

CONTROLADOR ADAPTATIVO ROBUSTO POR MODELO DE REFERÊNCIA PARA O CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL

FILIFE PINARELLO SCALCON*, RICARDO BORTOLUZZI MORIM*, RODRIGO PADILHA VIEIRA*, HILTON ABÍLIO GRÜNDLING*

**Universidade Federal de Santa Maria
Av. Roraima, 1000
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil*

filipescalcon1@gmail.com, eletroinf@gmail.com, rodrigovie@gmail.com,
ghilton03@gmail.com

Abstract— The control of switched reluctance motors (SRM) is challenging, since the machine has a rather non-linear model, besides the double saliency of the machine, inherent in its construction. This paper presents the design of a Robust Model Reference Adaptive Controller (RMRAC) applied to the speed control of an SRM. In this paper, it is presented the mathematical modeling of the SRM, presenting, initially, the model with the nonlinearities and, in sequence, a simplified model, where the inductance is considered fixed in relation to the current. It is also presented the converter used for the paper, as well as the current control technique via hysteresis regulator. The adaptive controller is designed, as well as the parameters used in this paper. The effectiveness of the control technique is proven through simulation results and experimental results.

Keywords— Adaptive Control, Robust Control, Switched Reluctance Motor and Speed Control.

Resumo— O controle de motores de relutância variável (MRV) é desafiador, uma vez que a máquina possui um modelo bastante não linear, além da dupla saliência, inerente a sua construção. Este trabalho apresenta o projeto de um Controlador Robusto por Modelo de Referência (RMRAC) aplicado ao controle de velocidade de um MRV. Neste trabalho, é feita a modelagem matemática do MRV, apresentando, inicialmente, o modelo com as não linearidades e, em sequência, uma modelagem simplificada, onde a indutância é considerada fixa em relação à corrente. São apresentados ainda o conversor utilizado para o trabalho, bem como a técnica de controle de corrente via regulador por histerese. É desenvolvido o controlador adaptativo, bem como são apresentados os parâmetros utilizados neste trabalho. A eficácia da técnica de controle é comprovada via resultados de simulação e resultados experimentais.

Palavras-chave— Controle Adaptativo, Controle Robusto, Motor de Relutância Variável e Controle de Velocidade

1 Introdução

Motores de relutância variável (MRVs) tem se tornado fortes candidatos para aplicações de tração elétrica, tanto em veículos elétricos como em veículos híbridos. O MRV apresenta construção bastante simples, robusta e de baixo custo. Somando-se a isso, o motor de relutância apresenta um elevado torque de partida e tolerância inerente à faltas, características essenciais para aplicações de tração (Jack et al., 1996; Rahman et al., 2000; Zeraoulia et al., 2006; Krishnamurthy et al., 2006; Zhu and Howe, 2007).

O MRV apresenta como característica construtiva a ausência de ímãs permanentes ou de enrolamentos no rotor. Este fato é considerado um ponto positivo, uma vez que faz com que a máquina apresente menor complexidade construtiva e, conseqüentemente, menor custo. Os materiais magnéticos utilizados para produção dos ímãs permanentes provêm de terras raras, que apresentam concentração geográfica e disponibilidade limitada, elevando seu preço (Yang et al., 2015). Em (Chiba et al., 2011) apresenta-se melhorias de eficiência e densidade de torque para máquinas de relutância sem materiais de terras raras.

O MRV, entretanto, apresenta estrutura du-

pla de polos salientes, tanto no rotor e no estator, e saturação do material magnético. Devido a operação na região de saturação e da dupla saliência, o MRV apresenta características elétricas e magnéticas altamente não lineares, o que faz com que o projeto e desenvolvimento de controladores seja uma tarefa difícil (Ahmad and Narayanan, 2016; Li et al., 2017).

Devido as suas características construtivas e de operação, o controle de motores de relutância variável é um tema bastante abordado em uma série de trabalhos (Bolognani and Zigliotto, 1996; Kjaer et al., 1997; Xu and Wang, 2002; Gao et al., 2004; Fahimi et al., 2005; Hannoun et al., 2010). Trabalhos como (Ahmad and Narayanan, 2014) e (Ahmad and Narayanan, 2016) propõem técnicas de linearização do modelo do MRV, permitindo a utilização de estratégias de controle clássico, como controladores PI. Os controladores tradicionais com ganho fixo, entretanto, apresentam desempenho não satisfatório ao longo da ampla faixa de operação de velocidade.

Assim, técnicas de controle moderno, como controladores *fuzzy* (Wang and Liu, 2011), controladores por modos deslizantes (Karami-Mollaei, 2013; Osorio et al., 2016) e controladores adaptativos (Schroder and Bekiesch, 2005; Song et al.,

2016) se tornam de interesse para aplicação no MRV. Em (Song et al., 2016) é apresentado um controlador PI adaptativo de velocidade, onde os ganhos do controlador são obtidos através de uma simplificação no modelo da máquina. São ainda apresentadas as vantagens do controlador com ganhos adaptativos com relação ao controlador clássico, com ganhos fixos.

Este trabalho apresenta o projeto e implementação de uma estratégia de Controle Adaptativo Robusto por Modelo de Referência (RMRAC, do inglês *Robust Model Reference Adaptive Control*) aplicada ao controle de velocidade de um MRV, alimentado por um conversor *half bridge* assimétrico. O RMRAC utiliza o erro de velocidade para calcular a ação de controle, que é utilizada como referência para o controlador por histerese. A função deste controlador é regular as correntes de fase do motor objetivando o rastreo da referência de corrente, gerada pelo RMRAC.

2 Princípio de Operação

Para a operação como motor, dado o fenômeno de relutância magnética, quando uma fase do estator é energizada, os polos do rotor da máquina tendem a se alinhar com os polos da fase em condução, a fim de diminuir a relutância até que seja atingida uma posição de equilíbrio. Se a energização das fases ocorrer de forma cíclica, alternando entre fases sempre que uma delas se aproxima da posição de equilíbrio, o rotor irá girar de maneira síncrona na direção da sequência imposta, operando como motor. Para operação da máquina de relutância, se faz necessário um conversor estático, bem como a informação de posição.

A topologia de conversor utilizada para acionamento, bem como o modelo matemático da máquina de relutância variável são detalhados a seguir.

2.1 Conversor Half-Bridge Assimétrico (HBA)

A topologia utilizada, neste trabalho, para acionamento do MRV é o conversor HBA, apresentado na Figura 1. Esta topologia é bastante utilizada, dada sua flexibilidade em acionar a máquina como motor ou gerador. Somando-se a isso, esta topologia é dita unidirecional em corrente, uma vez que não existe alteração no sentido do fluxo de corrente ao longo da operação.

O modo de operação é definido pelos ângulos θ_{on} e θ_{off} , onde as chaves são colocadas e retiradas de condução, respectivamente. Tais ângulos dependem do perfil de indutância da máquina. A máquina utilizada possui três fases e uma configuração dita 12x8. O período da indutância é de 45° , e a defasagem entre fases é de 15° . Para acionamento como motor, deve-se excitar a fase próximo do ponto de maior desalinhamento, ou

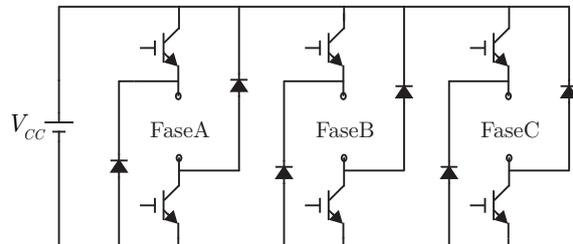


Figura 1: Conversor HBA com três braços, utilizado para acionamento do MRV.

menor indutância (22.5°) e abrir as chaves próximo ao ponto de alinhamento, ou maior indutância (45°). Na Figura 2, verifica-se o perfil de indutância da máquina para as três fases, bem como a região de operação, em destaque.

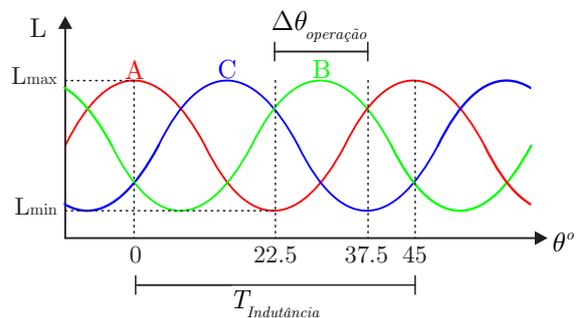


Figura 2: Perfil de indutância do MRV trifásico, com região de operação como motor em destaque.

2.2 Modelo matemático do MRV

No MRV a tensão em seus terminais é definida como:

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

onde ϕ corresponde ao fluxo magnético das bobinas do estator e R a resistência dos enrolamentos do estator. Considerando-se a saturação magnética, têm-se que o fluxo, ϕ , e indutância, L , dependem tanto da corrente como da posição, θ , do eixo. Define-se, então, o fluxo magnético como:

$$\phi(i, \theta) = L(i, \theta)i(t). \quad (2)$$

Substituindo-se (2) em (1), e calculando-se a derivada, têm-se,

$$v = Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta, i)}{dt}. \quad (3)$$

Expandindo-se a derivada da indutância em relação ao tempo, resulta,

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \frac{di}{dt}. \quad (4)$$

Realizando a substituição de (4) em (3), e reagrupando os termos obtém-se,

$$v = Ri + l(\theta, i) \frac{di}{dt} + e \quad (5)$$

onde

$$l(\theta, i) = L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \quad (6)$$

$$e = i\omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \quad (7)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (8)$$

O termo $l(\theta, i)$, visto em (6), representa a indutância incremental (Gao et al., 2004; Lin et al., 2013). Neste termo estão inclusos os efeitos de saturação magnética, dado que são considerados a indutância própria $L(\theta, i)$, a corrente elétrica e a variação da indutância promovida por i .

Pode-se representar (5) de forma matricial, como,

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \omega \frac{\partial L_a}{\partial \theta} & 0 & 0 \\ 0 & R_b + \omega \frac{\partial L_b}{\partial \theta} & 0 \\ 0 & 0 & R_c + \omega \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_a & 0 & 0 \\ 0 & l_b & 0 \\ 0 & 0 & l_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (9)$$

onde v_a , v_b e v_c são as tensões de fase; R_a , R_b , R_c são as resistências dos enrolamentos; L_a , L_b e L_c são as indutâncias próprias de fase; l_a , l_b e l_c são as indutâncias incrementais e i_a , i_b e i_c são as correntes de fase.

É possível reescrever a expressão (4), desprezando-se os efeitos da saturação. Assim, o comportamento do fluxo eletromagnético em relação à corrente é dito linear, fazendo com que a indutância seja função apenas da posição e invariante à corrente. Assim, têm-se,

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{dL(\theta)}{dt} = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}. \quad (10)$$

A tensão de fase pode ser expressa apenas como função de $L(\theta)$:

$$v = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + i\omega \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \quad (11)$$

3 Controle de Velocidade

O controle de velocidade do motor de relutância variável é feito através da variação da frequência dos pulsos de tensão aplicados à máquina. Comumente utiliza-se o controle por histerese a malha de corrente, enquanto para a malha de velocidade, responsável pela geração da referência de corrente, utiliza-se uma técnica diferente, tais como PI, modos deslizantes ou adaptativo.

Nesta seção será apresentado um controlador adaptativo para a malha de velocidade e o controlador de corrente por histerese utilizados no controle do motor. A estrutura de controle pode ser vista na Figura 3.

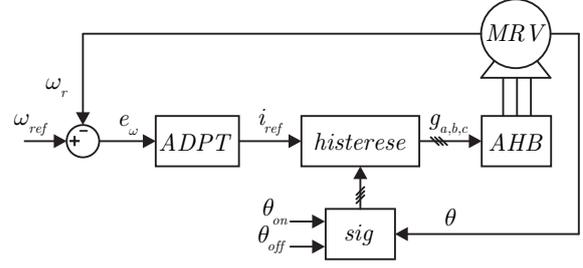


Figura 3: Estrutura de controle utilizada.

3.1 Controlador de Corrente por Histerese

Dada uma referência de corrente qualquer, têm-se os ângulos θ_{on} e θ_{off} fixos. O controle de corrente pode ser visto na Figura 4. Quando uma fase encontra-se no intervalo de condução, θ_{on} e θ_{off} , o controlador por histerese atua sobre a mesma. O controlador mantém as chaves em condução até que a corrente atinja o limite superior da banda de histerese. Neste instante, as chaves são abertas, ocasionando uma queda na corrente da fase. As chaves permanecem abertas até que o valor da corrente atinja o limite inferior da banda, quando são novamente fechadas. Este processo é repetido para uma dada fase enquanto ela permanecer no intervalo descrito.

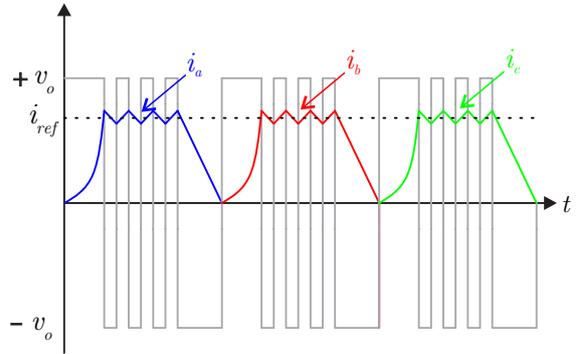


Figura 4: Processo de regulação das correntes do motor por histerese.

3.2 Projeto do Controlador de Velocidade

O controlador de velocidade é responsável por gerar, em sua saída, um sinal de referência i_{ref} para o controlador de corrente da máquina. Do ponto de vista do controlador de velocidade, a planta analisada possui característica de primeira ordem, com dinâmica dada predominantemente pela inércia e pelo atrito do sistema mecânico da máquina.

A variável controlada é a velocidade ω_r e a variável manipulada é a referência do controlador de corrente i_{ref} , como mostrado na Figura 3.

Para uma máquina rotativa, pode-se definir a equação dinâmica da velocidade como:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}T_e \quad (12)$$

onde B é o coeficiente de atrito viscoso, J é o coeficiente de inércia do rotor e T_e é o torque eletromagnético.

Assume-se que o torque da máquina pode ser definido como:

$$T_e = K_{TN}i_{ph} \quad (13)$$

Assim, substituindo (13) em (12), têm-se:

$$\dot{\omega}_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}K_{TN}i_{ph} \quad (14)$$

A equação (14) representa a dinâmica da planta relativa ao controle de velocidade. Os parâmetros, mesmo que conhecidos, podem apresentar variações, assim como a corrente elétrica i_{ph} depende da dinâmica do controlador de histerese (interno). Para realizar este objetivo de controle foi proposto um Controlador Adaptativo Robusto por Modelo de Referência (RMRAC) (Ioannou and Fidan, 2006), capaz de tolerar dinâmicas não modeladas e distúrbios limitados que são característicos desta aplicação. Adicionalmente, o controlador proposto apresenta a vantagem de dar ao projetista a facilidade em determinar a dinâmica da planta através da escolha do modelo de referência. Considerando a planta como sendo do tipo,

$$G(s) = \frac{y}{u} = \frac{1}{s + a_p}(1 + \Delta_m(s))u. \quad (15)$$

Na qual $\Delta_m(s)$ são as incertezas multiplicativas e a_p é desconhecido. Seja a lei de controle,

$$u = -\theta_{ad}y + \omega_{ref}. \quad (16)$$

Aplicando-a em conjunto com o estimador de parâmetros do tipo Gradiente, com as modificações de robustez, dado pelas equações:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_{ad} &= \gamma\varepsilon - \sigma_s\gamma\theta_{ad}, \quad \varepsilon = \frac{z - \theta_{ad}\phi}{m_s^2}, \\ \phi &= \frac{1}{s + a_m}y, \quad z = y - \frac{1}{s + a_m}u, \\ m_s^2 &= 1 + n_d, \quad \dot{n}_d = -\delta_0 n_d + u^2 + y^2, \\ n_d(0) &= 0. \end{aligned} \quad (17)$$

Este adaptador de parâmetros utiliza a função denominada *switching σ -modification*, dada por,

$$\sigma_s = \begin{cases} 0 & \text{caso } |\theta_{ad}| < M_0 \\ \left(\frac{|\theta_{ad}|}{M_0} - 1\right)\sigma_0 & \text{caso } M_0 < |\theta_{ad}| \leq 2M_0 \\ \sigma_0 & \text{caso } |\theta_{ad}| > 2M_0 \end{cases} \quad (18)$$

A função (18) garante a estabilidade do sinal normalizador, fazendo com que θ_{ad} se mantenha limitado na presença do distúrbio $\Delta_m(s)$. M_0 é o valor limite superior para θ_{ad} , caso este apresente desvio além dos valores admissíveis, devendo ser ajustado com base nas simulações. O mecanismo deste controlador faz com que o polo da planta a_p busque a localização do polo do modelo de referência a_m . Assim, a escolha de a_m influenciará a dinâmica do sistema em malha fechada, portanto, deve-se escolher a_m adequadamente.

4 Resultados de Simulação

O modelo de simulação utilizado neste trabalho foi obtido através de uma série de ensaios para obtenção de dados de magnetização da máquina. Com estes dados, obtêm-se duas tabelas de busca (lookup tables): ITBL e TTBL. As tabelas são apresentadas na Figura 5. A partir da tabela ITBL pode-se obter os valores de corrente a partir das informações de posição e fluxo magnético de uma dada fase, enquanto da tabela TTBL pode-se extrair o valor de torque eletromagnético a partir de dados de corrente e de posição. A Figura 6 ilustra a estrutura do modelo, utilizado em simulação. O motor utilizado neste trabalho possui 3 fases e uma configuração 12x8, onde a máquina possui 12 faces polares no estator e 8 faces polares no rotor.

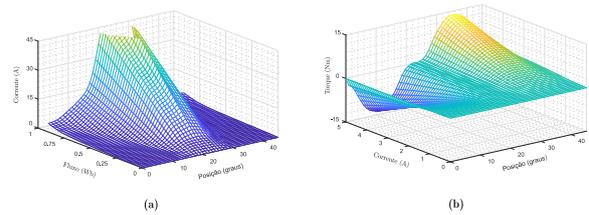


Figura 5: (a) Tabela de busca ITBL e (b) Tabela de busca TTBL.

Para o controlador adaptativo foram utilizados os seguintes parâmetros: polo do modelo de referência em $s = 50$, $\gamma = 2,25$, $\delta_0 = 1,1$, $M_0 = 5$ e $\sigma_0 = 0,5$.

Para obtenção de resultados de simulação, foi utilizada uma referência em rampa, com três patamares estáveis, para verificar o comportamento do controlador. A resposta de velocidade rotórica, ω_r , e o comportamento do ganho do controlador, θ , são apresentados na Figura 7.

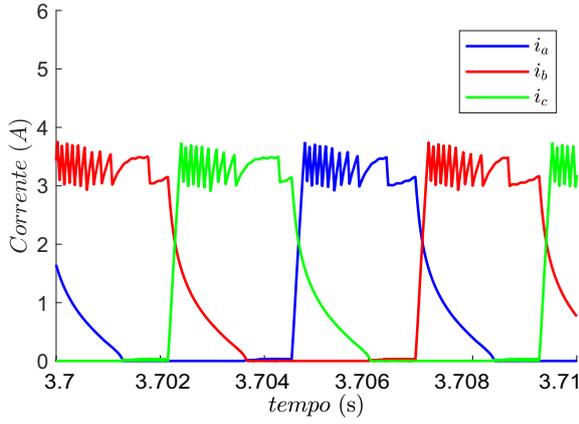


Figura 9: Correntes das fases a , b e c para a velocidade de 110 rad/s .

Tabela 1: Parâmetros da máquina de relutância.

Parâmetro	Símbolo	Especificação
Tensão	V_{cc}	400 V
Corrente Nominal	I_n	5 A
Potência Nominal	P	2 kW
Velocidade Nominal	ω_n	1500 RPM
Fases	n_f	3
Freq. de Amostragem	f_s	30 kHz

5 Resultados Experimentais

O sistema proposto foi implementado em uma plataforma experimental de acionamento da máquina de relutância. A plataforma experimental utilizado possui um DSP TI TMS320F28335, bem como um conversor HBA e uma máquina de relutância variável, cujos dados de placa e de controle estão apresentados na Tabela 1.

Assim como nos resultados de simulação, foi utilizada uma referência em rampa, com três patamares estáveis, para verificar o comportamento do controlador. A resposta de velocidade rotórica, ω_r , e o ganho, θ , são apresentados na Figura 10. Na figura 11 verifica-se a resposta a resposta da velocidade e do ganho θ ao degrau de carga, onde uma carga de $T_l = 4,5 \text{ Nm}$ é conectada ao eixo da máquina. Na Figura 12 é apresentada a forma de onda de corrente, para a velocidades de 100 rad/s , após o degrau de carga.

6 Conclusão

Este artigo apresentou um controlador adaptativo robusto por modelo de referência aplicado ao controle de velocidade de um MRV. Apresentou-se ainda um controlador por histerese, responsável pela regulação da corrente no interior da banda de histerese definida. A partir dos resultados de simulação e resultados experimentais, pode-se verificar que o controle proposto é capaz de seguir a referência de velocidade, mesmo quando subme-

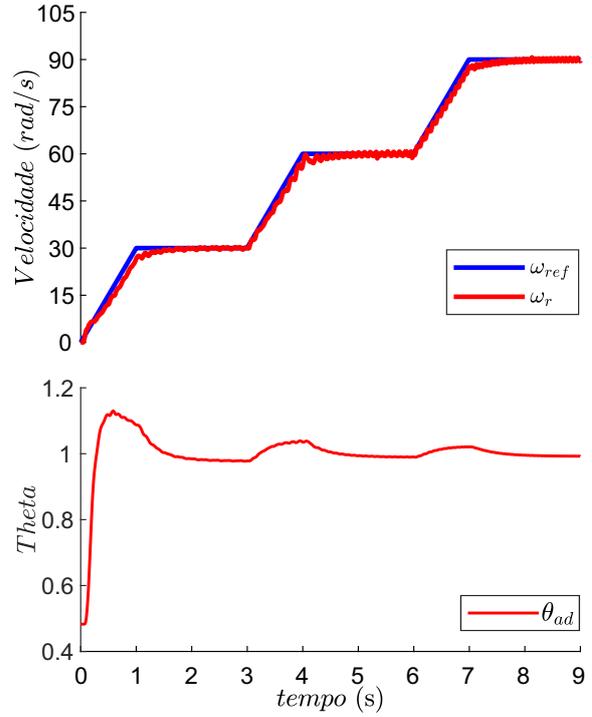


Figura 10: Velocidade rotórica, velocidade de referência e ganho theta.

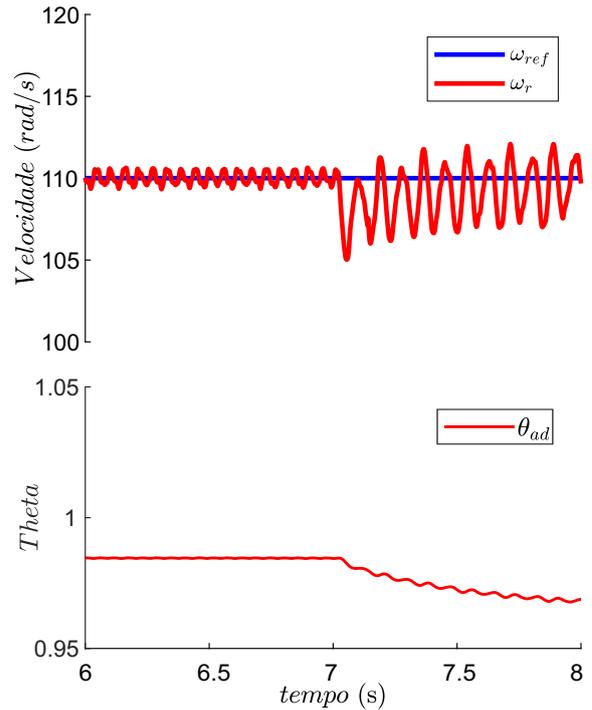


Figura 11: Resposta ao degrau de carga.

tido a um degrau de carga. As formas de onda de corrente são controladas de forma satisfatória pelo regulador de histerese.

Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), ao Conselho Nacional de Desenvolvi-

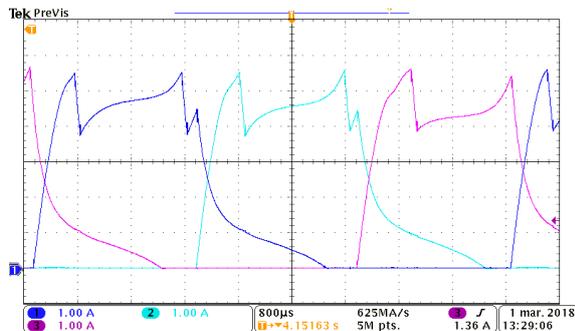


Figura 12: Corrente na fase *a*. Velocidade de 100 *rad/s*.

mento Científico e Tecnológico (CNPq - Projeto 424997/2016-9), a Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do RS (FAPERGS) e ao INCT-GD pelo suporte financeiro.

Referências

- Ahmad, S. S. and Narayanan, G. (2014). Linearised modelling of switched reluctance motor for closed loop current control, *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6.
- Ahmad, S. S. and Narayanan, G. (2016). Linearized modeling of switched reluctance motor for closed-loop current control, *IEEE Transactions on Industry Applications* **52**(4): 3146–3158.
- Bolognani, S. and Zigliotto, M. (1996). Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications* **32**(5): 1063–1068.
- Chiba, A., Takano, Y., Takeno, M., Imakawa, T., Hoshi, N., Takemoto, M. and Ogasawara, S. (2011). Torque density and efficiency improvements of a switched reluctance motor without rare-earth material for hybrid vehicles, *IEEE Transactions on Industry Applications* **47**(3): 1240–1246.
- Fahimi, B., Emadi, A. and Sepe, R. B. (2005). Four-quadrant position sensorless control in srm drives over the entire speed range, *IEEE Transactions on Power Electronics* **20**(1): 154–163.
- Gao, H., Salmasi, F. R. and Ehsani, M. (2004). Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed, *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**(6): 1568–1573.
- Hannoun, H., Hilaiet, M. and Marchand, C. (2010). Design of an srm speed control strategy for a wide range of operating speeds, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **57**(9): 2911–2921.
- Ioannou, P. and Fidan, B. (2006). *Adaptive Control Tutorial*, SIAM, Philadelphia, PA.
- Jack, A. G., Mecrow, B. C. and Haylock, J. A. (1996). A comparative study of permanent magnet and switched reluctance motors for high-performance fault-tolerant applications, *IEEE Transactions on Industry Applications* **32**(4): 889–895.
- Karami-Mollaei, A. (2013). Sliding mode control of switch reluctance motor without chattering, *2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 1–5.
- Kjaer, P. C., Gribble, J. J. and Miller, T. J. E. (1997). High-grade control of switched reluctance machines, *IEEE Transactions on Industry Applications* **33**(6): 1585–1593.
- Krishnamurthy, M., Edrington, C. S., Emadi, A., Asadi, P., Ehsani, M. and Fahimi, B. (2006). Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products, *IEEE Transactions on Power Electronics* **21**(3): 659–675.
- Li, Y., Wang, G., Li, C. and Xu, A. (2017). Nonlinear controller design of switched reluctance motor based on adaptive fuzzy system, *2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, pp. 4453–4458.
- Lin, Z., Reay, D. S. and Zhou, B. (2013). Experimental measurement of switched reluctance motor non-linear characteristics, *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2827–2832.
- Osorio, C. R. D., Vieira, R. P. and Grundling, H. A. (2016). Sliding mode technique applied to output voltage control of the switched reluctance generator, *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2935–2940.
- Rahman, K. M., Fahimi, B., Suresh, G., Rajarathnam, A. V. and Ehsani, M. (2000). Advantages of switched reluctance motor applications to ev and hev: design and control issues, *IEEE Transactions on Industry Applications* **36**(1): 111–121.
- Schroder, G. and Bekiesch, J. (2005). Adaptive current control for the srm, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005.*, Vol. 1, pp. 69–74.
- Song, J., Song, S. and Qu, B. (2016). Application of an adaptive pi controller for a switched reluctance motor drive, *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pp. 1–5.

- Wang, S. C. and Liu, Y. H. (2011). A modified pi-like fuzzy logic controller for switched reluctance motor drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **58**(5): 1812–1825.
- Xu, L. and Wang, C. (2002). Accurate rotor position detection and sensorless control of srm for super-high speed operation, *IEEE Transactions on Power Electronics* **17**(5): 757–763.
- Yang, Z., Shang, F., Brown, I. P. and Krishnamurthy, M. (2015). Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for ev and hev applications, *IEEE Transactions on Transportation Electrification* **1**(3): 245–254.
- Zeraouia, M., Benbouzid, M. E. H. and Diallo, D. (2006). Electric motor drive selection issues for hev propulsion systems: A comparative study, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **55**(6): 1756–1764.
- Zhu, Z. Q. and Howe, D. (2007). Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles, *Proceedings of the IEEE* **95**(4): 746–765.