

Estratégia de controle desacoplado de corrente aplicado ao motor síncrono de relutância

Gabriel Tronco Scherer

FuelTech

Porto Alegre, Brasil

gabrielscherer2709@gmail.com

Isadora Manito Silva

Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Porto Alegre, Brasil

isadoramanito1@gmail.com

Thieli Smidt Gabbi

Universidade Federal de Santa Maria

Campus Cachoeira do Sul

Cachoeira do Sul, Brasil

thielisgabbi@gmail.com

Resumo—This paper proposes a vector control system applied to the current control of a synchronous reluctance motor through the sliding mode controller combined with a disturbance observer. A mathematical model in the synchronous rotating frame is presented. Coupled terms are modelled as disturbances. The observed disturbance, obtained through the Disturbance Observer, is added to the sliding mode control law as feed-forward action. Simulation results presented confirm the effectiveness of the control strategy, where the proposed controller is able to mitigate the coupling between the axes, not transmitting perturbations from one axis to other.

Index Terms—Decoupled control, disturbance observer, sliding mode controller, synchronous reluctance motor

I. INTRODUÇÃO

Motor de indução (MI) e Motor Síncronos de Ímãs Permanentes (MSIP) têm sido amplamente utilizados na maioria das aplicações industriais, eletrodomésticos e de tração elétrica. Porém, devido à crescente demanda por eficiência energética, os acionamentos utilizando Motores Síncronos de Relutância (MSR) tornaram-se interessantes nos últimos anos [1]–[5]. O MSR apresenta uma estrutura simples, com alta robustez mecânica, devido à ausência de enrolamentos ou ímãs no rotor, possuindo apenas material ferromagnético. Apresenta alta eficiência, devido à ausência de perdas no rotor, quando comparados aos MI, e preços mais baixos que MSIPs, devido à ausência de ímãs permanentes de terras-raras, que são geograficamente restritos de serem encontrados [6], [7].

Para controlar adequadamente as correntes do MSR é necessário o conhecimento preciso das indutâncias, que são normalmente consideradas constantes. Quando esta simplificação é utilizada, a resposta do sistema de controle pode ser degradada, dependendo do nível de corrente empregado. Desta forma, é desejável que o sistema de controle seja robusto a variações da indutância devido ao fenômeno de saturação magnética [8], [9].

A fim de minimizar os efeitos da saturação magnética devido à variação da indutância e do acoplamento cruzado presente no modelo de MSR, este trabalho propõe a utilização de um controlador de corrente por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio. Controladores por modos deslizantes atuam de forma robusta na presença de distúrbios e incertezas conhecidas da planta, porém a lei de controle aplicada ao controlador tradicional apresenta somente os distúrbios já conhecidos da planta [10], [11]. Um caminho para contornar

este problema é adicionar um observador de distúrbio como uma ação *feed-forward* na lei de controle [12]–[14].

II. MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA

A dinâmica do MSR é amplamente abordada na literatura [15]–[17]. O MSR pode ser modelado pelas equações diferenciais das correntes do estator no referencial síncrono, na forma,

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

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

em que, i_d , i_q , v_d e v_q são as correntes e tensões estatóricas no referencial síncrono, R_s é a resistência estatórica, L_d é a indutância do eixo direto, L_q é a indutância do eixo em quadratura. A velocidade rotórica mecânica, ω_r e n_p o número de pares de polos.

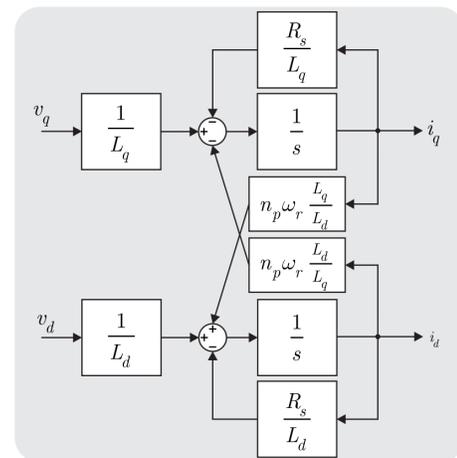


Figura 1. Diagrama de blocos do modelo matemático do MSR em coordenadas dq .

A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos do comportamento dinâmico elétrico do MSR em coordenadas dq . Este modelo torna-se menos complexo para controle, quando comparado ao modelo em coordenadas abc . Porém, observa-se a presença de acoplamento entre i_d e i_q através dos termos de força contra-eletromotriz, o que faz com que uma variação

em i_d reflita em i_q , e vice-versa. Este termo é dependente da corrente de um dos eixos, da velocidade rotórica, da relação das indutâncias e do número de pólos do motor.

Definindo esses termos de acoplamento como distúrbios, tais como,

$$d_d = n_p \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \zeta_d \quad (3)$$

$$d_q = -n_p \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d + \zeta_q \quad (4)$$

em que, ζ_d ζ_q representam as não-linearidades, variações paramétricas e dinâmicas não modeladas que podem afetar o comportamento da dinâmica das correntes i_d e i_q , respectivamente.

Pode-se reescrever as dinâmicas elétricas da planta como sendo,

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d + d_d \quad (5)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} v_q + d_q \quad (6)$$

III. CONTROLE DE CORRENTE DO MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA

A técnica de controle por modos deslizantes é bem estabelecida na literatura e tem sido amplamente aplicada ao controle do movimento dos motores CA [18]. Geralmente os sistemas que representam os motores são descritos por equações dinâmicas não-lineares da forma,

$$\begin{aligned} \frac{dx_n}{dt} &= A_n x_n + B_n u_n + G_n d_n \\ y_n &= C_n x_n \end{aligned} \quad (7)$$

em que x_n é o vetor estados, u_n é o vetor de entradas ou controle, y_n é o vetor de saídas a serem controladas e A , B , G e C são os parâmetros, d_n é o vetor contendo os termos dependentes de outros estados. Aqui, sem perda de generalidade, assume-se que a derivada de uma variável, por exemplo $\frac{dx(t)}{dt}$, será substituída por $\dot{x}(t)$ e que todas as variáveis são funções do tempo.

Como é usual nestes controladores, o projeto divide-se em duas etapas:

- Projeto de uma superfície de deslizamento tal que a dinâmica do sistema, quando na condição de deslizamento, realize o rastreamento das referências;
- Projeto de uma lei de controle tal que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade ao modo deslizante.

Seja a dinâmica das correntes definidas por (5) e (6), uma superfície de deslizamento pode ser projetada da forma,

$$s_d = i_d - i_d^*(t) \quad (8)$$

$$s_q = i_q - i_q^*(t) \quad (9)$$

em que s_d e s_q são as superfícies de deslizamento dos eixos direto e em quadratura e i_d^* e i_q^* as referências de correntes estatóricas do eixo direto e do eixo em quadratura a serem rastreadas, respectivamente.

As dinâmicas das superfícies são dadas por,

$$\dot{s}_d = \dot{i}_d - \dot{i}_d^* \quad (10)$$

$$\dot{s}_q = \dot{i}_q - \dot{i}_q^* \quad (11)$$

Através da substituição das equações descritas em (5) e (6),

$$\dot{s}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + d_d + \frac{1}{L_d} v_d - \dot{i}_d^* \quad (12)$$

$$\dot{s}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + d_q + \frac{1}{L_q} v_q - \dot{i}_q^* \quad (13)$$

As leis de controle podem ser definidas através da utilização do método do controle equivalente [19]. Este método é utilizado para determinar o movimento do sistema restrito à superfície de deslizamento $s_n = 0$. Ou seja, supondo que em um tempo t_0 , a trajetória de estados da planta intercepta a superfície de deslizamento e um modo deslizante existe para $t \geq t_0$. A existência de um modo deslizante ideal implica que $\dot{s}_n = 0$ e $s_n = 0$ para todo $t \geq t_0$. Assim, as leis de controle por modos deslizantes que forcem as correntes estatóricas para suas referências podem ser definidas como,

$$v_d = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + d_d - \frac{di_d^*}{dt} + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \quad (14)$$

$$v_q = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + d_q - \frac{di_q^*}{dt} + k_0 \text{sign}(s_q) \right). \quad (15)$$

em que k_0 é o ganho do controlador por modos deslizantes.

Sendo o observador de distúrbio proposto por [14], dado por,

$$\begin{cases} \dot{p}_n = -l_n p_n - l_n (l_n x_n + A_n x_n + B_n u_n) \\ \hat{d}_n = p_n + l_n x_n \end{cases} \quad (16)$$

em que, p_n é uma equação auxiliar do observador de distúrbio, \hat{d}_n é o distúrbio observado da planta, \hat{x}_n é o estimador de estado da planta, l_1 e $l_2 \in \mathbb{R}^+$.

O observador de distúrbio dado em (16) pode ser aplicado ao MSR, na forma,

$$\begin{cases} \dot{p}_d(t) = -l_d p_d(t) - l_d \left(l_d i_d(t) - \frac{R_s}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_d} v_d(t) \right) \\ \hat{d}_d(t) = p_d(t) + l_d i_d(t) \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \dot{p}_q(t) = -l_q p_q(t) - l_q \left(l_q i_q(t) - \frac{R_s}{L_q} i_q(t) + \frac{1}{L_q} v_q(t) \right) \\ \hat{d}_q(t) = p_q(t) + l_q i_q(t) \end{cases} \quad (18)$$

Adotando as superfícies de deslizamento apresentadas em (8) e (9), as leis de controle equivalente (14) e (15) podem ser reescritas a partir da substituição dos distúrbios reais pelos observados (17) e (18), na forma,

$$v_d = -L_d \left(-\frac{R_s}{L_d} i_d + \hat{d}_d - \dot{i}_d^* + k_0 \text{sign}(s_d) \right) \quad (19)$$

$$v_q = -L_q \left(-\frac{R_s}{L_q} i_q + \hat{d}_q - \dot{i}_q^* + k_0 \text{sign}(s_q) \right). \quad (20)$$

A. Análise de estabilidade do observador de distúrbio

Considere os erros de observação dos distúrbios definidos por,

$$\tilde{d}_d \triangleq \hat{d}_d - d_d \quad (21)$$

$$\tilde{d}_q \triangleq \hat{d}_q - d_q. \quad (22)$$

As dinâmicas dos erros de distúrbio são dadas por,

$$\dot{\tilde{d}}_d = \dot{\hat{d}}_d - \dot{d}_d \quad (23)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = \dot{\hat{d}}_q - \dot{d}_q. \quad (24)$$

Desenvolvendo (23) e (24), a partir da substituição de (17) e (18), obtêm-se,

$$\dot{\tilde{d}}_d = -l_d \hat{d}_d(t) + l_d d_d(t) - \dot{d}_d \quad (25)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = -l_q \hat{d}_q(t) + l_q d_q(t) - \dot{d}_q \quad (26)$$

Hipótese H1: As derivadas dos distúrbios do sistema, d_d e 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.

Considerando a Hipótese H1,

$$\dot{\tilde{d}}_d = -l_d \tilde{d}_d(t) - \dot{d}_d(t) \quad (27)$$

$$\dot{\tilde{d}}_q = -l_q \tilde{d}_q(t) - \dot{d}_q(t) \quad (28)$$

Seja uma candidata a função Lyapunov, definida como,

$$V = \frac{1}{2} (\tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2) \quad (29)$$

cujas derivada no tempo pode ser escrita na forma,

$$\dot{V} = \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (30)$$

Substituindo (27) e (28), e considerando a Hipótese H1, encontra-se (30) da forma,

$$\dot{V} = -l_d \tilde{d}_d^2(t) - l_q \tilde{d}_q^2(t) \quad (31)$$

A partir de (31) pode-se concluir que se l_d e l_q forem positivas, então $\dot{V} \leq 0$, e os erros de distúrbio (\tilde{d}_d e \tilde{d}_q) tendem a zero. Consequentemente, os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q convergem para os distúrbios reais d_d e d_q .

B. Análise de estabilidade do controlador de corrente com observador de distúrbio

Adotando as superfícies de deslizamento (8) e (9), sabe-se que as dinâmicas das superfícies podem ser definidas a partir das expressões (10) e (11). Substituindo (5) e (19) em (10) e (6) e (20) em (11), e desenvolvendo as equações, obtêm-se as dinâmicas das superfícies como sendo,

$$\dot{s}_d = -\tilde{d}_d - k_0 \text{sign}(s_d) \quad (32)$$

$$\dot{s}_q = -\tilde{d}_q - k_0 \text{sign}(s_q). \quad (33)$$

Definindo-se uma candidata a função Lyapunov como,

$$V = \frac{1}{2} (\dot{s}_d^2 + \dot{s}_q^2 + \tilde{d}_d^2 + \tilde{d}_q^2) \quad (34)$$

sua derivada será dada por,

$$\dot{V} = s_d \dot{s}_d + s_q \dot{s}_q + \tilde{d}_d \dot{\tilde{d}}_d + \tilde{d}_q \dot{\tilde{d}}_q. \quad (35)$$

Considerando a Hipótese H1 e fazendo as substituições e manipulações necessárias, encontra-se,

$$\dot{V} = -k_0 (|s_d| + |s_q|) - l_d \tilde{d}_d^2 - l_q \tilde{d}_q^2 - s_d \tilde{d}_d - s_q \tilde{d}_q. \quad (36)$$

A partir de (36) pode-se concluir que se k_0 , l_d e l_q forem definidos positivos, então $\dot{V} \leq 0$, e uma superfície por modos deslizantes irá ocorrer nas superfícies de $s_d = 0$ e $s_q = 0$. Consequentemente, os distúrbios observados \hat{d}_d e \hat{d}_q irão convergir para os seus valores reais d_d e d_q , uma vez que seus erros \tilde{d}_d e \tilde{d}_q irão tender a zero.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Resultados de simulação foram obtidos para verificar o desempenho do controlador desenvolvido frente a variações de velocidade e de carga. As simulações foram desenvolvidas no software *MATLAB/Simulink*. Foram utilizados os parâmetros elétricos e mecânicos de um MSR da fabricante ABB, de 2,2 kW e velocidade nominal de 1500 RPM, apresentados na Tabela I.

Tabela I
PARÂMETROS MSR

Parâmetro	Símbolo	Valor
Par de polos	n_p	2
Indutância do eixo d	L_d	326.9 mH
Indutância do eixo q	L_q	97.5 mH
Resistência estatórica	R_s	2.41 Ω
Momento de inércia	J	0.003531 kg.m ²
Coefficiente de atrito	B	0.0053 Nms

O diagrama de blocos do sistema de controle está apresentado na Figura 2. Observa-se que o controlador de velocidade empregado é um controlador PI, e os controladores de corrente C_{id} e C_{iq} serão o controlador CMDOD e o controlador PI.

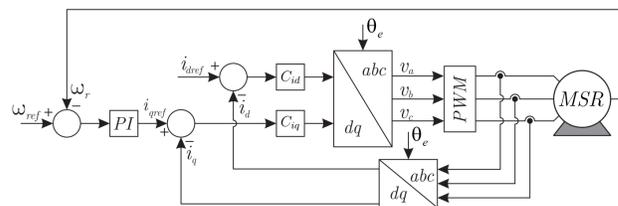


Figura 2. Diagrama de blocos do sistema de controle vetorial para MSR.

A. Ensaio 01 - Variação de velocidade

O ensaio 01 desenvolvido considerou que o MSR foi acelerado em rampa até a $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$, operando a vazio, e entre o instante $t = 2\text{s}$ a $t = 3\text{s}$ teve uma redução para 95 rad/s . A variação abrupta da velocidade influencia diretamente as malhas de controle de corrente, visto que elas apresentam um termo de acoplamento que é dependente da velocidade e da corrente do outro eixo. O comportamento da velocidade rotórica no ensaio é apresentado na Figura 3.

Os resultados de corrente para o CMDOD são apresentados nas Figuras 4 a 6. Na Figura 4(a) observa-se que i_q segue a referência imposta através da malha de velocidade. A Figura 4(b) apresenta i_d , pode-se notar que após atingir sua referência imposta no valor de 3 A , esta não apresenta oscilações durante a partida e nem quando uma variação de velocidade rotórica é desenvolvida. Na Figura 5 são apresentados os resultados para os distúrbios observados e os distúrbios reais, calculados a partir do modelo da planta. \hat{d}_d e \hat{d}_q seguem d_d e d_q , e através da sua realimentação na lei de controle o comportamento das correntes do MSR torna-se desacoplado. Na Figura 6 são apresentadas as leis de controle para o sistema proposto, observa-se uma oscilação devido ao comportamento chaveado do controlador por modos deslizantes.

A fim de comparação, na Figura 7, é apresentado o comportamento das correntes quando utilizado o controlador PI nas três malhas de controle. Na Figura 7(a) observa-se o bom rastreamento de i_q , em relação à referência imposta pela malha de velocidade. Porém, na Figura 7(b), diferente do observado no controlador proposto, quando o PI é empregado são observadas oscilações em i_d , tanto na partida, quando no momento em que a referência de velocidade é variada. Observa-se que o sistema apresenta *overshoot* e que demora mais do que o CMDOD para estabilizar. Estas oscilações demonstram o forte acoplamento existente entre as i_d e i_q , mitigado com o controlador proposto.

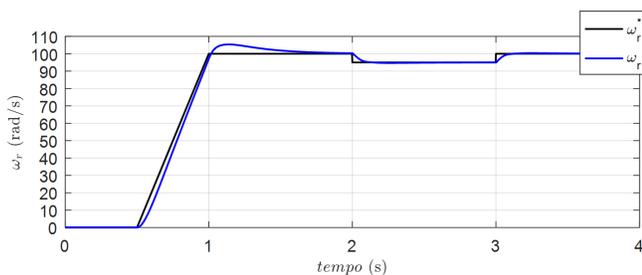
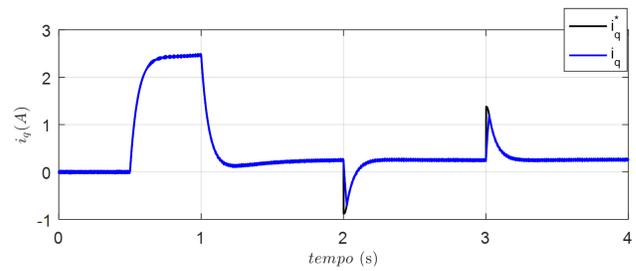


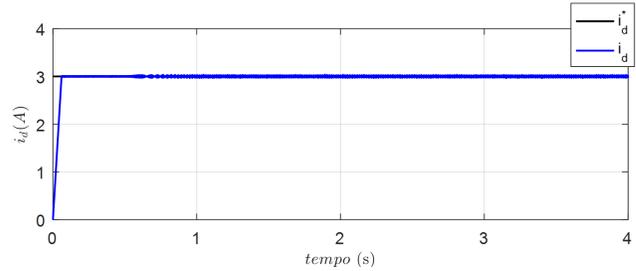
Figura 3. Resultado de simulação da velocidade rotórica para primeiro ensaio.

B. Ensaio 02 - Variação de carga

O ensaio 02 o MSR partiu de repouso e acelerou até $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$, conforme a Figura 8(a), com uma carga de 0.5 Nm aplicada no seu eixo. Entre o intervalo de 2 s a 4 s essa carga foi variada para 3 Nm , conforme Figura 8(b). Na Figura 8(a) observa-se o comportamento da velocidade rotórica. Quando o conjugado de carga é variado, oscilações



(a)



(b)

Figura 4. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para primeiro ensaio. Correntes nos eixos dq , (a) i_q e i_q^* . (b) i_d e i_d^* .

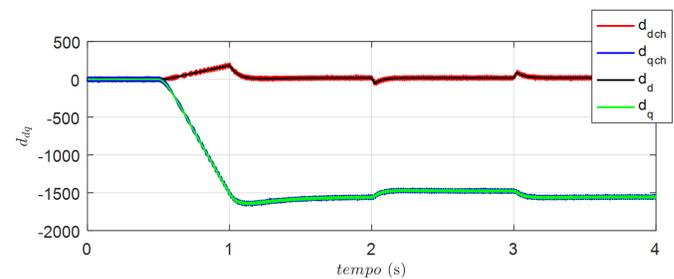


Figura 5. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para primeiro ensaio. Distúrbios reais d_{dq} e observados \hat{d}_{dq} .

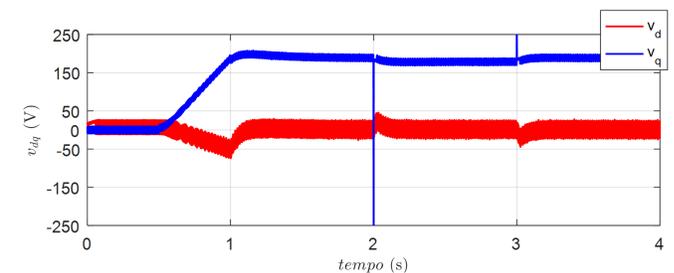


Figura 6. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para primeiro ensaio. Leis de controle v_d e v_q .

aparecem na velocidade, porém esta volta a seguir a sua referência em um intervalo menor que 1 s .

Os resultados para o segundo ensaio com o CMDOD são apresentados nas Figuras 9 a 11. A Figura 9(a) apresenta o comportamento i_q e na Figura 9(b) o comportamento i_d , ambas as correntes seguem as referências impostas, e pode-se observar o desacoplamento do controle das correntes, uma vez

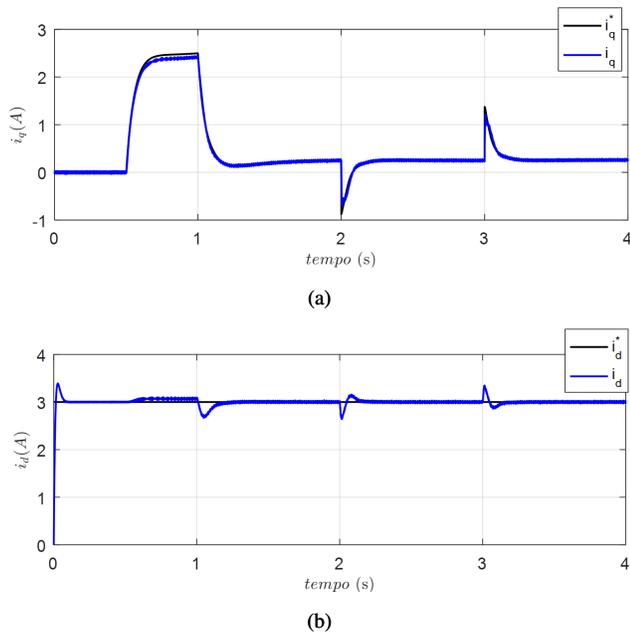


Figura 7. Resultado de simulação utilizando controlador PI para primeiro ensaio. Correntes nos eixos dq , (a) i_q e i_q^* . (b) i_d e i_d^* .

que embora a corrente i_q sofra variações na aceleração e no instante em que o conjugado de carga é aplicado, a corrente i_d mantém-se seguindo a sua referência sem apresentar nenhuma oscilação. Além de mitigar o acoplamento existe entre os eixos, observa-se que o controlador apresenta desempenho adequado mesmo na presença de distúrbios externos. Pois, sem a aplicação do observador de distúrbio na lei de controle do controlador por modos deslizantes, a informação do conjugado de carga e da variação deste, não seria conhecida. Desta forma, um maior ganho de controle deveria ser utilizado para mitigar o efeito do conjugado de carga. Na Figura 10 são apresentados os distúrbios observados e os reais, e constata-se que os valores observados seguem os reais, por este motivo o desacoplamento e a boa rastreabilidade do controlador proposto. Na Figura 11 são apresentadas as leis de controle para o CMDOD.

O ensaio foi realizado com os controladores PI nas três malhas de controle para comparação. A Figura 12 apresenta o comportamento das correntes i_q e i_d . Na Figura 12(a) observa-se o bom rastreamento de i_q em relação i_q^* , imposta pela velocidade. Na Figura 12(b) são observadas variações em i_d no instante da partida e no momento em que um conjugado de carga de 3 Nm é imposto ao MSR.

V. CONCLUSÃO

O trabalho propôs um sistema de controle por modos deslizantes baseado em observador de distúrbio aplicado a motores síncronos de relutância visando o desacoplamento das correntes dos eixos dq . A partir da utilização do observador de distúrbio pode-se observar a redução do efeito causado pelo acoplamento entre eixos que é uma característica dos controladores vetoriais, como o controlador PI. O controlador foi desenvolvido no tempo contínuo e as provas de estabilidade

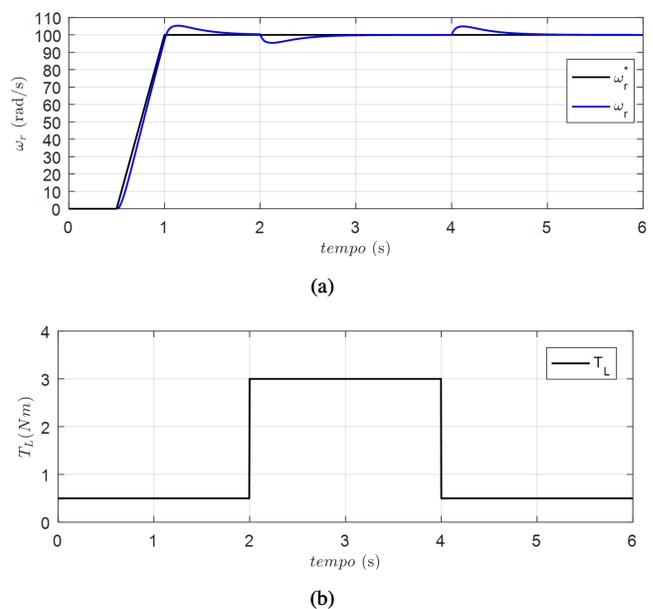


Figura 8. Resultado de simulação para o segundo ensaio. (a) Velocidade rotórica. (b) Conjugado de carga.

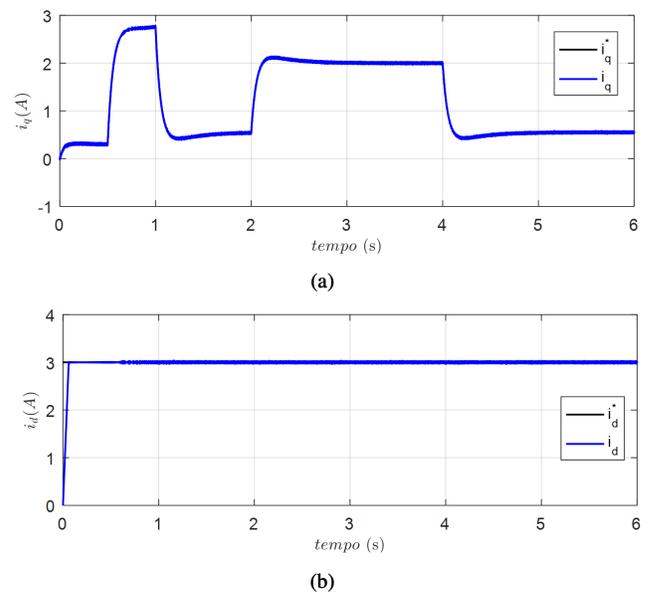


Figura 9. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para o segundo ensaio. Correntes nos eixos dq , (a) i_d e i_d^* . (b) i_q e i_q^* .

foram apresentadas a partir dos critérios de estabilidade de Lyapunov. Os resultados de simulação demonstram que com o uso do esquema proposto foi possível reduzir o acoplamento entre as correntes dos eixos direto e em quadratura mesmo com uma velocidade rotórica elevada, momento em que o acoplamento é visto com maior intensidade, sob variações de velocidade e do conjugado de carga.

REFERÊNCIAS

- [1] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini, and S. C. Petrace, "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors," *IEEE Transactions*

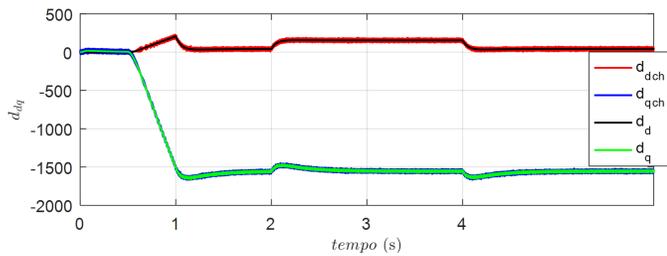


Figura 10. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para segundo ensaio. Distúrbios reais d_{dq} e observados \hat{d}_{dq} .

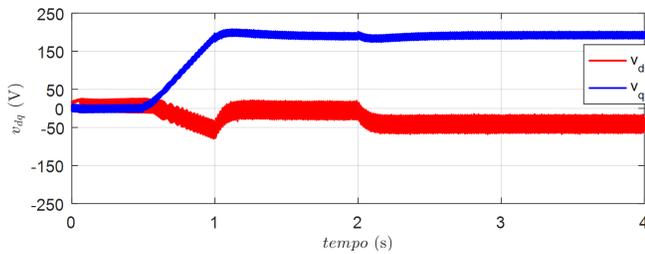


Figura 11. Resultado de simulação utilizando controlador proposto para segundo ensaio. Leis de controle v_d e v_q .

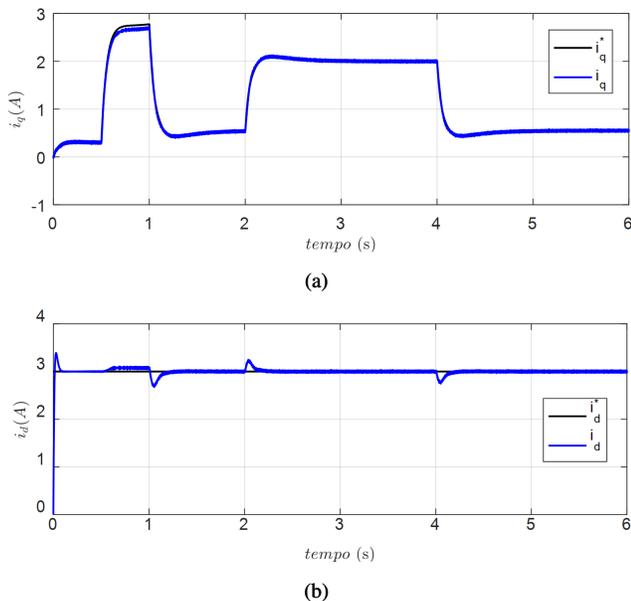


Figura 12. Resultado de simulação utilizando controlador PI para segundo ensaio. Correntes nos eixos dq , (a) i_q e i_q^* , (b) i_d e i_d^* .

on *Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 758–765, Jul 1998.

- [2] M. Zeraouia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, “Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 6, pp. 1756–1764, Nov 2006.
- [3] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Carraro, M. Castiello, and E. Fornasiero, “Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4762–4769, Nov 2016.
- [4] S. S. Maroufian and P. Pillay, “Torque characterization of a synchronous reluctance machine using an analytical model,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 506–516, June 2018.

- [5] F. P. Scalcon, C. R. D. Osório, G. G. Koch, T. S. Gabbi, R. P. Vieira, H. A. Gründling, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner, “Robust control of synchronous reluctance motors by means of linear matrix inequalities,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 779–788, 2021.
- [6] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, D. Staton, and A. Vagati, “Thermal analysis of induction and synchronous reluctance motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 675–680, May 2006.
- [7] M. Bugsch and B. Piepenbreier, “Hf parameter identification using test current injection for sensorless control of a synchronous reluctance machine (synrm),” in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, Sept 2016, pp. 1–10.
- [8] M. N. Ibrahim, P. Sergeant, and E. M. Rashad, “Relevance of including saturation and position dependence in the inductances for accurate dynamic modeling and control of synrms,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 1, pp. 151–160, 2017.
- [9] 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, 2000.
- [10] S. Li, J. Yang, W.-H. Chen, and X. Chen, *Disturbance Observer - Based Control*. CRC Press, 2014.
- [11] T. Bernardes, V. F. Montagner, H. Gründling, and H. Pinheiro, “Controle vetorial para PMSM com identificação robusta de perturbações em tempo discreto,” *10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2012.
- [12] R. P. Vieira, T. S. Gabbi, and H. A. Gründling, “Sensorless decoupled im current control by sliding mode control and disturbance observer,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 844–849.
- [13] T. Smidt Gabbi, H. A. Gründling, and R. Padilha Vieira, “Discrete-time sliding mode control based on disturbance observer applied to current control of permanent magnet synchronous motor,” *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 4, pp. 875–887, 2021. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/pel2.12071>
- [14] J. Yang, S. Li, and X. Yu, “Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 160–169, 2013.
- [15] 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.
- [16] H. A. Zarchi, J. Soltani, and G. A. Markadeh, “Adaptive input 2013/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.
- [17] 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.
- [18] A. Glumineau, M. Hamy, C. Lanier, and C. Moog, “Robust control of a brushless servo motor via sliding modes techniques,” *International Journal of Control*, vol. 58, no. 5, pp. 979–990, 1993.
- [19] W. Perruquetti, *Sliding Mode Control in Engineering*, J. P. Barbot, Ed. New York, NY, USA: Marcel Dekker, Inc., 2002.