

Controle Vetorial Desacoplado Baseado em Observador de Distúrbio Aplicado ao Motor Síncrono de Relutância

Filipe Pinarello Scalcon, Thieli Smidt Gabbi, Rodrigo Padilha Vieira e Hilton Abílio Gründling
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Av. Roraima, 1000, Camobi, Santa Maria - RS
Email: filipescalcon1@gmail.com, thielisgabbi@gmail.com

Resumo—Este trabalho propõe um sistema de controle vetorial associado à um observador de distúrbio (PIDOB) aplicado ao controle de corrente de um motor síncrono de relutância (SynRM). Além disso, uma abordagem PI também é apresentada para fins de comparação. Um modelo matemático em eixos síncronos do motor síncrono de relutância é apresentado. O SynRM apresenta um modelo não-linear, bem como variações paramétricas e acoplamento entre os eixos direto e de quadratura. Os termos acoplados são modelados como distúrbios. O distúrbio observado, obtido através do DOB é adicionado à lei de controle como ação *feed-forward*. Os resultados experimentais apresentados comprovam a eficiência da estratégia de controle, onde verifica-se a capacidade do controlador PIDOB desacoplar o controle, não transmitindo perturbações de um eixo para outro.

Index Terms—Controle desacoplado de corrente, Observador de distúrbio, Controlador proporcional-integral, Motor síncrono de relutância.

I. INTRODUÇÃO

O motor de indução (do inglês, *Induction Motor* – IM) e motor síncronos de ímãs permanentes (do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motor* – PMSM) são ainda os motores elétricos mais utilizados para aplicações industriais e de tração. O IM é predominante na indústria devido a sua construção robusta, reduzida manutenção e boa relação custo-benefício. Contudo, a necessidade de aplicações com maior eficiência energética motivou a utilização dos motores síncronos. O PMSM apresenta rendimento superior ao IM, porém, para algumas aplicações seu custo inicial ainda é caro devido a presença dos ímãs magnéticos no rotor [1], [2].

O motor síncrono de relutância (do inglês, *Synchronous Reluctance Motor* – SynRM) ainda não é amplamente utilizado, porém pode ser uma alternativa interessante para aplicações com motores elétricos. O SynRM combina a principal vantagem do PMSM, alto rendimento, com as vantagens do IM, robustez e baixo custo de fabricação, pois não necessita de ímãs permanentes nem enrolamentos no rotor. Essas características tornam o SynRM uma ótima alternativa para aplicações industriais e de tração. Para obter um acionamento de alto desempenho, assim como em outros motores elétricos, o controle vetorial das correntes e velocidade é frequentemente implementado [1], [3]–[5].

Para desenvolver o controle de corrente é necessário o conhecimento preciso das indutâncias, que normalmente são consideradas constantes. Quando faz-se uso dessa simplificação, a resposta do sistema de controle pode ser degradada dependendo do nível de corrente empregado, de modo que sistemas de controle altamente precisos são difíceis de serem obtidos. Assim, é desejável que o sistema de controle seja robusto à variação das indutâncias devido ao fenômeno de saturação magnética [6], [7]. As principais técnicas de controle aplicadas na malha de corrente do SynRM encontradas na literatura são o controle preditivo e proporcional-integral (PI).

O controle preditivo é uma técnica baseada em modelo, o que significa que a qualidade do controle é baseada na precisão do modelo matemático da planta. Se ajustado adequadamente, ele pode apresentar melhor desempenho que controladores PI [8], [9]. Os controladores PI apresentam uma facilidade de projeto e análise de estabilidade, mas como o SynRM apresenta um modelo altamente não-linear, a estrutura clássica de controladores PI pode não garantir o desempenho satisfatório para toda a faixa de operação [10].

Para aprimorar o controle de corrente em [10] é apresentado um controlador PI com adaptação dos ganhos. O objetivo era obter correntes idênticas em toda a região de operação. Apesar de resultados satisfatórios, não há inclusão dos efeitos de acoplamento cruzado e variações paramétricas. Um ganho adaptativo é também proposto em [11], neste trabalho os autores estimam a diferença das indutâncias ao longo dos eixos dq , porém o efeitos do acoplamento são ainda negligenciados. Os efeitos de saturação e acoplamento são levados em consideração no projeto do controlador PI baseado em redes neurais em [12], porém a utilização de redes neurais pode gerar um algoritmo complexo para aplicação em acionamentos de motores elétricos.

Em [13] é apresentada uma solução para plantas não-lineares que apresentam incertezas desconhecidas, variações paramétricas e acoplamento cruzado. Esta solução é a criação de um controlador baseado em observador de distúrbio (do inglês, *Disturbance Observer* – DOB). O observador de distúrbio é adicionado na malha de controle como uma realimentação que fornece uma forma ativa e eficaz de lidar

com distúrbios e melhorar a robustez do sistema em malha fechada [14]. Seguindo essa direção muitos métodos de controle baseados em observadores de distúrbio têm sido relatados para diferentes aplicações [15]–[19].

Visando minimizar os efeitos da saturação magnética apresentada na variação das indutâncias e do acoplamento cruzado presente no modelo do motor síncrono de relutâncias, este artigo propõe a utilização de um controlador clássico PI baseado em observador de distúrbios (PIDOB). O observador de distúrbio é adicionado na malha de corrente na forma de uma realimentação para proporcionar um controlador desacoplado e com rejeição de incertezas e variações paramétricas. Para comprovar a estabilidade uma análise de estabilidade utilizando o teorema de Lyapunov é desenvolvida. Resultados experimentais comprovam a eficácia do método proposto.

II. MODELO MATEMÁTICO DO SYNRM

A natureza dinâmica do motor de relutância síncrona é amplamente apresentada na literatura [20]–[22]. O SynRM pode ser modelado por equações diferenciais das correntes do estator em um referencial síncrono. A Figura 1 mostra os circuitos equivalentes de um motor síncrono de relutância em um referencial síncrono. As equações dinâmicas de corrente em referencial síncrono são descritas como

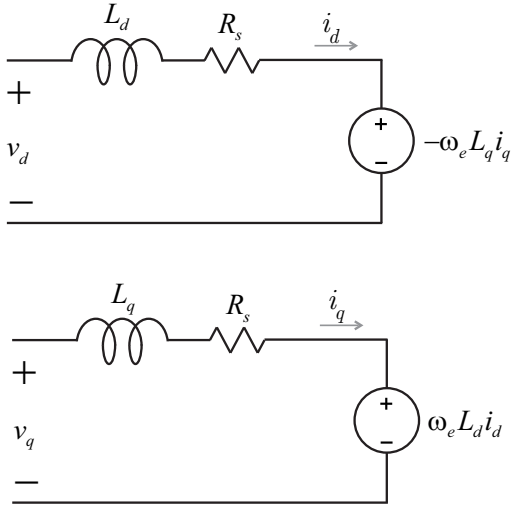


Figura 1. Circuito equivalente do SynRM.

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

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

onde i_d , i_q , v_d e v_q são as correntes e tensões estáticas no referencial síncrono, R_s é a resistência do estator, L_d é a indutância do eixo d e L_q é a indutância do eixo q . O torque elétrico gerado do SynRM é apresentado na equação (3).

$$T_e = \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

A velocidade rotórica, ω_r , é dada por,

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J_m} (-B_m \omega_r + T_e - T_L), \quad (4)$$

onde J_m é o momento de inércia do rotor da máquina e B_m é o coeficiente de atrito viscoso.

A velocidade elétrica do rotor, ω_e , é relacionada com velocidade rotórica pela seguinte equação:

$$\omega_e = n_p \omega_r \quad (5)$$

em que n_p é o número de pares de polos.

As equações dinâmicas de corrente podem ser reescritas como,

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

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

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

$$d_d \triangleq +n_p \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \xi_d \quad (8)$$

$$d_q \triangleq -n_p \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \xi_q. \quad (9)$$

em que, ξ_d e ξ_q são as incertezas paramétricas e as dinâmicas não modeladas.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

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

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Gd \\ y = Cx \end{cases}, \quad (10)$$

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 e Li (2011) pode ser utilizado com o intuito de observar o distúrbio do sistema (10), sendo descrito pelo seguinte sistema de equações,

$$\begin{cases} \dot{p} = -lGp - l(lGx + Ax + Bu) \\ \hat{d} = p + lx \end{cases}, \quad (11)$$

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 (11) pode ser aplicado ao SynRM sendo reescrito da forma,

$$\begin{cases} \dot{p}_q = -l_q p_q - l_q \left(l_q i_q - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q \right) \\ \hat{d}_q = p_q + l_q i_q \end{cases}, \quad (12)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_d = -l_d p_d - l_d \left(l_d i_d - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d \right), \\ \dot{\hat{d}}_d = p_d + l_d i_d \end{cases}, \quad (13)$$

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.

A. Análise de estabilidade do observador de distúrbio

Hipótese H1: As variações de velocidade rotórica são lentas em relação as grandezas elétricas. Assim, pode-se escrever,

$$\dot{\omega}_r = 0 \quad (14)$$

O erro do distúrbio pode ser definido como,

$$\tilde{d}_q = \hat{d}_q - d_q, \quad (15)$$

$$\tilde{d}_d = \hat{d}_d - d_d, \quad (16)$$

e a dinâmica dos erros podem ser expressas por,

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_q &= \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q \\ &= \dot{p}_q + l_q \dot{i}_q - \dot{d}_q, \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}}_d &= \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \\ &= \dot{p}_d + l_d \dot{i}_d - \dot{d}_d. \end{aligned} \quad (18)$$

Considerando uma candidata a função Lyapunov,

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{d}_q^2 + \tilde{d}_d^2 \right), \quad (19)$$

em que sua derivada é dada por,

$$\dot{V} = \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d. \quad (20)$$

Desenvolvendo (20) a partir de (12), (13), (17) e (18), encontra-se,

$$\dot{V} = \tilde{d}_q \left(\dot{p}_q + l_q \dot{i}_q - \dot{d}_q \right) + \tilde{d}_d \left(\dot{p}_d + l_d \dot{i}_d - \dot{d}_d \right). \quad (21)$$

Hipótese H2: 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 as hipóteses H_1 , H_2 e as equações (1) e (2), pode-se resolver a equação (21) da forma,

$$\dot{V} = -l_q \tilde{d}_q^2 - l_d \tilde{d}_d^2. \quad (22)$$

A partir de (22) 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.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de avaliar a estratégia de controle vetorial com observador de distúrbio proposta foram obtidos resultados experimentais. O sistema proposto foi implementado na plataforma

experimental como pode ser visto na Figura 2. Os parâmetros do motor síncrono de relutância utilizado podem ser vistos na Tabela I. A plataforma experimental utilizada possui um DSP TI TMS320F28335 e um inversor trifásico (VSI). Foi utilizada uma frequência de chaveamento de 10 kHz e um período de amostragem de 100 μs .

Tabela I
PARÂMETROS SYNRM

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal		2 kW
Velocidade nominal	ω_n	1500 rpm
Pares de polos	n_p	2
Indutância eixo D	L_d	180.7 mH
Indutância eixo Q	L_q	94.4 mH
Resistência estatórica	R_s	2.6 Ω
Momento de inércia	J	0.003531 kg.m ²
Coefficiente de atrito	B	0.0017655 Nm.s

Para fins de comparação, a obtenção dos resultados foi inicialmente realizada apenas com o controlador PI. Em seguida, foram obtidos resultados para as mesmas situações, entretanto, agora com o distúrbio observado realimentado como ação *feed-forward*, PIDOB. Para o controle de corrente i_d é utilizado um valor de referência fixo, neste caso, $i_d = 1A$.

O primeiro resultado obtido apresenta apenas controle de corrente em referencial síncrono, onde são impostos dois degraus de referência com inversão de sentido. As Figuras 3 e 4 apresentam as respostas de corrente para os controladores PI e PIDOB, respectivamente, submetidos à uma variação de i_{qref} de 1 A para -1 A e novamente para 1 A. Através do resultado apresentado na Figura 3 pode-se notar o acoplamento existente entre os eixos, onde uma mudança repentina em i_q é refletida como uma perturbação em i_d . Percebe-se, na Figura 4, que o uso do observador de distúrbios junto do controle vetorial é capaz de eliminar estas perturbações causadas pelo acoplamento. Os distúrbios observados para ambos os eixos podem ser vistos na Figura 5.

Para o segundo resultado, foi utilizada uma malha de controle de velocidade, a fim de verificar a eficácia do observador de distúrbios em situações de variação de velocidade rotórica. A referência de velocidade foi gerada na forma de dois degraus consecutivos. Optou-se pelo degrau visto que uma variação abrupta na velocidade implica em uma rápida variação na corrente do eixo em quadratura (i_q), permitindo observar o efeito de acoplamento com a corrente de eixo direto (i_d).

A velocidade de referência (ω_{ref}), assim como a velocidade rotórica para o controlador PI (ω_r) e controlador PIDOB (ω_{rob}) são apresentadas na Figura 6. Pode-se verificar que ambos controladores são capazes de seguir a referência de velocidade em regime, sendo que o o controlador PIDOB apresenta um *overshoot* ligeiramente menor.

As Figuras 7 e 8 apresentam as respostas de corrente dos controladores PI e PIDOB, respectivamente, referentes às variações de velocidade apresentadas na Figura 6. Verifica-se

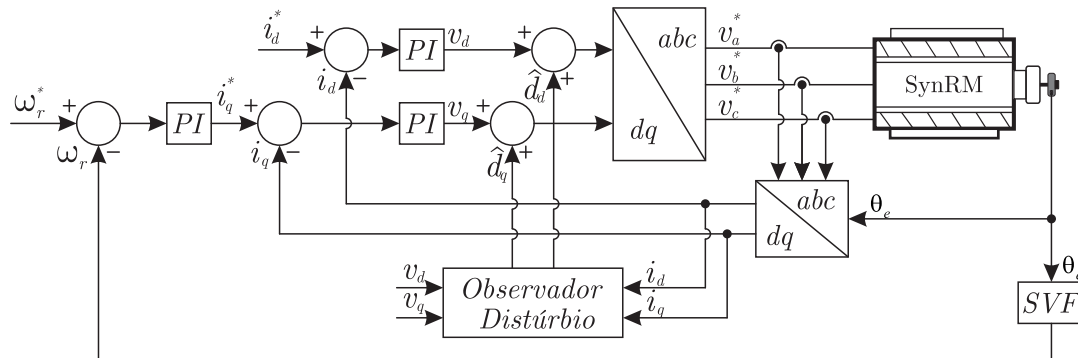


Figura 2. Diagrama de blocos da estratégia de controle.

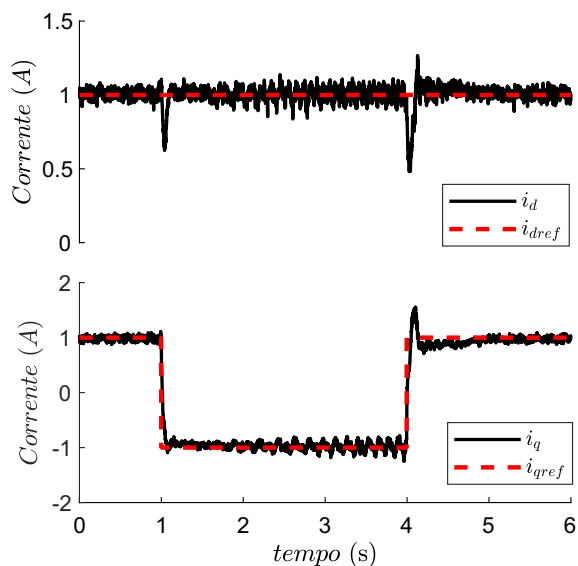


Figura 3. Correntes i_{dref} , i_{qref} , i_d e i_q para resposta à degrau de corrente i_{qref} .

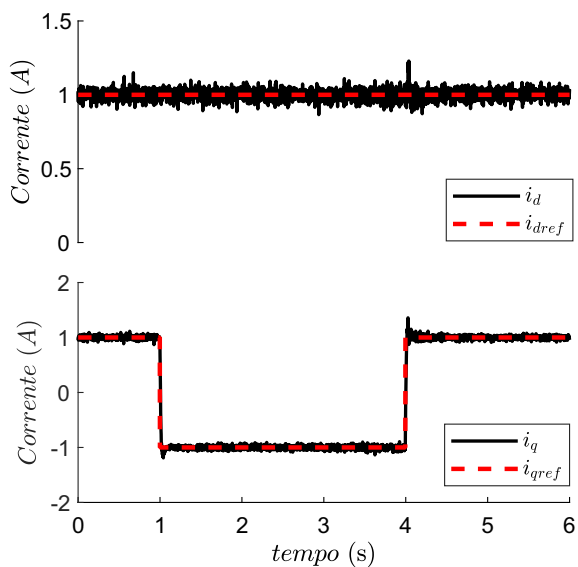


Figura 4. Correntes i_{dref} , i_{qref} , i_d e i_q para resposta à degrau de corrente i_{qref} com observador de distúrbio.

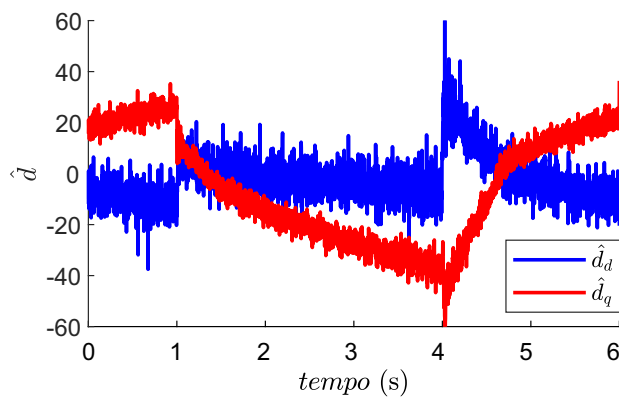


Figura 5. Distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) no referencial síncrono para resposta à degrau de corrente i_{qref} .

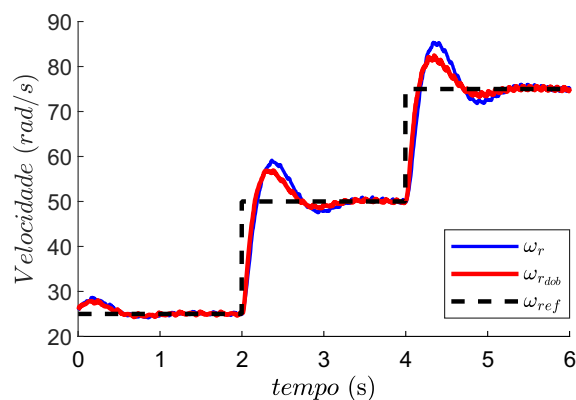


Figura 6. Velocidade de referência (ω_{ref}) e velocidades medidas para resposta a degrau de velocidade (ω_r) e degrau de velocidade com observador de distúrbio (ω_{rdob}).

novamente os efeitos do acoplamento na Figura 7, onde uma variação abrupta na corrente i_q , a fim de elevar a velocidade da máquina, gera uma perturbação em i_d . Na Figura 8 pode-se perceber o bom desempenho do controlador com observador de distúrbio, uma vez que as variações de i_q não se propagam para i_d . Os distúrbios observados para ambos os eixos podem ser vistos na Figura 9.

V. CONCLUSÃO

Este artigo apresentou uma estratégia de controle para o motor síncrono de relutância utilizando controle vetorial e observador de distúrbio. O artigo apresenta ainda apenas o controle vetorial, a fim de comparar os resultados da técnica proposta com uma abordagem tradicional. O controle proposto é capaz de minimizar os efeitos de acoplamento observados entre as correntes i_d e i_q , mostrando um melhor comportamento das dinâmicas do sistema quando comparado ao controlador PI. Foi apresentado ainda sua utilização com malha de velocidade, onde pode-se novamente verificar sua eficácia, bem como a melhora da dinâmica transitória da resposta mecânica. Os resultados experimentais demonstram a efetividade do sistema 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 - Projeto 424997/2016-9), a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do RS (FAPERGS), ao INCT-GD e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Maria (PPGEE – UFSM) pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "High-performance current-sensorless drive for pmsm and synrm with only low-resolution position sensor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 792–801, May 2003.
- [2] A. M. Lulhe and T. N. Date, "A technology review paper for drives used in electrical vehicle (ev) hybrid electrical vehicles (hev)," in *2015 International Conference on Control, Instrumentation, Communication and Computational Technologies (ICCICCT)*, Dec 2015, pp. 632–636.
- [3] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, Jun 1993, pp. 425–431.
- [4] P. Combes, F. Malrait, P. Martin, and P. Rouchon, "Modeling and identification of synchronous reluctance motors," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–6.
- [5] K. Yahia, D. Matos, J. O. Estima, and A. J. M. Cardoso, "Modeling synchronous reluctance motors including saturation, iron losses and mechanical losses," in *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, June 2014, pp. 601–606.
- [6] A. Vagati, M. Pastorelli, F. Scapino, and G. Franceschini, "Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1039–1046, Jul 2000.
- [7] T. Gemma and M. Hasegawa, "Robust decoupling current control to magnetic saturation for synrm using flux observer," in *2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, Sept 2011, pp. 1–6.
- [8] R. Antonello, M. Carraro, L. Peretti, and M. Zigliotto, "Hierarchical scaled-states direct predictive control of synchronous reluctance motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 5176–5185, Aug 2016.
- [9] D. D. Rù, M. Morandin, S. Bolognani, and M. Castiello, "Model predictive hysteresis current control for wide speed operation of a synchronous reluctance machine drive," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2016, pp. 2845–2850.
- [10] C. M. Hackl, M. J. Kamper, J. Kullick, and J. Mitchell, "Current control of reluctance synchronous machines with online adjustment of the controller parameters," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2016, pp. 153–160.

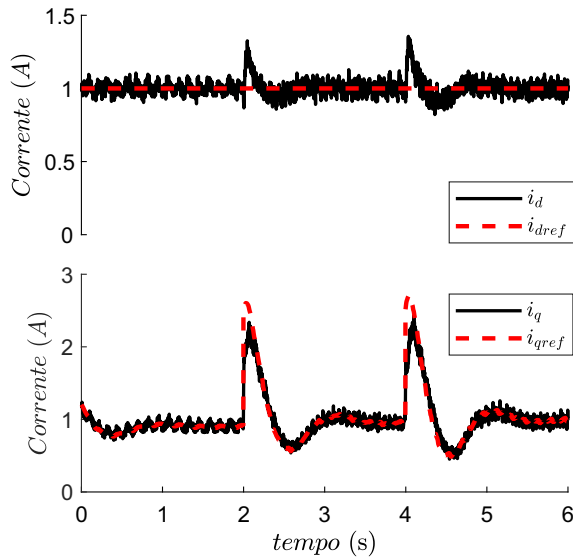


Figura 7. Correntes i_{dref} , i_{qref} , i_d e i_q para resposta à degrau de velocidade.

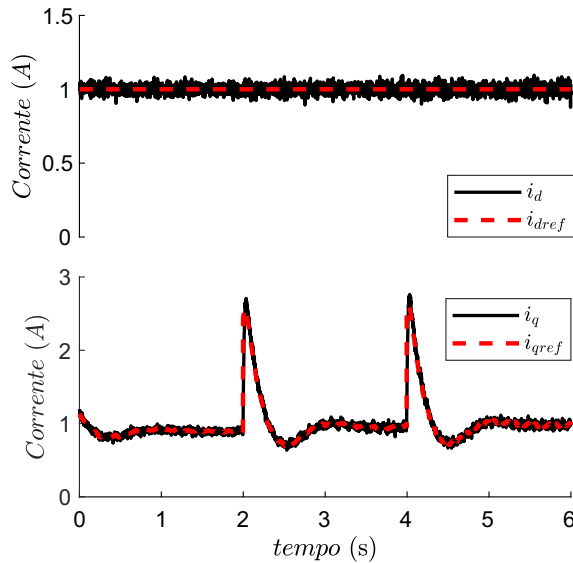


Figura 8. Correntes i_{dref} , i_{qref} , i_d e i_q para resposta à degrau de velocidade com observador de distúrbio.

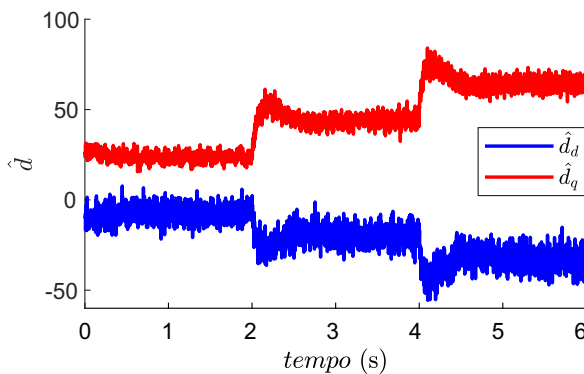


Figura 9. Distúrbios observados (\hat{d}_d e \hat{d}_q) no referencial síncrono para resposta à degrau de velocidade.

- [11] L. Peretti, P. Sandulescu, and G. Zanuso, "Self-commissioning of flux linkage curves of synchronous reluctance machines in quasi-standstill condition," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 9, pp. 642–651, 2015.
- [12] R. Antonello, L. Ortombina, F. Tinazzi, and M. Zigliotto, "Advanced current control of synchronous reluctance motors," in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec 2017, pp. 1,037–1,042.
- [13] W.-H. Chen, "Disturbance observer based control for nonlinear systems," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 706–710, Dec 2004.
- [14] S. Li, J. Yang, W.-H. Chen, and X. Chen, *Disturbance Observer - Based Control*. CRC Press, 2014.
- [15] W. H. C. J. Yang and S. Li, "Non-linear disturbance observer-based robust control for systems with mismatched disturbances/uncertainties," *IET Control Theory Applications*, vol. 5, no. 18, pp. 2053–2062, December 2011.
- [16] S. L. Jun Yang and X. Yu, "Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 1, pp. 160–169, Jan 2013.
- [17] Y.-R. Mohamed and E. El-Saadany, "A current control scheme with an adaptive internal model for robust current regulation and torque ripple minimization in PMSM vector drive," in *Electric Machines Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, vol. 1, May 2007, pp. 300–305.
- [18] R. P. Vieira, T. S. Gabbi, and H. A. Gründling, "Combined discrete-time sliding mode and disturbance observer for current control of induction motors," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, pp. 1–9, 2017.
- [19] T. Gabbi, H. Gründling, and R. Vieira, "Sliding mode current control based on disturbance observer applied to permanent magnet synchronous motor," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Nov 2015, pp. 1–6.
- [20] J.-I. Ha, S.-J. Kang, and S.-K. Sul, "Position-controlled synchronous reluctance motor without rotational transducer," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 6, pp. 1393–1398, Nov 1999.
- [21] H. A. Zarchi, J. Soltani, and G. A. Markadeh, "Adaptive input-output feedback-linearization-based torque control of synchronous reluctance motor without mechanical sensor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 1, pp. 375–384, Jan 2010.
- [22] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, Apr 2003.