

OBSERVADOR DE VELOCIDADE MRAS-SM APLICADO AO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS COM CONTROLE DESACOPLADO DE CORRENTE.

THIELI SMIDT GABBI*, HILTON ABÍLIO GRÜNDLING*, RODRIGO PADILHA VIEIRA*

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
Universidade Federal de Santa Maria
Santa Maria, RS, Brasil

thielisgabbi@gmail.com, ghilton09@gmail.com, rodrigovie@gmail.com

Abstract— This study presents a rotor speed MRAS-Sliding Mode (MRAS-SM) observer with decoupled current control applied to Internal Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) drives via vector control and disturbance observer. The IPMSM presents unavoidable and unmeasured disturbances, parameter variations and coupling between axes. The coupling variables of the IPMSM are modeled as disturbances and these variables are used in the control law. As result, a sensorless control system with decoupling of stator current is proposed. Experimental results are presented aiming to verify the system performance.

Keywords— Internal permanent magnet synchronous motor, Sensorless decoupling current control, Disturbance observer, Model reference adaptative system, Sliding mode.

Resumo— Este artigo apresenta um observador de velocidade MRAS-SM com controle de corrente desacoplado aplicado a motores síncronos de ímãs permanentes internos utilizando controle vetorial e observador de distúrbios. O IPMSM apresenta distúrbios não mensuráveis, variações paramétricas e acoplamento entre eixos. Os termos de acoplamento entre eixos do IPMSM são modelados como distúrbios e o observador de distúrbio é utilizado na lei de controle. Assim, é proposto um sistema *sensorless* com controle de corrente desacoplado. Resultados experimentais são apresentados para verificação do desempenho do sistema proposto.

Palavras-chave— Motor síncrono de ímãs permanentes internos, Controle de corrente desacoplado sensorless, Observador de distúrbio, Modelo de referência adaptativo, Modos deslizantes.

1 Introdução

Os motores síncronos de ímãs permanentes internos (*Interior Permanent Magnet Synchronous Motor* – IPMSM) estão sendo amplamente utilizados pois apresentam vantagens em termos de eficiência, densidade de potência, confiabilidade e uma estrutura simples. Devido essas e outras vantagens, apresentam aplicações em sistemas de acionamento como robôs, aviação, veículos elétricos, máquinas de processos de contínuo entre outras (Du et al., 2016).

Os métodos de controle linear, tal como o controlador Proporcional Integral (PI), são muito utilizados em acionamentos de IPMSM devido a sua fácil implementação. No entanto, o IPMSM apresenta um modelo não-linear, com distúrbios incertos e imensuráveis, variações paramétricas e acoplamento entre os eixos (Jung et al., 2015). Isto pode resultar em desempenho insatisfatório para determinadas condições de operação quando aplicados esses métodos lineares (Zhang et al., 2013; Dang et al., 2016). A atenuação de distúrbios é de grande importância no controle de IPMSM. Uma solução possível para minimizar esse acoplamento entre eixos é a utilização de técnicas de controle baseadas em observador de distúrbio (*Disturbance Observer Based Control* – DOBC).

Técnicas de controle baseadas em observadores de distúrbio fornecem uma abordagem promissora para resolver problemas de sistemas com distúrbios e melhorar a robustez. Quando com-

parada com outras técnicas de controle robusto o DOBC tem duas vantagens aparentes. A primeira é que a compensação baseada em DOBC pode ser aplicada a outras técnicas de controle existentes, que não apresentem robustez suficiente para mitigar incertezas externas ou da planta, como um controlador PI. Como o controle irá rastrear as perturbações, este pode ser desenvolvido e utilizado por muito tempo. A segunda vantagem deste método é que ele não prejudica o sistema de controle, o DOBC é projetado para atuar na presença de distúrbios e perturbações, quando estes não estão presentes o DOBC não afeta o sistema de controle (Yang et al., 2011; Yang et al., 2013; Li et al., 2014; Chen, 2004; Zhang et al., 2013; Chen et al., 2016).

Em aplicações utilizando métodos de controle vetorial baseadas em observador de distúrbio é necessário o conhecimento da posição e velocidade rotórica do motor, mas há muitas desvantagens na utilização de sensores em acionamento de sistemas, como redução da confiabilidade, adição de custos e complexidade ao sistema de controle, além destes serem susceptíveis a ruídos (Liu et al., 2011; Boussak, 2005). Para solucionar esse problema, muitas métodos para estimação de velocidade e posição têm sido estudado na última década (Pacas, 2011; Zhao et al., 2014; Du et al., 2016).

Os métodos mais comumente utilizados podem ser divididos em duas categorias: a injeção

de sinais de alta frequência, usados geralmente em baixas velocidades, e os métodos de estimação baseados no modelo de referência do motor, geralmente utilizados em médias e altas velocidades (Du et al., 2016; Bernardes et al., 2014). Para uma melhor precisão, alguns estratégias são projetadas em malha fechada, sendo o sistema adaptativo por modelo de referência (*Model Reference Adaptive System* – MRAS) um destes.

O MRAS é um sistema eficaz para estimar a velocidade em diferentes acionamentos. Na técnica MRAS, um modelo ajustável e o modelo de referência são ligados em paralelo. Para provar a estabilidade do sistema é utilizado o Teorema da Hiper estabilidade de Popov. A estimação da velocidade é geralmente obtida através de um regulador PI. Além disso, a precisão dos parâmetros do modelo de referência tem um impacto direto sobre a precisão da velocidade estimada. Portanto, para assegurar a robustez do sistema e para melhorar a convergência, o regulador PI pode ser substituído por outro algoritmo. O sistema por modos deslizantes (*Sliding Mode* – SM) pode ser utilizado no lugar do regulador PI (Comanescu and Xu, 2005; Utkin, 1993; Zhao et al., 2014).

Neste artigo, um algoritmo MRAS por modos deslizantes (MRAS-SM) é proposto para estimação da velocidade rotórica de um IPMSM. Ainda, uma técnica de controle desacoplado baseada na utilização de um observador de distúrbios e controlador PI é proposta. A técnica MRAS – SM é desenvolvida utilizando as equações dinâmicas das correntes estatóricas do IPMSM, o qual apresenta diferença entre as indutâncias dos eixos dq . Um modelo estendido é utilizado para possibilitar a aplicação da técnica MRAS ao IPMSM. Este modelo estendido é adotado para ser possível representar o IPMSM por um modelo simétrico.

2 Modelo dinâmico do IPMSM

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

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

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

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

$$\omega_r = \frac{1}{J}(-B\omega_r + T_e - T_L) \quad (4)$$

em que R_s é a resistência estatórica, L_d é a indutância do eixo direto, L_q é a indutância do eixo em quadratura, P é o número de par de polos, ϕ_{srm} é o fluxo magnético dos ímãs permanentes, J é o momento de inércia, B é a constante de atrito viscoso, T_e é o torque elétrico, T_L é o torque de

carga, i_d e i_q são as correntes estatóricas nos eixos dq , v_d e v_q são as tensões estatóricas nos eixos dq e ω_r é a velocidade angular rotórica.

3 Controlador de Corrente baseado em Observador de Distúrbio

Um sistema não-linear na presença de distúrbio pode ser descrito como,

$$\begin{cases} \dot{x}_n(t) = A_n x_n(t) + B_n u_n(t) + G_n d_n \\ y_n(t) = C_n x_n(t) \end{cases} \quad (5)$$

em que n representa os eixos d ou q , x_n é um estado do sistema, A_n , B_n , C_n e G_n são parâmetros da planta, u_n é a ação de controle, y_n é a saída da planta e d_n é um distúrbio.

As expressões (1) e (2) podem ser escritas da mesma forma que o sistema (5), resultado,

$$\dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}v_d + d_d \quad (6)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q + d_q. \quad (7)$$

Os termos relacionados aos distúrbios são definidos como,

$$d_d = P\frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q + \zeta_d \quad (8)$$

$$d_q = -P\frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - P\frac{\phi_{srm}}{L_q}\omega_r + \zeta_q. \quad (9)$$

em que ζ_d e ζ_q representam as não-idealidades, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas que possam afetar o desempenho das dinâmicas das correntes i_d e i_q , respectivamente.

Um observador de distúrbio aplicado a motores síncronos de ímãs permanentes é proposto em (Gabbi et al., 2015). Este observador pode estimar os distúrbios definidos em (8) e (9). As expressões que estimam o distúrbio são dadas por,

$$\begin{cases} \dot{p}_d = -l_1 p_d - l_1 \left(-\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}v_d - l_2 \tilde{i}_d + l_1 i_d \right) + \\ -l_2^2 \tilde{i}_d - i_d \\ \hat{d}_d = p_d + l_1 i_d - l_2 \tilde{i}_d \\ \dot{\hat{i}}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{1}{L_d}v_d + \hat{d}_d - l_2 \tilde{i}_d \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_q = -l_1 p_q - l_1 \left(-\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q - l_2 \tilde{i}_q + l_1 i_q \right) + \\ -l_2^2 \tilde{i}_q - i_q \\ \hat{d}_q = p_q + l_1 i_q - l_2 \tilde{i}_q \\ \dot{\hat{i}}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{1}{L_q}v_q + \hat{d}_q - l_2 \tilde{i}_q \end{cases} \quad (11)$$

em que $\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$ são os observadores de distúrbio, $\hat{i}_d$ e $\hat{i}_q$ os observadores de estado, $\tilde{i}_d$ e $\tilde{i}_q$ os erros de estimação do estado, p_d e p_q estados internos do observador, l_1 e l_2 os ganhos dos observadores.

3.1 Análise de Estabilidade

Considere os erros das correntes definidos por,

$$\tilde{i}_d \triangleq \hat{i}_d - i_d \quad (12)$$

$$\tilde{i}_q \triangleq \hat{i}_q - i_q \quad (13)$$

e os erros de observação dos distúrbios definidos por,

$$\tilde{d}_d \triangleq \hat{d}_d - d_d \quad (14)$$

$$\tilde{d}_q \triangleq \hat{d}_q - d_q. \quad (15)$$

As dinâmicas dos erros das correntes definem-se como,

$$\dot{\tilde{i}}_d = \dot{\hat{i}}_d - \dot{i}_d \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = \dot{\hat{i}}_q - \dot{i}_q. \quad (17)$$

Desenvolvendo (16) a partir da substituição de (6) e (10) e a equação (17) a partir de (7) e (11), tem-se que,

$$\dot{\tilde{i}}_d = -l_2 \tilde{i}_d - \tilde{d}_d \quad (18)$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -l_2 \tilde{i}_q - \tilde{d}_q. \quad (19)$$

As dinâmicas dos erros de distúrbio são dadas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \quad (20)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q. \quad (21)$$

A partir da substituição de (10) em (20) e (11) em (21), obtém-se,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{p}_d + l_1 \dot{i}_d - l_2 \dot{\tilde{i}}_d - \dot{d}_d \quad (22)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{p}_q + l_1 \dot{i}_q - l_2 \dot{\tilde{i}}_q - \dot{d}_q. \quad (23)$$

Hipótese H1: As derivadas dos distúrbios do sistema, $\dot{d}_d$ e $\dot{d}_q$, são limitadas e satisfazem $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_d(t) = 0$ e $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}_q(t) = 0$, respectivamente.

Desenvolvendo (22) e (23) a partir das substituições necessárias e adotando que a Hipótese H1 é verdadeira, obtém-se as dinâmicas dos erros das correntes definidas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = -(l_1 + l_2) \tilde{d}_d - \tilde{i}_d \quad (24)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = -(l_1 + l_2) \tilde{d}_q - \tilde{i}_q. \quad (25)$$

Seja uma candidata a função Lyapunov, definida como,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2 + \tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2) \quad (26)$$

cujas derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = \tilde{i}_d \dot{\tilde{i}}_d + \tilde{i}_q \dot{\tilde{i}}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (27)$$

Desenvolvendo (27) a partir da substituição das dinâmicas dos erros de corrente e distúrbios, resulta que,

$$\dot{V} = -l_2 (\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) - (l_1 + l_2) (\tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2). \quad (28)$$

A partir de (28) pode-se concluir que se l_1 e l_2 forem positivas, então $\dot{V} \leq 0$, e os erros de corrente e distúrbio ($\tilde{i}_d$, $\tilde{i}_q$, $\tilde{d}_d$ e $\tilde{d}_q$) tendem a zero. Consequentemente, estimativas de correntes $\hat{i}_d$ e $\hat{i}_q$ convergem para os valores medidos i_d e i_q , da mesma forma que os distúrbios observados $\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$ convergem para os distúrbios reais d_d e d_q .

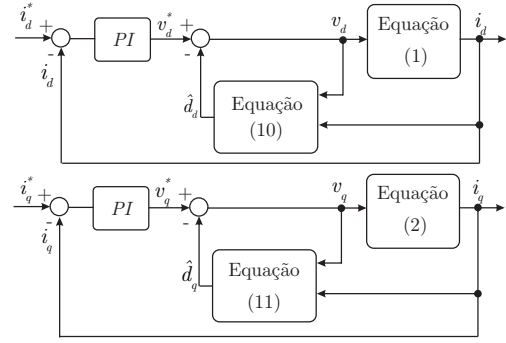


Figura 1: Diagrama de blocos do controle proposto.

4 Estimador de Velocidade MRAS – SM

Seja o modelo dinâmico do motor definido pelas equações (1) e (2), pode-se criar um modelo estendido considerando,

$$\begin{aligned} i_d^* &= i_d + \frac{\phi_{srm}}{L_q} \\ i_q^* &= i_q \\ v_d^* &= v_d + \frac{R_s}{L_d} \phi_{srm} \\ v_q^* &= v_q \end{aligned} \quad (29)$$

Substituindo (29) em (1) e (2), as equações dinâmicas do modelo estendido de corrente podem ser dadas por,

$$\dot{i}_d^* = -\frac{R_s}{L_d} i_d^* + P\omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q^* + \frac{1}{L_d} v_d^* \quad (30)$$

$$\dot{i}_q^* = -\frac{R_s}{L_q} i_q^* - P\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d^* + \frac{1}{L_q} v_q^* \quad (31)$$

Na forma matricial,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* \\ \dot{i}_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (32)$$

em que,

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

De acordo com a equação (32), o modelo ajustável do IPMSM para a estimação da corrente e da velocidade rotórica pode ser dado por,

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d^* \\ \dot{\hat{i}}_q^* \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (33)$$

em que,

$$\begin{aligned}\hat{i}_d^* &= \hat{i}_d + \frac{\phi_{srm}}{L_d} \\ \hat{i}_q^* &= \hat{i}_q\end{aligned}\quad (34)$$

e ainda,

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix}.$$

A matriz do erro pode ser definida como,

$$e = x - \hat{x} \quad (35)$$

A equação dinâmica de (35) será dada por,

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (36)$$

Substituindo (32) e (33) em (36), resulta,

$$\dot{e} = Ax - \hat{A}\hat{x} \quad (37)$$

Desenvolvendo a equação (37), pode-se encontrar a matriz de erro como sendo,

$$\begin{aligned}\dot{e} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\frac{L_q}{L_d}\omega_r \\ -P\frac{L_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* - \hat{i}_d^* \\ i_q^* - \hat{i}_q^* \end{bmatrix} + \\ &+ \Delta\omega_r \begin{bmatrix} 0 & P\frac{L_q}{L_d} \\ -P\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* \\ \hat{i}_q^* \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (38)$$

Reescrevendo a equação (38) na forma,

$$\dot{e} = Ae + \Delta\omega_r K\hat{x} \quad (39)$$

em que,

$$K = \begin{bmatrix} 0 & P\frac{L_q}{L_d} \\ -P\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}, \quad \Delta\omega_r = (\omega_r - \hat{\omega}_r).$$

Para obtenção da velocidade estimada, o estimador MRAS clássico utiliza o Teorema da hiper estabilidade de Popov (Benjak and Gerling, 2010). Este teorema define que,

1. A matriz de transferência do sistema de controle deve ser definida positiva;
2. A componente não linear invariante no tempo deve coincidir com a integral de Popov,

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} v^T W dt \geq -\gamma_0^{-2}.$$

Assim, baseado nos resultados da diferença do modelo ajustável e o modelo de referência é possível encontrar um erro, definido por,

$$\varepsilon = P\frac{L_q}{L_d}e_d\hat{i}_q^* - P\frac{L_d}{L_q}e_q\hat{i}_d^* \quad (40)$$

A velocidade rotórica pode ser estimado utilizando o regulador PI e o erro, como apresentado em (41).

$$\hat{\omega}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(P\frac{L_q}{L_d}e_d\hat{i}_q^* - P\frac{L_d}{L_q}e_q\hat{i}_d^*\right) \quad (41)$$

Para a obtenção da velocidade estimada através da utilização da técnica de modos deslizantes, é necessário considerar que o erro como sendo a superfície de deslizamento. Desenvolvendo a equação (40) a partir da substituição de (29) e (34), tem-se que a superfície de deslizamento será,

$$s = P\frac{L_q}{L_d}e_d\hat{i}_q^* - P\frac{L_d}{L_q}e_q\hat{i}_d^* - P\frac{\phi_{srm}}{L_q}e_q \quad (42)$$

Assim, tem-se que a velocidade estimada será dada por,

$$\hat{\omega}_r = M \cdot F(s) \quad (43)$$

em que, F é a função sigmoide da superfície por modos deslizantes e M um ganho positivo. O diagrama de blocos da Figura 2 apresenta o método para estimação da velocidade rotórica.

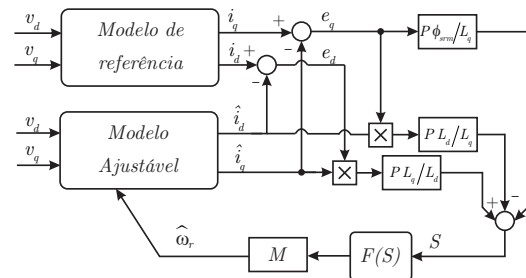


Figura 2: Esquemático do estimador de velocidade MRAS por modos deslizantes aplicado ao IPMSM.

5 Resultados

O sistema proposto foi implementado na bancada experimental (Figura 3), conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 4. Os parâmetros nominais do IPMSM são dados na Tabela 1. A técnica de partida empregada para o sistema *sensorless* foi baseada no algoritmo (I-F) proposto em (Baratieri, 2013). De acordo com esta técnica, inicialmente é realizado o alinhamento do rotor, em seguida uma referência de corrente é imposta através do controle das correntes do estator e por fim as malhas de controle das correntes $d-q$ e velocidade rotórica são fechadas com o acionamento *sensorless*.

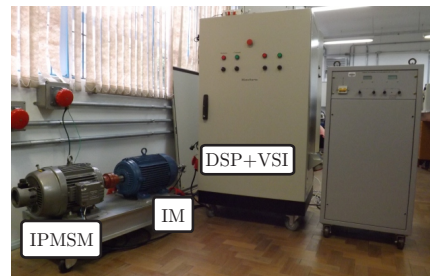


Figura 3: Diagrama de blocos do sistema simulado.

O primeiro resultado obtido utilizou o controlador de corrente proposto para a verificação do seu desempenho. Os resultados são apresentados

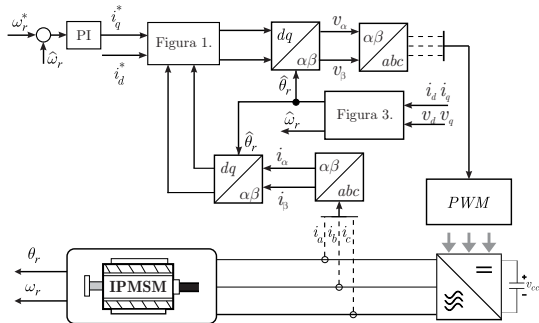


Figura 4: Diagrama de blocos do sistema simulado.

Tabela 1: Parâmetros IPMSM.

$P_{nom} = 11 \text{ kW}$
$n_{rated} = 1800 \text{ RPM}$
$R_s = 0.5 \Omega$
$L_d = 20.1 \text{ mH}$
$L_q = 40.9 \text{ mH}$
$J = 0.03877 \text{ kgm}^2$
$\phi_{srm} = 0.5126 \text{ V/rad/s}$
$P = 6$

na Figura 5. É possível observar o bom desempenho do método proposto, com o observador de distúrbio apresentando boa convergência. O segundo resultado, Figura 6, foi desenvolvido utilizando o controlador PI tradicional, sem a compensação do observador de distúrbio. Com este resultado é possível observar o acoplamento existente entre os eixos. A mudança na corrente i_q resulta em uma perturbação na corrente i_d , esta perturbação se mostra mais acentuada com ω_r mais elevadas. Esses resultados foram desenvolvidos utilizando a velocidade e a posição estimada através do algoritmo MRAS-SM proposto no artigo.

A velocidade rotórica é controlada de forma que esta sofra uma variação para avaliar o desempenho do controlador de corrente proposto. Quando a velocidade rotórica varia abruptamente, há uma rápida variação na corrente do eixo em quadratura (i_q) e é possível observar o efeito do acoplamento na corrente do eixo direto (i_d). Assim, pode-se concluir que o esquema de controle de corrente proposto mitigou o acoplamento existente entre os eixos (Figura 5), quando comparado com o método PI convencional (Figura 6). As correntes i_d e i_q seguem as referências propostas i_d^* e i_q^* , respectivamente. A Figura 5 também apresenta os distúrbios calculados (d_d e d_q) e os distúrbios estimados ($\hat{d}_d$ e $\hat{d}_q$). Pode-se observar a boa convergência do observador de distúrbio.

A Figura 7 apresenta os resultados obtidos para a velocidade rotórica (ω_r), utilizando o estimador de velocidade MRAS por modos deslizantes. É possível verificar o bom desempenho da técnica proposta. A velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) converge para a velocidade verdadeira (ω_r). Estes resultados validam a análise teórica aplicado

ao IPMSM e demonstram bom desempenho. É possível verificar uma oscilação na velocidade próximo ao instante de 1s, esta oscilação deve-se a alteração entre o modo de operação I-F e o controle de velocidade *sensorless*.

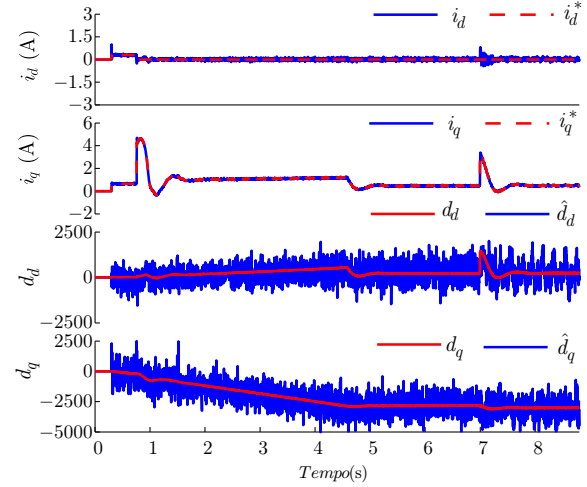


Figura 5: Resultados experimentais utilizando controlador PI combinado com observador de distúrbio.

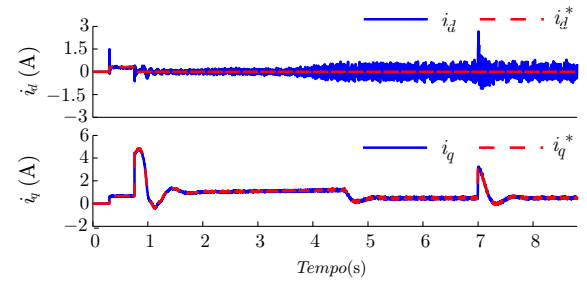


Figura 6: Resultados experimentais utilizando controlador PI clássico.

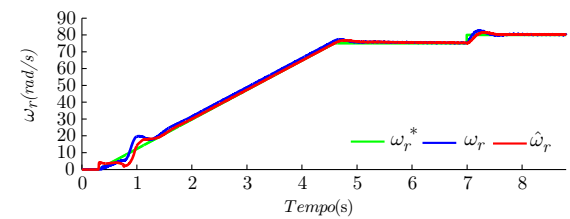


Figura 7: Resultado experimental do estimador de velocidade.

6 Conclusão

Este artigo propõe um esquema para o controle desacoplado da corrente de um motor síncrono de ímãs permanentes utilizando uma estratégia de controle vetorial e observador de distúrbio. Ainda é apresentado nesse artigo um algoritmo de estimação de velocidade combinando as técnicas MRAS e por modos deslizantes. O controle proposto visa mitigar o efeito do acoplamento entre as correntes dos eixos dq e ainda

apresenta melhor comportamento mediante incertezas desconhecidas da planta. É possível observar um bom desempenho do controle *sensorless* proposto. O estimador de velocidade utilizando a combinação do MRAS com o técnica por modos deslizantes apresentou um bom desempenho quando aplicado ao IPMSM. Resultados experimentais mostram a validação dos esquemas propostos.

Agradecimentos

Os Autores gostariam de agradecer à CAPES e ao CNPq pelo suporte financeiro.

Referências

- Baratieri, C. L., Pinheiro, H. (2013). An I-F starting method for smooth and fast transition to sensorless control of BLDC motors, *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, pp 836–843.
- Benjak, O. and Gerling, D. (2010). Review of position estimation methods for ipmsm drives without a position sensor part ii: Adaptive methods, *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–6.
- 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.
- 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.
- Chen, W.-H. (2004). Disturbance observer based control for nonlinear systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* **9**(4).
- Chen, W. H., Yang, J., Guo, L. and Li, S. (2016). Disturbance-observer-based control and related methods - an overview, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **63**(2): 1083–1095.
- Comanescu, M. and Xu, L. (2005). Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(1).
- Dang, D. Q., Rafiq, M. S., Choi, H. H. and Jung, J. W. (2016). Online parameter estimation technique for adaptive control applications of interior pm synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **63**(3): 1438–1449.
- Du, B., Wu, S., Han, S. and Cui, S. (2016). Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **63**(5): 3019–3027.
- Gabbi, T. S., Grundling, H. A. and Vieira, R. P. (2015). Current controller for sensorless pmsm drive using combined sliding mode strategy and disturbance observer, *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, pp. 003773–003778.
- Jung, J.-W., Leu, V. Q., Do, T. D., Kim, E.-K. and Choi, H. H. (2015). Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **30**(2): 900–908.
- 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.
- Liu, J., Nondahl, T. A., Schmidt, P. B., Royak, S. and Harbaugh, M. (2011). Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF, *IEEE Transactions on Industry Applications* **47**(3): 1310–1318.
- Pacas, M. (2011). Sensorless drives in industrial applications, *Industrial Electronics Magazine, IEEE* **5**(2): 16–23.
- Pillay, P. and Krishnan, R. (1989). Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. i. the permanent-magnet synchronous motor drive, *Industry Applications, IEEE Transactions on* **25**(2): 265–273.
- Utkin, V. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **40**(1): 23–36.
- Yang, J., Chen, W. H. 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.
- Yang, J., Li, S. 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.
- Zhang, X., Sun, L., Zhao, K. and Sun, L. (2013). Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **28**(3): 1358–1365.
- Zhao, Y., Qiao, W. and Wu, L. (2014). Improved rotor position and speed estimators for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous machines, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **2**(3): 627–639.