

CONTROLE *SENSORLESS* BASEADO EM OBSERVADOR DE DISTÚRBO APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES

THIELI S. GABBI*, THIAGO LAZZARI*, CESAR VOLPATTO*, FILIPE SCALCON*, HILTON GRÜNDLING*,
RODRIGO VIEIRA*

**Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria – UFSM
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil*

Emails: thielisgabbi@gmail.com, thiago.lazzari@hotmail.com, volpato777@hotmail.com,
filipescalcon1@gmail.com, ghilton03@gmail.com, rodrigovie@gmail.com

Abstract— This paper presents a sensorless control technique applied to surface permanent magnet synchronous motor drives. A disturbance observer is used in the current control loop to provide the decoupling between the axes and better convergence to the current reference. From the information of the disturbance observer, a rotor speed estimation algorithm is developed aiming to obtain a sensorless drive. The stability analyzes of the disturbance observer and the rotor speed estimator are developed based on Lyapunov approach. Simulation results are presented to prove the effectiveness of the system.

Keywords— Decoupled current control, disturbance observer, surface permanent magnet synchronous motor, sensorless control.

Resumo— Uma técnica de controle *sensorless* para motores síncronos de ímãs permanentes de superfície é desenvolvida neste trabalho. Um observador de distúrbio é utilizado na malha de corrente para proporcionar o desacoplamento das correntes e melhorar a convergência do controle. Para possibilitar a implementação sem a utilização de sensores mecânicos, um estimador da velocidade rotórica é desenvolvido a partir da informação do observador de distúrbio. As análises de estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade são desenvolvidas baseadas na abordagem de Lyapunov. Resultados de simulação são apresentados para comprovar a eficácia do sistema.

Palavras-chave— Controle desacoplado de corrente, controle *sensorless*, observador de distúrbio, motor síncrono de ímãs permanentes de superfície.

1 Introdução

O avanço na fabricação dos ímãs permanentes possibilitou a sua utilização em motores elétricos, tornando-os uma das principais formas de produção do fluxo magnético no entreferro. Com isto, pode-se obter motores com menor volume, maior eficiência e menor manutenção quando comparados a outros demais motores de corrente alternada. Os motores síncronos de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM*) são amplamente utilizados em sistemas de acionamento, como veículos elétricos, robôs, máquinas de processos contínuos entre outras aplicações. A sua ampla utilização se dá devido às duas vantagens em relação a robustez, confiabilidade eletromecânica e densidade de potência (Pillay, 1989; Gieras and Wing, 2002; Krishnan, 2009).

Em acionamentos industriais a abordagem de orientação pelo campo (do inglês, *Field Oriented Control – FOC*) é predominante (Bose, 1997). Essa estratégia de controle apresenta um bom desempenho dinâmico pois controla separadamente fluxo/corrente de eixo direto e torque/corrente de quadratura. No entanto, o PMSM possui um modelo não-linear, sujeito a variações paramétricas e acoplamento entre variáveis, o que prejudica o desempenho do sistema quando controladores lineares, como Proporcionais-Integrais (PI), são empre-

gados (Kim and Youn, 2002). O desacoplamento completo entre as correntes pode ser realizado a partir da estimação de estados do motor e uma realimentação do tipo *feedforward* destes termos.

Chen (2004) apresenta uma solução para resolver os problemas de acoplamento entre eixos, variações paramétricas e distúrbios desconhecidos em plantas com características não-lineares. A solução apresentada é a criação de controladores baseados em observador de distúrbio para sistemas não-lineares. O observador de distúrbio é adicionado como uma realimentação na malha de controle fornecendo uma forma ativa e eficaz para lidar com distúrbios e melhorar a robustez do sistema em malha fechada (Li et al., 2014). Seguindo essa direção muitos métodos de controle baseados em observadores de distúrbio têm sido relatados para diferentes aplicações (Kim and Youn, 2002; Jun Yang and Yu, 2013; Mohamed and El-Saadany, 2007; Sira-Ramirez et al., 2014; X. Zhang and Mei, 2017; Vieira et al., 2017; Gabbi et al., 2017). Em Zhang and Mei (2017) um observador de distúrbio associado ao controle *deadbeat* é utilizado na malha de velocidade do PMSM para que o sistema proposto rejeite os erros de posição criados por distúrbios externos, como torque de carga ou efeito de vibração. Associado a técnica por modos deslizantes o observador de distúrbio é empregado na malha de controle de corrente do PMSM em Gabbi, Gründling and Vieira (2015).

A técnica é desenvolvida para aprimorar o desempenho do controlador mediante variações paramétricas e distúrbios desconhecidos, desacoplando as correntes e aumentando a robustez do controlador por modos deslizantes.

Em métodos FOC aplicados ao PMSM é necessário o conhecimento da posição angular rotórica para o desenvolvimento do sistema de controle. O sensor mecânico de posição acoplado ao eixo do motor não é desejável no sistema de controle por aumentar os custos, complexidade do hardware, reduzir a robustez e a confiabilidade mecânica. Além disso, pode ser difícil de instalar e manter um sensor de posição devido ao espaço de montagem limitado e ao ambiente de trabalho rígido, com vibrações severas e/ou altas temperaturas (Krishnan, 2009). Por esta razão, estudos voltados a estimação da velocidade e posição rotórica são desenvolvidos (Bolognani et al., 2003; Yongdong and Hao, 2008; Mohammed et al., 2012; Bernardes et al., 2014; Shao et al., 2015; Gabbi, Grunlding and Vieira, 2015; Zhang et al., 2017; Singh and Tiwari, 2017).

Os métodos mais utilizados para estimação de velocidade/posição rotórica baseiam-se na injeção de um sinal de alta frequência (HFI) ou no modelo da planta. O método HFI apresenta bom resultado em baixas velocidades, incluindo passagem por zero, porém não apresenta bons resultados em altas velocidades ou mediante variações de carga. Os métodos baseados no modelo da planta não apresentam uma boa resposta em velocidades baixas ou passagem por zero, pois o estimador de velocidade é dependente do sinal da tensão. No entanto, os métodos de estimação de velocidade/posição rotórica baseados no modelo e ainda na força eletromotriz são geralmente utilizados para motores operando em média e alta velocidade (Yongdong and Hao, 2008; Mohammed et al., 2012; Zhang et al., 2017; Singh and Tiwari, 2017). Baseados no modelo da força eletromotriz, vários tipos de observadores para estimação de velocidade e posição rotórica são apresentados na literatura, tais como, filtro de Kalman estendido, algoritmos MRAS, observador por modos deslizantes entre outros (Bolognani et al., 2003; Bernardes et al., 2014; Shao et al., 2015; Gabbi, Grunlding and Vieira, 2015).

Este artigo propõe o controle vetorial *sensorless* aplicado ao PMSM. Para o desenvolvimento do sistema de controle é utilizado um observador de distúrbio realimentando a malha de corrente para proporcionar um controlador desacoplado e com rejeição a incertezas e distúrbios. Para o desenvolvimento do algoritmo de estimação de velocidade/posição rotórica uma lei de adaptação é derivada a partir do observador de distúrbio utilizado no controle, não necessitando a implementação de um novo algoritmo para este fim.

2 Modelo dinâmico do PMSM

O comportamento dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes é expresso através das equações diferenciais das correntes estatóricas em um referencial síncrono (dq), conforme apresentado em (Krishnan, 2009)

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + P\frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}v_d, \quad (1)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - P\frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - P\frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_r + \frac{1}{L_q}v_q, \quad (2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(-B\omega_r + T_e - T_L), \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2}P((L_d - L_q)i_d + \phi_{srm})i_q, \quad (4)$$

em que, R_s é a resistência estatórica, L_d e L_q são as indutâncias dos eixos direto e em quadratura, P é o número de pares de polos, ϕ_{srm} é o fluxo magnético dos ímãs, ω_r é a velocidade angular rotórica, B é a constante de atrito viscoso, J é o momento de inércia, T_L e T_e são os torques de carga e torque eletromagnético, i_d , i_q , v_d , v_q são as correntes e tensões estatóricas nos eixos dq girando a uma velocidade síncrona. No motor de ímãs de superfície as indutâncias dos eixos dq podem ser consideradas iguais, $L_d = L_q$, sendo possível reescrever as equações diferenciais das correntes na forma,

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_s}i_d + d_d + \frac{1}{L_s}v_d, \quad (5)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_s}i_q + d_q + \frac{1}{L_s}v_q, \quad (6)$$

em que, os termos de acoplamento e dependentes da velocidade rotórica podem ser definidos como os distúrbios do sistema,

$$d_d \triangleq P\omega_r i_q, \quad (7)$$

$$d_q \triangleq -P\omega_r i_d - P\frac{\phi_{srm}}{L_s}\omega_r, \quad (8)$$

em que, $L_s = \frac{(L_d + L_q)}{2}$.

O modelo dinâmico em coordenadas síncronas apresenta equações menos complexas que o modelo trifásico, pois o acoplamento entre as indutâncias do estator e a variação temporal dessas indutâncias é eliminado. Porém, neste modelo ainda é possível observar o acoplamento entre as correntes dos eixos dq e uma dependência da variação da velocidade rotórica.

Aplicando a transformada inversa de Park o modelo dinâmico no referencial estacionário pode ser obtido, tal como,

$$\dot{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} - \frac{1}{L_s}d_\alpha + \frac{1}{L_s}v_\alpha, \quad (9)$$

$$\dot{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta + \frac{1}{L_s}d_\beta + \frac{1}{L_s}v_\beta, \quad (10)$$

$$d_\alpha = e_\alpha = -P\phi_{srm}\omega_r \sin(\theta_e), \quad (11)$$

$$d_\beta = e_\beta = P\phi_{srm}\omega_r \cos(\theta_e). \quad (12)$$

Neste modelo as forças eletromotrizes, e_α e e_β , podem ser definidas como sendo os distúrbios do sistema, dependentes da velocidade e posição rotórica. O modelo dinâmico em coordenadas estacionárias é o mais adequado para a obtenção da estimação da velocidade e da posição rotórica, pois apresenta essas componentes no seu equacionamento.

3 Observador de distúrbio

Considere o sistema com a presença de distúrbios descrito pelas seguintes equações,

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Gd \\ y = Cx \end{cases}, \quad (13)$$

em que x é um estado do sistema, A , B e C são os parâmetros da planta, u é a ação de controle, y é a saída da planta e d é um distúrbio.

Um observador de distúrbio apresentado em Yang and Li (2011) pode ser utilizado com o intuito de observar o distúrbio do sistema (13), sendo descrito pelo seguinte sistema de equações,

$$\begin{cases} \dot{p} = -lGp - l(lGx + Ax + Bu) \\ \hat{d} = p + lx \end{cases}, \quad (14)$$

em que p é um estado interno do observador de distúrbio, $\hat{d}$ é o estado observado e l é um ganho positivo.

O observador de distúrbio definido por (14) pode ser aplicado ao PMSM sendo reescrito da forma,

$$\begin{cases} \dot{p}_q = -l_q p_q - l_q \left(l_q i_q - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q \right) \\ \hat{d}_q = p_q + l_q i_q \end{cases}, \quad (15)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_d = -l_d p_d - l_d \left(l_d i_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d \right) \\ \hat{d}_d = p_d + l_d i_d \end{cases}, \quad (16)$$

em que, p_d e p_q são estados internos do observador, $\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$ são os estados observados, l_d e l_q são ganhos positivos.

3.1 Análise de estabilidade do observador de distúrbio

O erro do distúrbio pode ser definido como,

$$\tilde{d}_q = \hat{d}_q - d_q, \quad (17)$$

$$\tilde{d}_d = \hat{d}_d - d_d, \quad (18)$$

e a dinâmica dos erros podem ser expressas por,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_q &= \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q \\ &= \dot{p}_q + l_q \dot{i}_{sq} - \dot{d}_q, \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_d &= \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \\ &= \dot{p}_d + l_d \dot{i}_{sd} - \dot{d}_d. \end{aligned} \quad (20)$$

Considerando uma candidata a função Lyapunov,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{d}_q^2 + \tilde{d}_d^2), \quad (21)$$

em que sua derivada é dada por,

$$\dot{V} = \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d. \quad (22)$$

Desenvolvendo (22) a partir de (16), (15), (19) e (20), encontra-se,

$$\dot{V} = \tilde{d}_q (\dot{p}_q + l_q \dot{i}_q - \dot{d}_q) + \tilde{d}_d (\dot{p}_d + l_d \dot{i}_d - \dot{d}_d). \quad (23)$$

Hipótese H1: As derivadas dos distúrbios ($\dot{d}_q$ e $\dot{d}_d$) podem ser assumidos como sendo zero. Esta restrição é válida devido ao fato desses distúrbios estarem em um referencial síncrono com características CC. Então, $\dot{d}_d \approx 0$ e $\dot{d}_q \approx 0$.

Adotando a hipótese H_1 e as equações (1) e (2), pode-se resolver a equação (23) da forma,

$$\dot{V} = -l_q \tilde{d}_q^2 - l_d \tilde{d}_d^2. \quad (24)$$

A partir de (24) é possível verificar que para l_d e l_q definidos valores positivos, a candidata a função Lyapunov é negativa e os erros de distúrbio $\tilde{d}_d$ e $\tilde{d}_q$ tendem a zero.

Os valores observados do distúrbio no referencial estacionário podem ser obtidos a partir da aplicação da transformada inversa de Park, tal como,

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_\alpha \\ \hat{d}_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq2\alpha\beta} \begin{bmatrix} \hat{d}_q \\ \hat{d}_d \end{bmatrix}, \quad (25)$$

em que $\mathbf{T}_{dq2\alpha\beta}$ é a matriz transformação.

4 Estimação da Velocidade Rotórica

Assumindo os distúrbios observados apresentados anteriormente e que estes converjam para seus valores reais, neste modelo os distúrbios reais considerados e_α e e_β , é possível definir novas variáveis (M_α e M_β) baseadas no observador de distúrbio e dependentes da força eletromotriz e da velocidade rotórica, como segue,

$$M_\alpha = \hat{d}_\alpha = -P\phi_{srm}\omega_r \sin(\theta_e), \quad (26)$$

$$M_\beta = \hat{d}_\beta = P\phi_{srm}\omega_r \cos(\theta_e). \quad (27)$$

Com o objetivo de obter expressões dinâmicas de (26) e (27), a seguinte hipótese é definida.

Hipótese H2: A dinâmica da velocidade rotórica ($\dot{\omega}_r$) é mais lenta que as dinâmicas elétricas, como força eletromotriz, correntes e tensões estáticas. Assim, é possível assumir que $\dot{\omega}_r = 0$.

A dinâmica das variáveis M_α e M_β é desenvolvida considerando a hipótese H_2 , assim,

$$\dot{M}_\alpha = -P\omega_r M_\beta, \quad (28)$$

$$\dot{M}_\beta = P\omega_r M_\alpha. \quad (29)$$

Logo, pode-se propor observadores das variáveis M_α e M_β da forma,

$$\dot{\hat{M}}_\alpha = -P\hat{\omega}_r M_\beta - M_0 (\hat{M}_\alpha - M_\alpha), \quad (30)$$

$$\dot{\hat{M}}_\beta = P\hat{\omega}_r M_\alpha - M_0 (\hat{M}_\beta - M_\beta), \quad (31)$$

em que M_0 é um ganho positivo.

Note que os observadores apresentados em (30) e (31) estão em função da velocidade rotórica estimada. Assim, com o objetivo de estimar a velocidade rotórica, uma lei adaptativa é proposta,

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \lambda P (M_\beta \tilde{M}_\alpha - M_\alpha \tilde{M}_\beta). \quad (32)$$

A estimativa da posição rotórica será dada por,

$$\frac{d\hat{\theta}_e}{dt} = \hat{\omega}_r. \quad (33)$$

4.1 Análise de estabilidade

Considerando uma função candidata a Lyapunov definida como,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{M}_\alpha^2 + \tilde{M}_\beta^2 + \lambda^{-1} \tilde{\omega}_r^2), \quad (34)$$

em que, $\lambda \in +$.

Os erros de estimação das variáveis são dados por,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_\alpha &= \dot{\hat{M}}_\alpha - \dot{M}_\alpha \\ &= -P\tilde{\omega}_r M_\beta - M_0 (\hat{M}_\alpha - M_\alpha), \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{M}}_\beta &= \dot{\hat{M}}_\beta - \dot{M}_\beta \\ &= P\tilde{\omega}_r M_\alpha - M_0 (\hat{M}_\beta - M_\beta). \end{aligned} \quad (36)$$

Seja a derivada de (34),

$$\dot{V} = \dot{\tilde{M}}_\alpha \tilde{M}_\alpha + \dot{\tilde{M}}_\beta \tilde{M}_\beta + \lambda^{-1} \dot{\tilde{\omega}}_r \tilde{\omega}_r. \quad (37)$$

Substituindo (35) e (36) em (37),

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (-P\tilde{\omega}_r M_\beta - M_0 \tilde{M}_\alpha) \tilde{M}_\alpha \\ &\quad + (P\tilde{\omega}_r M_\alpha - M_0 \tilde{M}_\beta) \tilde{M}_\beta \\ &\quad + \lambda^{-1} \dot{\tilde{\omega}}_r \tilde{\omega}_r. \end{aligned} \quad (38)$$

Considerando a hipótese H_2 , tem-se que $\dot{\tilde{\omega}}_r = \dot{\hat{\omega}}_r$, resultando,

$$V = -M_0 (\tilde{M}_\alpha^2 + \tilde{M}_\beta^2). \quad (39)$$

Logo, para $M_0 > 0$, o observador de velocidade rotórica proposto será estável e convergirá para seu valor real.

5 Resultados de Simulação

Para avaliar o controle vetorial *sensorless* proposto o algoritmo foi simulado no software *MATLAB*[®]. Um método controle orientado pelo campo (FOC) é implementado usando controladores PI para as malha de controle de corrente e controle de velocidade do rotor. Nas malhas de corrente os distúrbios observados são adicionados de forma a suprir o acoplamento existente no modelo. A partir dos distúrbios observados obtém-se a velocidade estimada e esta é utilizada no circuito de controle de velocidade do rotor, permitindo o controle *sensorless*. Na Figura 1 o diagrama de blocos do sistema de controle implementado é apresentado. Na Tabela 1 os parâmetros utilizados para simulação do PMSM são apresentados.

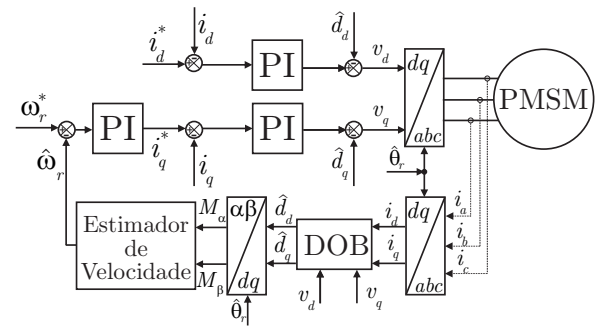


Figura 1: Diagrama de blocos do controle vetorial *sensorless* aplicado ao PMSM baseado em observador de distúrbio.

Tabela 1: Parâmetros do motor síncrono de ímãs permanentes de superfície

Parâmetro	Valor
ω_r	3000 RPM
R_s	0.565 Ω
L_d	2.48 mH
L_q	2.94 mH
P	4
ϕ_{srm}	0.1023 V/rad/s

Uma comparação das velocidades obtidas é apresentada na Figura 2. São plotadas a referência (ω_r^*), a medição (ω_r) e a estimação ($\hat{\omega}_r$) da velocidade rotórica. Através da boa convergência da velocidade estimada para os valores medidos o algoritmo de estimação da velocidade rotórica pode ser validado, e assim, o sistema de controle é capaz de rastrear a velocidade de referência utilizando a informação estimada.

As correntes i_d e i_q e suas referências i_d^* e i_q^* são apresentadas na Figura 3. Pode-se observar que com a utilização do observador de distúrbio como realimentação na malha de corrente, mesmo sob variações bruscas na corrente i_q , a corrente i_d

segue sua referência sem qualquer sinal de acoplamento entre elas.

Os distúrbios observados no referencial síncrono são apresentados na Figura 4. Uma comparação entre os sinais obtidos através da observação do distúrbio ($\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$) e do modelo fornecido pela planta (d_d e d_q) é realizada. Devido a boa convergência dos valores estimados para os calculados é possível a criação das variáveis M_α e M_β ($\hat{d}_\alpha = M_\alpha$ e $\hat{d}_\beta = M_\beta$).

Na Figura 5 são apresentadas as variáveis M_α e M_β e os seus valores observados $\hat{M}_\alpha$ e $\hat{M}_\beta$ no referencial estacionário. A boa convergência pode ser verificada, o que justifica a boa estimação da velocidade rotórica.

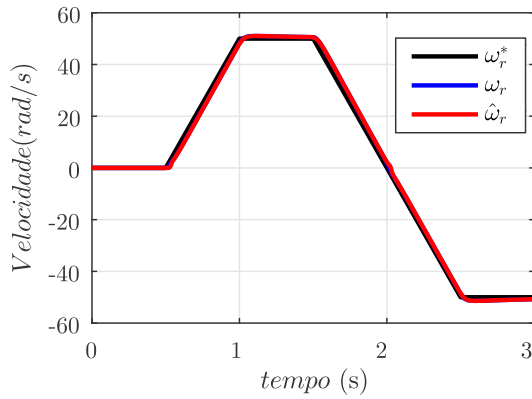


Figura 2: Resultado de simulação: Comparação das velocidades rotóricas obtidas. Referência de velocidade rotórica (ω_r^*), velocidade rotórica medida (ω_r) e velocidade rotórica estimada ($\hat{\omega}_r$).

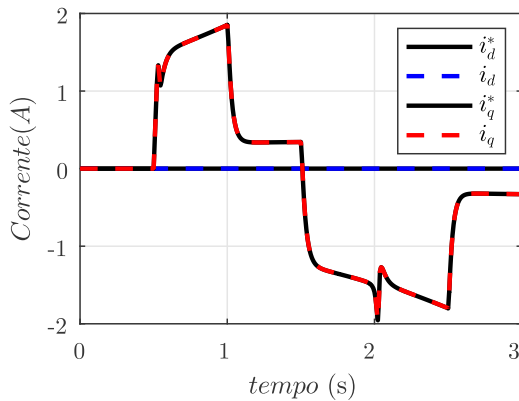


Figura 3: Resultado de simulação: correntes estáticas i_d e i_q e suas referências i_d^* e i_q^* .

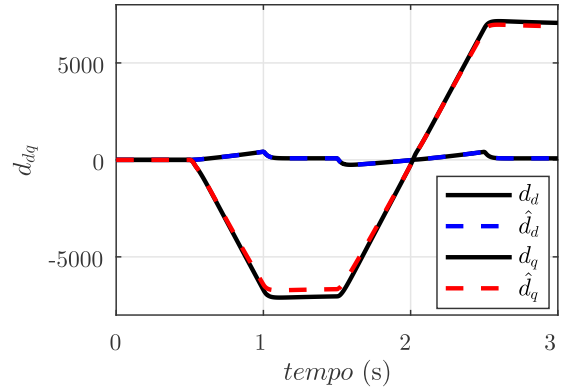


Figura 4: Resultado de simulação: Distúrbios observados ($\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$) no referencial síncrono e distúrbios calculados (d_d e d_q) a partir de (7) e (8).

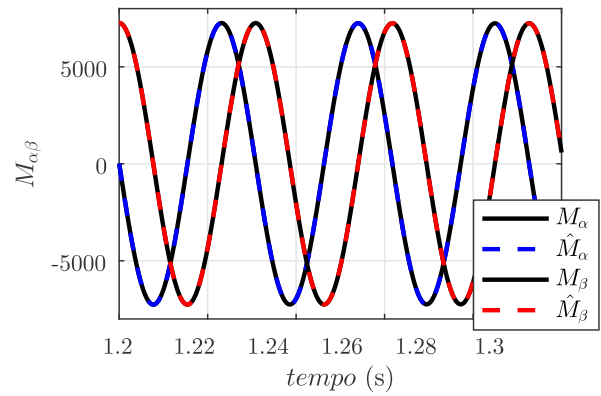


Figura 5: Resultados de simulação: Distúrbios observados ($\hat{M}_\alpha$ e $\hat{M}_\beta$) e distúrbios calculados (M_α e M_β) no referencial estacionário.

6 Conclusões

Este trabalho desenvolveu um controle vetorial *sensorless* para motores síncronos de ímãs permanentes de superfície. O controle de corrente foi realizado de forma desacoplada ao adicionar uma realimentação na malha de corrente com o sinal obtido do observador de distúrbio desenvolvido. Este controlador mostra-se adequado para rejeitar variações paramétricas, distúrbios e incertezas desconhecidas. Para a implementação *sensorless* uma lei de adaptação da velocidade é desenvolvida através da informação fornecida pelo observador de distúrbio. A estabilidade do observador de distúrbio e do estimador de velocidade desenvolvido foram comprovados através da abordagem de Lyapunov. A simulação apresentou resultados satisfatórios que comprovaram a eficácia do controle *sensorless* desenvolvido.

Agradecimentos

Os Autores gostariam de agradecer à INCTGD, CAPES, CNPq e FAPERGS pelo suporte financeiro recebido para este trabalho. O presente trabalho foi realizado com o apoio do INCTGD e das agências financiadoras (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo No. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

Referências

- 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., Tubiana, L. and Zigliotto, M. (2003). Extended kalman filter tuning in sensorless pmsm drives, *IEEE Transactions on Industry Applications* **39**(6): 1741–1747.
- Bose, B. K. (1997). *Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*, IEEE Press, New York - EUA.
- Chen, W.-H. (2004). Disturbance observer based control for nonlinear systems, *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on* **9**(4): 706–710.
- Gabbi, T., Gründling, H. and Vieira, R. (2015). Sliding mode current control based on disturbance observer applied to permanent magnet synchronous motor, *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6.
- Gabbi, T., Osorio, C., Volpato, C., Dotto, D., Gründling, H. and Vieira, R. (2017). Speed estimation algorithm of induction motors based on disturbance observer, *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1–6.
- Gabbi, T. S., Gründling, H. A. and Vieira, R. P. (2015). Current controller for sensorless pmsm drive using combined sliding mode strategy and disturbance observer, *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 003773–003778.
- Gieras, J. F. and Wing, M. (2002). *Permanent Magnet Motor Technology - Design and Applications*, 2 edn, Marcel Dekker, Inc., Estados Unidos - New York.
- J. Yang, W. H. C. and Li, S. (2011). Non-linear disturbance observer-based robust control for systems with mismatched disturbances/uncertainties, *IET Control Theory Applications* **5**(18): 2053–2062.
- Jun Yang, S. L. and Yu, X. (2013). Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **60**(1): 160–169.
- Kim, K.-H. and Youn, M.-J. (2002). A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **49**(3): 524–535.
- Krishnan, R. (2009). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press.
- Li, S., Yang, J., Chen, W.-H. and Chen, X. (2014). *Disturbance Observer - Based Control*, CRC Press.
- Mohamed, Y.-R. and El-Saadany, E. (2007). A current control scheme with an adaptive internal model for robust current regulation and torque ripple minimization in PMSM vector drive, *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, Vol. 1, pp. 300–305.
- Mohammed, O. A., Khan, A. A., El-Tallawy, A. M., Nejadpak, A. and Roberts, M. J. (2012). A wavelet filtering scheme for noise and vibration reduction in high-frequency signal injection-based sensorless control of pmsm at low speed, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **27**(2): 250–260.
- Pillay, P. (1989). Vector control of AC permanent magnet machines, *Electrical Machines and Drives, 1989. Fourth International Conference on*, pp. 293–297.
- Shao, M., Yu, H., Yu, J. and Shan, B. (2015). Position control of permanent magnet synchronous motor speed sensorless servo system via backstepping, *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, pp. 4089–4094.
- Singh, S. and Tiwari, A. N. (2017). Various techniques of sensorless speed control of pmsm: A review, *2017 Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, pp. 1–6.
- Sira-Ramirez, H., Linares-Flores, J., Garcia-Rodriguez, C. and Contreras-Ordaz, M. (2014). On the control of the permanent

magnet synchronous motor: An active disturbance rejection control approach, *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* **22**(5): 2056–2063.

- Vieira, R. P., Gabbi, T. S. and Gründling, H. A. (2017). Combined discrete-time sliding mode and disturbance observer for current control of induction motors, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* pp. 1–9.
- X. Zhang, B. H. and Mei, Y. (2017). Dead-beat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer, *IEEE Transactions on Power Electronics* **32**(5): 3818–3834.
- Yongdong, L. and Hao, Z. (2008). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor; a survey, *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–8.
- Zhang, G., Wang, G. and Xu, D. (2017). Saliency-based position sensorless control methods for pmsm drives - a review, *Chinese Journal of Electrical Engineering* **3**(2): 14–23.