

## Controle Sensorless de Motor Síncrono a Ímã Permanente Baseado em Observador de Modos Deslizantes

João Marcos Leal Rocha\*, Eisenhower de Moura Fernandes\*\*

\**Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande  
(e-mail: joao.rocha@ee.ufcg.edu.br).*

\*\**Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Campina Grande  
(e-mail: eisenhawer@ee.ufcg.edu.br).*

---

**Abstract:** The use of speed and position sensor in control systems for Permanent-Magnet Synchronous Motors (PMSM) present some drawbacks such as increasing cost, complexity and reducing reliability. This paper presents a sensorless control PMSM drive system based on Sliding-Mode Observer (SMO) approach. Rotor speed and position estimation is carried out from the estimation of the extended back-emf based on sliding-mode observer. The current and speed control loops are performed by standard PI controllers. The tuning of the controller's parameters has been set by pole placement criteria. The control system is simulated computationally using a switching frequency of 10 kHz. Simulation results are presented and demonstrate the proper operation of the sensorless control system.

**Resumo:** A utilização de sensores de posição/velocidade em sistemas de controle para Motores Síncronos a Ímã Permanente (PMSM) acarreta inconvenientes tais como alto custo, complexidade e baixa confiabilidade. Este trabalho apresenta um sistema de controle de um motor síncrono a ímã permanente utilizando a estratégia de controle sensorless pelo método do observador por modos deslizantes. A estimação da velocidade/posição angular é feita a partir da força contra-eletromotriz (fcem) estendida pelo método do Observador de Modos Deslizantes. O controle de corrente e velocidade é feito por controladores PI. A sintonia dos controladores foi realizada através do método de cancelamento de polos do sistema físico. O sistema de controle sensorless foi implementado computacionalmente para frequência de chaveamento de 10 kHz. Resultados de simulação são apresentados e demonstram o funcionamento adequado do sistema de controle sensorless.

**Keywords:** Permanent-Magnet Synchronous Motor (PMSM); Vector Control; Sensorless Control; Sliding-Mode Observer (SMO).

**Palavras-chaves:** Motor Síncrono a Ímã Permanente (PMSM); Controle Vetorial; Controle Sensorless; Observador por Modos Deslizantes.

---

### 1. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos as Máquinas Síncronas a Ímã Permanente (Permanent-Magnet Synchronous Machines - PMSM) vem ganhando cada vez mais espaço em aplicações como geradores eólicos e veículos elétricos permitindo a substituição de outros tipos de motores tais como a motor de indução e a motor de corrente contínua. Isso se deve ao fato de que a PMSM não necessita de enrolamento de excitação de campo, tornando sua modelagem mais simples. Além da redução do volume do motor, a aplicação de materiais magnéticos de terras-raras neste tipo de motor proporcionou a sua relação potência/volume, razão torque/volume eficiência (Fernandes, 2006).

Para controlar a velocidade de motores elétricos é necessário conhecer a velocidade ou posição do rotor do motor. Desta maneira, a maioria das aplicações faz uso de sensores

mecânicos de posição/velocidade acoplados ao rotor do motor. Para realizar este acoplamento utilizam-se conectores e cabos que vão dos sensores aos controladores. Essa prática torna o sistema de controle e acionamento mais complexo, mais caro e menos confiável, de modo que a eliminação dos sensores de posição/velocidade é algo desejável (Qiao et al., 2012). Consequentemente, diversos trabalhos têm sido publicados abordando a eliminação de sensores acoplados mecanicamente. As principais técnicas de controle sensorless se baseiam na estimação da força contra eletromotriz (fcem) ou no rastreamento das saliências magnéticas. A partir da estimação destes parâmetros, pode-se estimar a velocidade e posição rotórica (Fernandes, 2006).

Outra técnica de estimação é o chamado estimador por modos deslizantes. Esse sistema possui uma estrutura variável, ou seja, a sua lei de controle varia de forma deliberada durante o processo de observação de acordo com os estados do sistema (García, 2015).

Neste trabalho é apresentado o estudo de sistema de controle de motor síncrono a ímã permanente baseado na estimação da velocidade/posição rotórica a partir da estimação da fcm utilizando um observador por modos deslizantes. Resultados de simulação do sistema de controle sensorless para a operação de controle de velocidade são apresentados e, demonstram o princípio e validade da técnica estudada.

## 2. MOTOR SÍNCRONO A ÍMÃ PERMANENTE

### 2.1 Modelo da Motor Síncrono a Ímã Permanente (PMSM)

Uma representação típica do motor síncrono a ímã permanente (PMSM) é ilustrada na Fig.1. O motor PMSM possui três enrolamentos trifásicos no estator e um ímã permanente no rotor. O fluxo magnético gerado pelo ímã interage com o fluxo gerado pelas correntes estatóricas gerando torque no eixo do rotor.

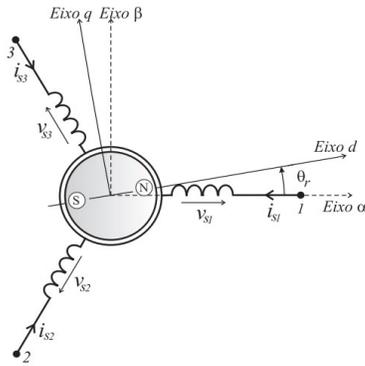


Fig. 1 Representação simplificada do motor a ímã permanente.

As indutâncias próprias ( $L_{s1}$ ,  $L_{s2}$  e  $L_{s3}$ ) e mútuas ( $M_{s1}$ ,  $M_{s2}$  e  $M_{s3}$ ) variam com a posição angular  $\theta_r$  e podem ser representadas pela matriz indutâncias  $L_{ss}$ , dada por:

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s1}(\theta_r) & L_{s12}(\theta_r) & L_{s13}(\theta_r) \\ L_{s21}(\theta_r) & L_{s2}(\theta_r) & L_{s23}(\theta_r) \\ L_{s31}(\theta_r) & L_{s32}(\theta_r) & L_{s3}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1)$$

As equações de tensão-corrente podem ser escritas na forma matricial como:

$$v_{s123} = R_s i_{s123} + \frac{d\phi_{s123}}{dt} \quad (2)$$

Onde:

- $v_{s123} = [v_{s1} \ v_{s2} \ v_{s3}]^T$ ;
- $i_{s123} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T$ ;

- $R_s = r_s I_3$ ;
- $\phi_{s123} = L_{ss} i_{s123} + \phi_{r123}$ ;
- $\phi_{r123} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \phi_{pm}$ ;

### 2.2 Referencial $\alpha\beta$

As equações de fase apresentadas acima apresentam uma grande dependência dos parâmetros em relação à posição angular do rotor. Nesse sentido, pode-se aplicar transformações de referencial e representar a motor trifásica como uma motor bifásica equivalente de modo a simplificar a análise. Uma dessas transformações é chamada de transformação  $\alpha\beta$ , em referência aos eixos ortogonais  $\alpha\beta$  representados na Fig.1. A relação entre as variáveis em  $\alpha\beta$  e as variáveis trifásicas é expressa pela Transformação de Concordia:

$$x_{s\alpha\beta} = T x_{s123} \quad (3)$$

Em que:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

### 2.3 Referencial dq

Outra forma de mudança de referencial é a Transformação dq. Nessa transformação, também se utilizam dois eixos ortogonais entre si, entretanto, esses eixos são acoplados ao rotor, ou seja, giram na velocidade síncrona do seu eixo. Desta forma, as grandezas que variavam com a posição rotórica se tornam constantes. A relação entre as variáveis no referencial dq e no referencial  $\alpha\beta$  é dada por:

$$x_{sdq} = Q x_{s\alpha\beta} \quad (5)$$

Onde:

$$Q = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Por meio das transformações (3) e (5), pode-se escrever a equação (2) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_r L_{sq} \\ \omega_r L_{sd} & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Onde:

- $L_{sd}$  e  $L_{sq}$  são as indutâncias de eixo direto (d) e de eixo de quadratura (q) respectivamente;

- $\lambda_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm}$ .

Nas motores a ímã permanente de polos lisos,  $L_{sd}$  e  $L_{sq}$  possuem valores iguais., por outro lado, para os motores a ímã permanente de polos salientes,  $L_{sd}$  e  $L_{sq}$  possuem valores diferentes.

A expressão para o conjugado eletromagnético total desenvolvido é dada por:

$$\tau_e = P[\lambda_{pm} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}]. \quad (8)$$

Onde  $P$  é o número de pares de polos da máquina.

A equação que descreve a dinâmica mecânica de movimento do motor é dada por:

$$(J + J_m) \frac{d\omega_m}{dt} = \tau_e - \tau_{mec} - f_\omega \omega_m. \quad (9)$$

Onde:

- $J$  e  $J_m$  são o momento de inércia do rotor do motor e o momento de inércia da carga respectivamente;
- $f_\omega$  é o coeficiente de atrito cinético;
- $\tau_m$  é torque ou conjugado mecânico.

A relação entre a velocidade angular do sistema ( $\omega_r$ ) e a velocidade angular mecânica ( $\omega_m$ ) é dada por:

$$\omega_r = P \omega_m \quad (10)$$

#### 2.4 Controle de Corrente

Os sistemas de acionamento de motores CA são baseados em topologias que utilizam inversor fonte de tensão, dessa forma, é comum se encontrar uma malha de controle de corrente (torque) em aplicações de alto desempenho de velocidade ou de posicionamento (Fernandes, 2006).

O controlador de corrente utilizado neste trabalho foi um controlador PI síncrono, uma vez que no referencial síncrono as grandezas se tornam constantes e desta forma podem ser facilmente controladas usando esse tipo de controlador. A Figura 2 apresenta o sistema com o controlador PI e a motor síncrona.

Na Equação (7) é possível verificar que existe um termo de acoplamento entre as malhas de eixo direto e de quadratura representado por  $\omega_r L_{sd}$  e  $\omega_r L_{sq}$ , termos dependentes da velocidade da máquina. Dessa maneira, a estrutura de controle da Fig. 2, realiza o desacoplamento entre as malhas  $d$  e  $q$ .

A Fig. 3 apresenta a representação do controle de corrente em malha fechada para o eixo  $d$ . A técnica de determinação dos ganhos do controlador de corrente é a técnica de cancelamento de polos da planta.

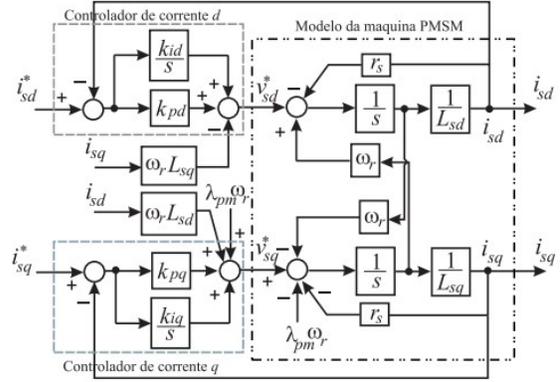


Fig. 2 Controladores de corrente eixo- $d$  e eixo- $q$ .

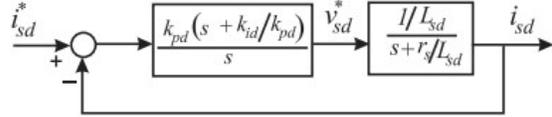


Fig. 3 Controle de corrente  $d$  em malha fechada.

A função de transferência de malha fechada para o controlador de corrente de eixo  $d$  é obtida por:

$$G_d(s) = \frac{s^2 + s \left( \frac{r_s}{L_{sd}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{r_s}{L_{sd}} + k_{pd} \right) + \frac{k_{id}}{L_{sd}}} \quad (11)$$

Os ganhos são definidos em função da frequência de corte ou da largura de faixa desejada  $f_d$ . O mesmo procedimento foi adotado para a determinação dos ganhos do controlador de eixo em quadratura ( $q$ ). Desta forma, os ganhos dos controladores podem ser escritos como:

- $k_{id} = 2\pi f_d L_{sd}$  e  $k_{pd} = \frac{L_{sd}}{r_s} k_{id}$ ;
- $k_{iq} = 2\pi f_q L_{sq}$  e  $k_{pq} = \frac{L_{sq}}{r_s} k_{iq}$ .

Para a determinação das correntes de referência, implementou-se a técnica de controle por orientação de campo (Field Oriented Control - FOC). Nesta técnica, a corrente de referência  $i_d^*$  é mantida zero enquanto a corrente de referência de eixo em quadratura  $i_q^*$  é determinada pelo torque eletromagnético de referência, assim:

$$i_q = \frac{\tau_e}{P\lambda_{pm}} \quad (12)$$

Mantendo-se a componente de eixo direto  $i_{sd}^*$  nula, garante-se que o ângulo entre o fasor da corrente e o fasor fluxo do rotor será  $90^\circ$  e o torque produzido será máximo (Fernandes, 2006).

## 2.5 Controle de Velocidade

Para a especificação dos ganhos do controlador de velocidade, a dinâmica do sistema mecânico foi considerada. A malha de controle de corrente, por apresentar uma dinâmica mais rápida está suprimida na representação. O diagrama do sistema de controle de velocidade em malha fechada está ilustrada na Fig. 4.

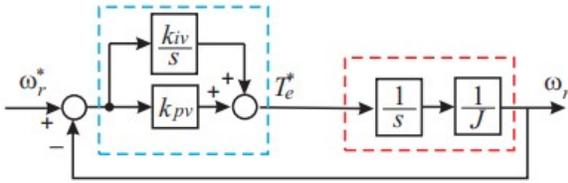


Fig. 4 Controle de velocidade em malha fechada.

A saída do controlador de velocidade corresponde ao torque eletromagnético de referência, que deve ser desenvolvido pela máquina a fim de se impor a dinâmica de velocidade desejada.

A função de transferência para malha de controle de velocidade é escrita como:

$$G_\omega(s) = \frac{k_{pv} \left( s + \frac{k_{iv}}{k_{pv}} \right)}{Js^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (13)$$

Para o cálculo dos ganhos do controlador, definiu-se que os polos como sendo reais e idênticos, obtendo-se a seguinte relação:

$$\frac{k_{iv}}{k_{pv}^2} = \frac{1}{4J} \quad (14)$$

Assim, os polos da função de transferência em malha fechada são:

$$s_1 = s_2 = \frac{k_{pv}}{2J}$$

Da relação acima, pode-se determinar o ganho proporcional do controlador com base na largura de faixa desejada ( $f_v$ ). Esta frequência determina a largura de faixa do controlador de velocidade.

$$k_{pv} = 4\pi J f_v \quad (15)$$

## 2.6 Estimação da Velocidade e Posição Rotóricas

A técnica de estimação de velocidade e posição rotóricas utilizada neste trabalho baseia-se na estimação da força contra eletromotriz estendida. A expressão para esta grandeza pode ser obtida escrevendo-se o modelo tensão-corrente no referencial  $\alpha\beta$ . Dessa maneira, é possível obter:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{sd} & \omega_r(L_{sd} - L_{sq}) \\ -\omega_r(L_{sd} - L_{sq}) & r_s + pL_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

Em (16),  $p = d/dt$  é o operador derivada;  $\begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T$  são as tensões no estator;  $\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T$  são as correntes no estator;  $\begin{bmatrix} E_\alpha & E_\beta \end{bmatrix}^T$  são as componentes da força contra-eletromotriz estendida (fcem).

Segundo este modelo, a força contra-eletromotriz estendida (fcem) pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{sd} - L_{sq})(\omega_r i_{sd} - p i_{sq}) + \omega_r \lambda_{pm} \\ -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (17)$$

Assim, verifica-se que a informação da posição rotórica está contida na fcem estendida, portanto é possível estimar a posição rotórica e velocidade estimando-se a fcem estendida.

A técnica para estimação da fcem estendida neste trabalho é a técnica proposta por Chenxing e Chen (2017). A estimação da fcem estendida é realizada a partir de um Observador por Modos Deslizantes (Sliding Mode Observer - SMO).

Para a aplicação desta técnica de estimação, a equação (17) é reescrita como:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sd}} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{sd}} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (18)$$

Onde:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{L_{sd}} \begin{bmatrix} -r_s & -\omega_r(L_{sd} - L_{sq}) \\ \omega_r(L_{sd} - L_{sq}) & -r_s \end{bmatrix}$$

Por outro lado, escrevendo a Equação (18) em função das correntes estimadas, tem-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sd}} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_{sd}} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

Onde  $\hat{i}_\alpha$  e  $\hat{i}_\beta$  são as correntes estimadas pelo observador no referencial  $\alpha\beta$ .

A lei de controle que determina o Observador por Modos Deslizantes como (Chenxing e Chen (2017)):

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (20)$$

Dessa maneira, quando o erro de observação de corrente é zero, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

Por outro lado, para uma alta frequência de chaveamento, o controle apresenta descontinuidade, de modo que é implementado um filtro passa-baixas para melhorar os valores estimados da fcm estendida, assim:

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-\hat{E}_\alpha + k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)) / \tau_o \\ (-\hat{E}_\beta + k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta)) / \tau_o \end{bmatrix} \quad (22)$$

A velocidade rotórica é estimada a partir da seguinte expressão:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\sqrt{\hat{E}_\alpha + \hat{E}_\beta}}{\lambda_{pm}} \quad (23)$$

Por sua vez, a posição angular rotórica estimada  $\hat{\theta}_r$  é obtida partir da integração da velocidade rotórica estimada (23).

### 3. METODOLOGIA

A metodologia utilizada para as simulações computacionais do sistema de acionamento e controle do PMSM adota o software MATLAB, por meio da Linguagem C. Utilizou-se o método de Runge-Kutta de 4º ordem para a resolução das equações diferenciais que descrevem o comportamento elétrico e mecânico do PMSM. A Fig. 5 apresenta o sistema de controle sensorless simulado.

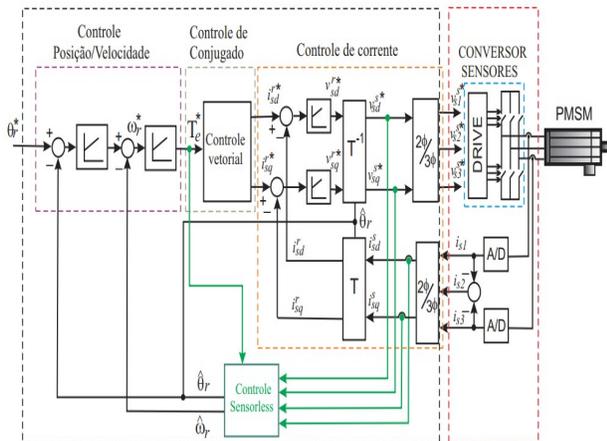


Fig. 5 Sistema de controle sensorless do motor síncrono a ímã permanente.

Para a discretização das funções de transferências dos controladores e observador, utilizou-se o Método de Tustin.

As simulações têm por objetivo permitir a análise do sistema de controle sensorless do PMSM utilizando o estimador de posição rotórica baseado no Observador por Modos Deslizantes (Sliding-Mode Observer).

Os parâmetros nominais do motor PMSM utilizados nas simulações são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros nominais do motor PMSM.

Parâmetro	Valor
Pares de polos - $P$	4
Indutância d - $L_{sd}$	24 mH
Indutância q - $L_{sq}$	33 mH
Resistencia elétrica - $r_s$	6,187 $\Omega$
Momento de inércia - $J$	0.084e-3 kg·m <sup>2</sup>
Momento de inércia - $J_m$	0.084e-3 kg·m <sup>2</sup>
Fluxo do ímã permanente - $\lambda_{pm}$	0.0774 Wb
Coefficiente de atrito - $f_m$	0
Conjugado da carga - $\tau_c$	1 N·m
Velocidade angular de referência - $\omega^*$	60 rad/s
Frequência de chaveamento - $f_s$	10 kHz
Tensão do barramento CC	75 V

### 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados da simulação do sistema de acionamento e controle da Fig. 6 utilizando a técnica de estimação baseada no Observador por Modos Deslizantes.

Inicialmente, foi verificada a dinâmica do controlador de velocidade a um degrau de referência de velocidade. Uma velocidade de referência para de 377 rad/s. A motor inicia sua operação sem nenhuma carga mecânica aplicada ao seu eixo.

Na Fig. 6 é apresentado o comportamento da velocidade angular do motor. Verifica-se que o controle de velocidade apresentou um bom desempenho, uma vez que a queda de velocidade foi pequena e o tempo de reestabelecimento de apenas 0.1s.

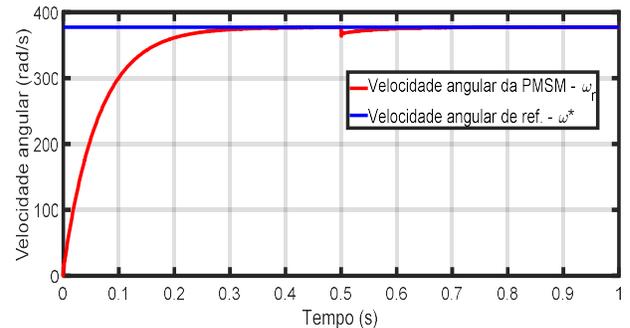


Fig. 6 Dinâmica da velocidade rotórica.

Após 0,5 s foi aplicada uma carga mecânica de conjugado igual a 1,0 N·m ao eixo do motor. A Fig. 7 ilustra o comportamento do torque eletromagnético mediante a aplicação do degrau de conjugado mecânico. Na Fig. 7 queda de velocidade desenvolvida representada no instante  $t = 0,5$  s se deve ao degrau de conjugado mecânico. A velocidade do eixo da máquina atinge novamente a referência em um intervalo de tempo inferior a 0,1 s.

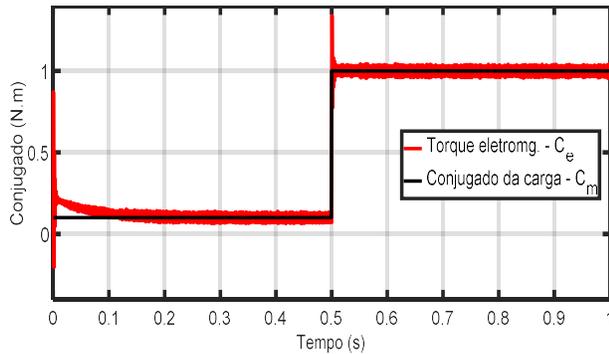


Fig. 7 Torque eletromagnético desenvolvido.

As formas de onda das correntes estáticas durante a partida e aplicação de carga mecânica são ilustradas na Fig. 8.

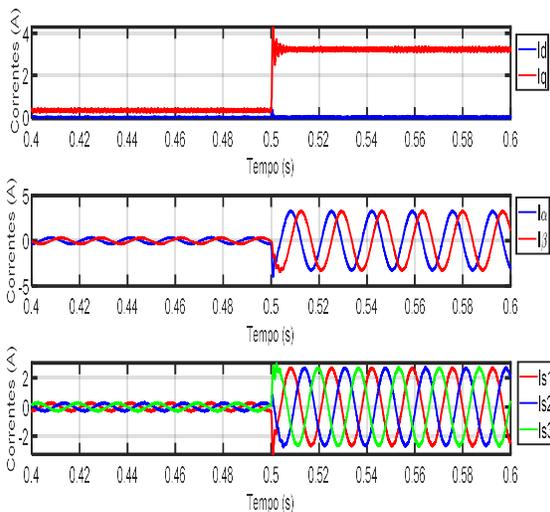


Fig. 8 Correntes no estator do PMSM nos diferentes referenciais.

Verifica-se que os controladores de corrente atuaram de forma satisfatória, elevando o nível de corrente de modo a aumentar o torque eletromagnético de modo a compensar o aumento do conjugado mecânico.

A posição angular medida e estimada são apresentadas na Fig. 9. Para avaliar o desempenho do estimador de posição rotórica implementado, foi calculado o erro médio quadrático entre as formas de onda medida e estimada. O erro médio quadrático entre os valores medidos e estimados da posição angular foi de  $0,5574 \text{ rad elét./amostra}^2$ . Esse valor de erro médio quadrático comprova a eficiência do método de

estimação utilizado e aderência entre as curvas medidas e estimadas.

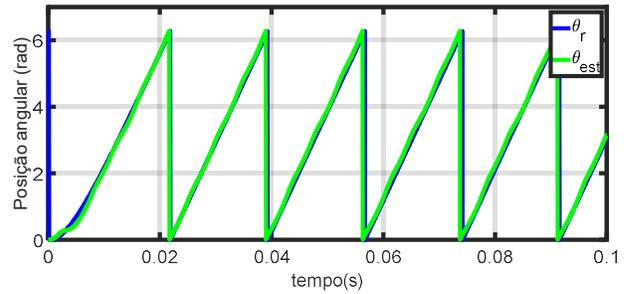


Fig. 9 Posição angular estimada.

## 6. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado o controle sensorless da motor síncrona de ímã permanente, onde a estimação da posição rotórica aplicada à realimentação foi baseada na fcm estendida por meio do observador por modos deslizantes.

Aa simulação computacional do sistema de controle foi realizada em Linguagem C++. Os resultados apresentados comprovam o princípio de funcionamento do sistema de controle de velocidade por observador por modos deslizantes.

Assim, é possível dispensar a utilização de sensores de posição rotórica em sistemas de acionamento de motor a ímã permanente proporcionando a redução de custo, de complexidade de implementação e aumento da confiabilidade do sistema de controle.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao apoio do Programa Institucional de Bolsas de Iniciação Científica (PIBIC) do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e UFCG.

## REFERÊNCIAS

- Fernandes, E. M. (2006). Estimação de posição e velocidade de uma motor síncrona a ímã permanente. *Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)* – Centro de Engenharia Elétrica e Informática, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande.
- García, R. C. (2015) Controle de Velocidade de Motor Síncrono de Ímã Permanente Utilizando Redes Neurais Artificiais e Multiplexação em Frequência. *Tese de Doutorado – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica*, Rio de Janeiro.
- Hansen, A. D.; Iov, F.; Blaabjerg, F.; Hansen, L. H.(2011). Review of contemporary wind turbine concepts and their market penetration. *Journal of Wind Engineering & Industrial Aerodynamics*, volume (58), p. 1081–1095.
- Qiao, W.; Yang, X.; Gong X. (2012). Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind

turbines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, volume (481), p. 3–11.

Xing, S. C. Chen, W. (2017). Sensorless Control of Three-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fundamental Wave Mathematical Model. *International Conference on Control, Robotics and Cybernetics*, volume (2), p. 89-93.