1}{2}(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2 + Z_\alpha^2 + Z_\beta^2 + \tilde{e}_\alpha^2 + \tilde{e}_\beta^2 + k^{-1} \tilde{\omega}_r^2) \quad (23)$$

Derivando (23), têm-se,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \xi_\alpha \dot{\xi}_\alpha + \xi_\beta \dot{\xi}_\beta + Z_\alpha \dot{Z}_\alpha + Z_\beta \dot{Z}_\beta + \tilde{e}_\alpha \dot{\tilde{e}}_\alpha \\ &\quad + \tilde{e}_\beta \dot{\tilde{e}}_\beta + k^{-1} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r \end{aligned} \quad (24)$$

Somando-se $c_2(Z_\alpha^2 - Z_\alpha^2 + Z_\beta^2 - Z_\beta^2)$ à (24), e substituindo (15), (21) e (22) na equação resultante, obtêm-se,

Tabela 1: Parâmetros da máquina síncrona de ímãs permanentes utilizada.

Parâmetro	Valor
Potência	1.5 kW
ω_r	3000 rpm
P	4
R_s	0.565 Ω
L_s	2.7 mH
λ_m	0.1023 V/rad/s
B	0.0041 kg.m ²
J	0.00881 kg.m ²

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -c_1 \left(\xi_\alpha^2 + \xi_\beta^2 \right) - c_2 \left(Z_\alpha^2 + Z_\beta^2 \right) \\ & + Z_\alpha \left(\xi_\alpha + c_1 \tilde{i}_\alpha + V_\alpha + c_2 Z_\alpha \right) \\ & + Z_\beta \left(\xi_\beta + c_1 \tilde{i}_\beta + V_\beta + c_2 Z_\beta \right) \\ + \tilde{e}_\alpha \left(-\frac{Z_\alpha}{L_0} + K_z^{-1} V_{e\alpha} \right) & + \tilde{e}_\beta \left(-\frac{Z_\beta}{L_0} + K_z^{-1} V_{e\beta} \right) \\ + \tilde{e}_\beta P \tilde{\omega}_r \hat{e}_\alpha - P \tilde{\omega}_r \hat{e}_\beta \tilde{e}_\alpha & - k^{-1} \tilde{\omega}_r \dot{\tilde{\omega}}_r \end{aligned} \quad (25)$$

Para tornar (25) estável as leis de adaptação para V_α , V_β , $V_{e\alpha}$ e $V_{e\beta}$ são projetadas como,

$$V_\alpha = -c_1 \tilde{i}_\alpha - \xi_\alpha - c_2 Z_\alpha \quad (26)$$

$$V_\beta = -c_1 \tilde{i}_\beta - \xi_\beta - c_2 Z_\beta$$

$$V_{e\alpha} = k_z \frac{Z_\alpha}{L_0} \quad (27)$$

$$V_{e\beta} = k_z \frac{Z_\beta}{L_0}$$

Ainda, é possível obter a lei de adaptação para o erro de observação da velocidade. A partir da hipótese que a dinâmica da velocidade rotórica é muito lenta, ou seja ($\dot{\omega}_r = 0$), a equação para o observador de velocidade é dada por,

$$\dot{\tilde{\omega}}_r = k(\tilde{e}_\beta \hat{e}_\alpha - \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta) \quad (28)$$

A posição elétrica pode ser obtida por,

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right). \quad (29)$$

3.2 Observador de Correntes Sliding Mode

Para computar (28) é necessário obter o valor do erro de estimação da força contra-eletromotriz. Para tanto, aqui um segundo observador de correntes é proposto através da utilização da estratégia *Sliding Mode*, da forma,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_{\alpha SM} &= \frac{-R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} \mu_\alpha - \frac{k_{SM}}{L_s} \text{sign}(\tilde{i}_{\alpha SM}), \\ \dot{\tilde{i}}_{\beta SM} &= \frac{-R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s} \mu_\beta - \frac{k_{SM}}{L_s} \text{sign}(\tilde{i}_{\beta SM}) \end{aligned} \quad (30)$$

onde,

$$\begin{aligned} \tilde{i}_{\alpha SM} &= \hat{i}_{\alpha SM} - i_\alpha \\ \tilde{i}_{\beta SM} &= \hat{i}_{\beta SM} - i_\beta. \end{aligned} \quad (31)$$

O ganho k_{SM} em (30) é projetado ser positivo para que o erro de estimação das correntes seja zero. Assim, quando $\tilde{i}_{\alpha SM}$ e $\tilde{i}_{\beta SM}$ convergem para zero, as funções descontínuas do observador de correntes contém a FCEM,

$$\begin{aligned} k_{SM} \text{sign}(\tilde{i}_{\alpha SM}) &\approx e_\alpha \\ k_{SM} \text{sign}(\tilde{i}_{\beta SM}) &\approx e_\beta. \end{aligned} \quad (32)$$

Ou seja, é possível obter uma componente de baixa frequência da função chaveada a partir de um filtro passa baixas, tal que,

$$\dot{e}_{\alpha f} = -\tau_f e_{\alpha f} + \tau_f k_{SM} \text{sign}(\tilde{i}_{\alpha SM}) \quad (33)$$

$$\dot{e}_{\beta f} = -\tau_f e_{\beta f} + \tau_f k_{SM} \text{sign}(\tilde{i}_{\beta SM}).$$

Assim, o erro da FCEM utilizado em (28) é obtido a partir de,

$$\tilde{e}_\alpha = e_{\alpha f} - \hat{e}_\alpha \quad (34)$$

$$\tilde{e}_\beta = e_{\beta f} - \hat{e}_\beta.$$

4 Resultados de Simulação

A fim de avaliar o funcionamento do método de estimação de velocidade proposto, foram obtidos resultados de simulação. O diagrama de blocos utilizado em simulação pode ser visto na Figura 1 e os parâmetros da máquina utilizada podem ser vistos na Tabela 1. Para o controle de velocidade da máquina, foi utilizada uma estratégia de controle por orientação campo com controladores PI. A estratégia é composta por duas malhas de controle, onde a malha externa gera, a partir do erro de velocidade, a referência de corrente do eixo de quadratura. A malha interna é responsável pelo controle de corrente de eixo quadratura e de eixo direto, sendo a última mantida em zero, uma vez que se trata de uma máquina síncrona de ímãs permanentes.

Com o objetivo de reduzir o *chattering* oriundo do algoritmo *sliding mode*, adotou-se a função saturação como função de chaveamento. A Figura 2 apresenta a resposta de velocidade rotórica da simulação realizada, onde a referência de velocidade varia de 0 a 100rad/s e, em seguida, de 100 para -100rad/s.

Verifica-se que o método possui boa convergência, conseguindo observar de maneira satisfatória a velocidade rotórica. Durante a passagem por zero, nota-se um pequeno erro na estimação de velocidade. Isso se deve ao fato de que a FCEM ser não observável quando a velocidade é igual a zero. As Figuras 3 e 4 apresentam a resposta do

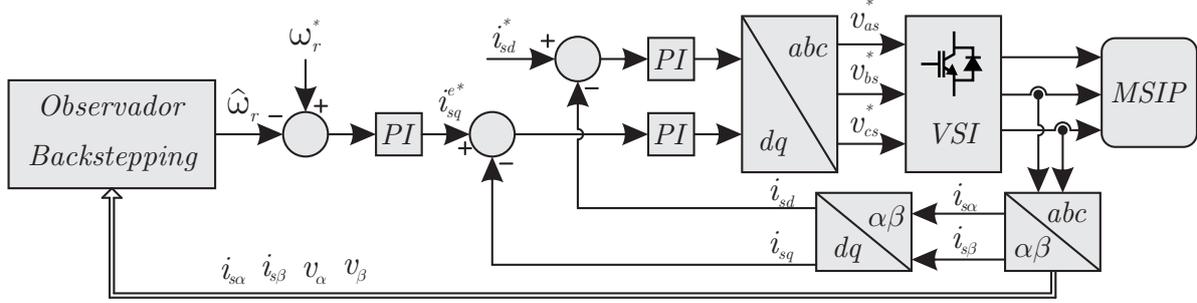


Figura 1: Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.

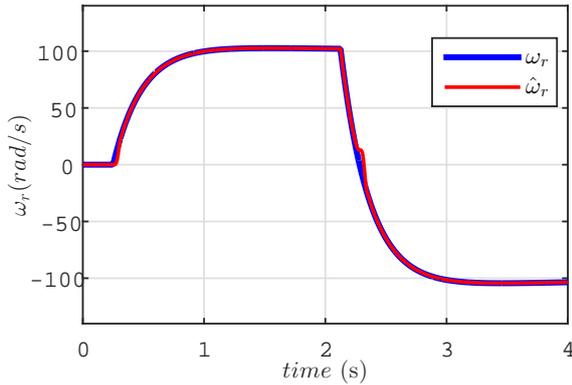


Figura 2: Resposta de velocidade medida e velocidade estimada.

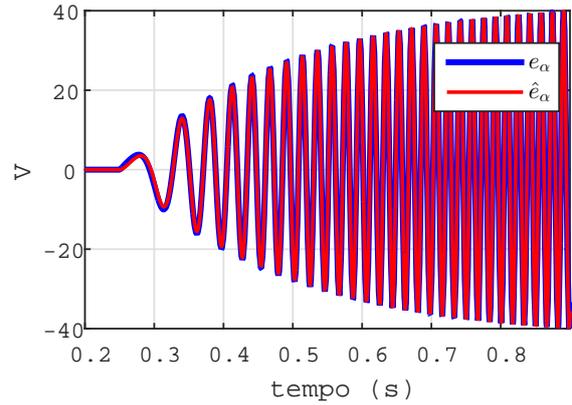


Figura 4: FCEM estimada e FCEM verdadeira.

observador *backstepping*. Verifica-se a boa convergência do método.

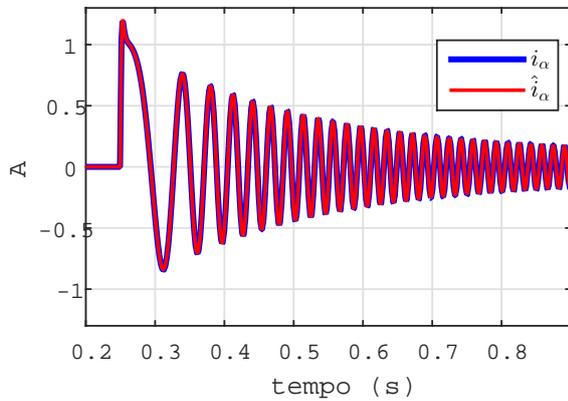


Figura 3: Resposta de corrente medida e corrente estimada.

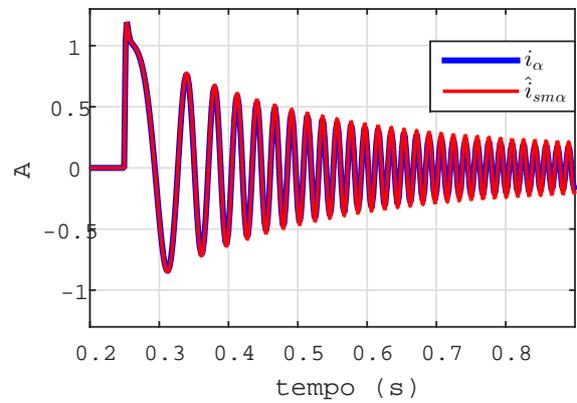


Figura 5: Resposta de corrente medida e corrente estimada.

O observador *sliding mode* auxiliar, usado para obter o valor real da FCEM, tem seu desempenho ilustrado na Figura 5.

5 Conclusão

Este artigo apresentou um observador da velocidade rotórica para acionamento *sensorless* de uma máquina síncrona de ímãs permanentes trifásica baseado na utilização conjunta de um algoritmo

backstepping e um observador de correntes *sliding mode*. O método de controle sem sensores mecânicos proposto é uma opção viável para aplicações industriais, uma vez que torna o sistema mais robusto, ao passo que remove o sensor mecânico. Resultados de simulação foram apresentados, nos quais verifica-se que o algoritmo de estimação da velocidade do rotor é capaz de corretamente estimar o valor da velocidade, validando o esquema proposto.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do RS (FAPERGS) e ao INCT-GD pelo suporte financeiro.

Referências

- Bao, D., Wang, Y., Pan, X., Wang, X. and Li, K. (2017). Improved sensorless control method combining smo and mras for surface pmsm drives, *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1–5.
- Baratieri, C. L. and Pinheiro, H. (2014). Hybrid orientation for sensorless vector control of nonsinusoidal back-emf PMSM, *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 621–627.
- Bernardes, T., Montagner, V. F., Gründling, H. A. and Pinheiro, H. (2014). Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **61**(4): 1679–1691.
- Bolognani, S., Calligaro, S. and Petrella, R. (2014). Design issues and estimation errors analysis of back-emf-based position and speed observer for spm synchronous motors, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **2**(2): 159–170.
- Bolognani, S., Oboe, R. and Zigliotto, M. (1999). Sensorless full-digital pmsm drive with ekf estimation of speed and rotor position, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **46**(1): 184–191.
- Bolognani, S., Tubiana, L. and Zigliotto, M. (2003). Extended kalman filter tuning in sensorless pmsm drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* **39**(6): 1741–1747.
- Boussak, M. (2005). Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20**(6): 1413–1422.
- Domínguez, J. R., Navarrete, A., Meza, M. A., Loukianov, A. G. and Canedo, J. (2014). Digital sliding-mode sensorless control for surface-mounted pmsm, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* **10**(1): 137–151.
- Ioannou, P. A. and Sun, J. (1995). *Robust Adaptive Control*, Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ, USA.
- Melfi, M. J., Evon, S. and McElveen, R. (2009). Induction versus permanent magnet motors, *IEEE Industry Applications Magazine* **15**(6): 28–35.
- Morawiec, M. (2013). The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter, *IEEE Transactions on Industrial Informatics* **9**(2): 1047–1055.
- Morimoto, S., Kawamoto, K., Sanada, M. and Takeda, Y. (2002). Sensorless control strategy for salient-pole pmsm based on extended emf in rotating reference frame, *IEEE Transactions on Industry Applications* **38**(4): 1054–1061.
- Mwasilu, F., Nguyen, H. T., Choi, H. H. and Jung, J. W. (2017). Finite set model predictive control of interior pm synchronous motor drives with an external disturbance rejection technique, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* **22**(2): 762–773.
- Park, Y. and Sul, S. K. (2014a). Sensorless control method for pmsm based on frequency-adaptive disturbance observer, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **2**(2): 143–151.
- Park, Y. and Sul, S. K. (2014b). Sensorless control method for PMSM based on frequency-adaptive disturbance observer, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **2**(2): 143–151.
- Pillay, P. and Krishnan, R. (1988). Modeling of permanent magnet motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **35**(4): 537–541.
- Pillay, P. and Krishnan, R. (1989). Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. i. the permanent-magnet synchronous motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications* **25**(2): 265–273.
- Pillay, P. and Krishnan, R. (1991). Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* **27**(5): 986–996.
- Po-ngam, S. and Sangwongwanich, S. (2012). Stability and dynamic performance improvement of adaptive full-order observers for sensorless pmsm drive, *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(2): 588–600.
- Wang, Z., Lu, K. and Blaabjerg, F. (2012). A simple startup strategy based on current regulation for back-emf-based sensorless control of pmsm, *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(8): 3817–3825.