

# CONTROLADOR *DEADBEAT* APLICADO AO CONTROLE DIRETO DE TORQUE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

José A. T. Altuna, Rogério V. Jacomini\*, José L. A. Puma, Carlos E. Capovilla, Alfeu J. Sguarezi Filho

Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André - SP, Brasil

Instituto Federal de São Paulo - IFSP, Hortolândia - SP, Brasil\*

e-mail:jose.torrico, jose.azcue, carlos.capovilla, alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br, jacomini@ifsp.edu.br

**Resumo** - Este trabalho apresenta uma proposta de estratégia de controle direto de torque *deadbeat* para o motor de indução trifásico. O método de controle *deadbeat* utiliza o modelo dinâmico discretizado da máquina para calcular o vetor tensão de estator teórico necessário para atender as referências de torque e fluxo em um único período de chaveamento. Nessa proposta os vetores fluxo e corrente do estator são empregados no modelo. O motor de indução é alimentado por um inversor trifásico que é modulado através da técnica de modulação vetorial. Resultados obtidos em bancada experimental são apresentados para a validação da estratégia de controle proposta.

**Palavras-chave** – Acionamentos Elétricos, Controle *Deadbeat*, Controle de Velocidade, Controle Direto de Torque, Motor de Indução Trifásico.

## A DEADBEAT CONTROLLER APPLIED TO THE DIRECT TORQUE CONTROL FOR THREE-PHASE INDUCTION MOTOR

**Abstract** - This work presents a deadbeat direct torque control for three-phase induction motor. The deadbeat method uses the discretized induction motor model to calculate the stator voltage vector that allows the torque and stator flux reach their references. In this work, stator flux and current are the state variables in the induction motor model. The space vector modulation is used. Experimental results are carried out to validate the controller performance.

**Keywords** – Machine Drive, Deadbeat Control, Direct Torque Control, Speed Control, Induction Motor.

### I. INTRODUÇÃO

Nos países desenvolvidos ou em desenvolvimento, mais da metade do total da energia elétrica produzida é convertida em energia mecânica através dos motores elétricos. Dentre os vários tipos de motores, o motor de indução domina o mercado, no qual pelo menos 90% dos sistemas de acionamento industriais utilizam este tipo de motor [1], [2]. O Motor de Indução Trifásico (MIT) é usado em uma ampla faixa de aplicações industriais, devido à sua simplicidade de

construção, confiabilidade, robustez e baixo custo, além de ser empregado em sistemas de geração alternativos [3], [4] e em redes inteligentes de energia elétrica [5]. Em comparação com os motores de corrente contínua, estes motores podem ser utilizados em ambientes perigosos por não apresentarem problemas associados aos faiscamentos.

A maioria dos MITs são ligados diretamente na rede elétrica sem qualquer controle. Entretanto, enquanto a utilização de conversores eletrônicos para o acionamento em velocidade variável do MIT está em contínuo crescimento, a utilização dos acionamentos em Motores de Corrente Contínua (MCC) estão sendo reduzidos ao longo do tempo. No entanto, o controle dos motores de indução requer técnicas de controle sofisticadas em aplicações que necessitam de sistemas de acionamento de alto desempenho [6].

As principais dificuldades no controle do MIT estão relacionadas à necessidade de fornecer uma tensão de frequência variável, a não-linearidade e a complexidade do modelo dinâmico do MIT, acompanhada pela incerteza dos seus parâmetros.

Nas últimas décadas, pesquisadores têm trabalhado no desenvolvimento de sistemas de acionamento de corrente alternada para controlar a velocidade e o torque eletromagnético dos MITs. O projeto adequado dos sistemas de acionamento para os MITs, usando estratégias de controle vetorial, transforma a característica não linear torque-velocidade do motor de indução numa característica constante torque-velocidade similar à dos MCCs.

Na década de oitenta, em [7], [8] foi proposta uma nova estratégia para o controle do MIT, na qual a transformação de coordenadas e os reguladores PI, utilizados no controle por orientação de campo [9], foram substituídos por controladores de histerese. Essa estratégia de controle, denominada Controle Direto de Torque (CDT), desde sua aparição, tem sido alvo de constante desenvolvimento. Nessa estratégia, em particular, o torque eletromagnético apresenta oscilações em regime permanente. Entretanto, uma abordagem alternativa para reduzir as ondulações do torque por meio de Modulação por Vetores Espaciais (MVE) foi apresentada em [10], [11].

Uma outra estratégia de controle direto de torque, que é baseada no controle do ângulo de carga, foi proposta em [12]. No entanto esta estratégia apresentou um erro de regime permanente no módulo do fluxo do estator quando posta em operação.

Em [13] foi proposta uma estratégia de CDT baseada no método de aceleração do vetor fluxo. Esta estratégia utiliza um controlador proporcional para o erro do fluxo e utiliza o método de injeção direta para compensar a queda de tensão

Artigo submetido em 30/07/2014. Primeira revisão em 07/11/2014, segunda revisão em 28/04/2015. Aceito para publicação em 28/04/2015, por recomendação do Editor Cassiano Rech.

na resistência elétrica do estator e a força contra-eletromotriz. Nesta estratégia utiliza-se a referência do fluxo do rotor, o torque eletromagnético e a velocidade síncrona do sistema de referência orientada pelo fluxo do rotor para calcular a referência do fluxo do estator.

Atualmente, diversos pesquisadores continuam estudando e propondo estratégias de CDT com o objetivo de melhorar seu desempenho ou até mesmo propondo novas estratégias para o controle de alto desempenho dos MITs, como apresentado em [14], [15].

Uma outra alternativa que tem interesse crescente é a estratégia de CDT por meio do método *deadbeat* [16], [17]. O método *deadbeat* utiliza o modelo dinâmico discretizado da máquina para calcular o vetor tensão do estator teórico necessário para atender as referências do torque e do fluxo num único período de amostragem. Na maior parte dos trabalhos mencionados, o modelo da máquina é realizado em função dos fluxos do estator e rotor, sendo que estimativas incorretas destes vetores podem causar erros no cálculo do vetor tensão pelo controlador.

No CDT *deadbeat* proposto neste trabalho foi considerado como variáveis de estado a corrente e o fluxo do estator. A representação destas variáveis de estado no sistema de referência orientado pelo fluxo do estator permite determinar as expressões específicas para o cálculo da tensão do estator a partir do modelo discretizado do motor de indução de forma que as referências de torque e fluxo sejam atendidas. Este trabalho é uma solução alternativa ao CDT proposto nos trabalhos [18], [19]. A contribuição está no fato de se calcular o escorregamento de forma diferente da apresentada nos trabalhos mencionados e dessa maneira encontra-se uma nova expressão para o cálculo do vetor tensão, assim como, a operação em baixas velocidades do MIT. Resultados experimentais obtidos em bancada serão apresentados para validar a proposta, demonstrando sua capacidade operacional.

## II. MODELO MATEMÁTICO DO MIT

As equações diferenciais das tensões do estator e do rotor do MIT, representadas no sistema de referência orientado pelo fluxo do estator (síncrono), são [20]:

$$\vec{u}_{dqs} = R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{d\vec{\psi}_{dqs}}{dt} + j\omega_s \vec{\psi}_{dqs} \quad (1)$$

$$\vec{u}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d\vec{\psi}_{dqr}}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \vec{\psi}_{dqr} \quad (2)$$

$$\vec{\psi}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \quad (3)$$

$$\vec{\psi}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + L_m \vec{i}_{dqs} \quad (4)$$

sendo que  $\vec{u}$ ,  $\vec{i}$ ,  $\vec{\psi}$  representam os vetores tensão, corrente e fluxo, respectivamente, e o subscrito  $s$  representa o estator e o subscrito  $r$  o rotor.  $R_s$  e  $R_r$  são respectivamente as resistências elétricas dos enrolamentos de fase do estator e do rotor,  $L_s$ ,  $L_r$  e  $L_m$  são as indutâncias do estator, do rotor e de magnetização, respectivamente,  $\omega_r$  é a velocidade angular instantânea do rotor e  $\omega_s$  é a velocidade síncrona. O torque eletromagnético pode ser calculado, no referencial estacionário ( $\alpha\beta$ ), através da seguinte expressão:

$$t_{em} = \frac{3}{2} P (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}). \quad (5)$$

A expressão que relaciona o torque eletromagnético e a velocidade do rotor é dada por:

$$t_{em} = J \frac{1}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + T_L \quad (6)$$

sendo  $P$  o número de pares de pólos,  $J$  o momento de inércia e  $T_L$  o torque de carga. O coeficiente de atrito viscoso foi negligenciado devido ao seu baixo valor. No MIT, devido ao acoplamento existente entre as variáveis que controlam o fluxo e a corrente, precisa-se utilizar estratégias de controle sofisticadas como o CDT ou o Controle por Orientação de Campo (FOC) [20].

## III. CONTROLE DIRETO DE TORQUE *DEADBEAT*

Um sistema em tempo discreto tem uma resposta *deadbeat* se a referência é atendida em um número mínimo de períodos de amostragem sem oscilações [21]. Sendo assim, nesta seção será mostrado a aplicação do controlador *deadbeat* no CDT para o MIT modelado com emprego dos vetores fluxo e corrente do estator. Isto possibilitará calcular o vetor tensão do estator que deve ser aplicado no MIT de maneira que as referências de torque e fluxo sejam atendidas.

### A. Controle Direto do Fluxo do Estator

Para o controle da magnitude do fluxo do estator será considerado que, no sistema de coordenadas síncronas  $dq$  orientado pelo fluxo do estator, a componente do eixo em quadratura do fluxo é zero ( $\psi_{qs} = 0$ ). Assim, reescrevendo a parte real de (1), tem-se:

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt}. \quad (7)$$

Discretizando (7) e considerando que o período de amostragem é  $T_s$ , tem-se [18], [19]:

$$u_{ds}(k) = R_s i_{ds}(k) + \frac{\psi_{ds}(k+1) - \psi_{ds}(k)}{T_s}. \quad (8)$$

Com o objetivo de cumprir com os requisitos do controlador *deadbeat*, a tensão  $u_{ds}$  deve ser tal que no período seguinte de amostragem, o fluxo do estator deve ser igual a sua referência, isto é,  $\psi_{ds}(k+1) = \psi_{ds}^*$ . Assim, reescrevendo (8), tem-se [18], [19]:

$$u_{ds}(k) = R_s i_{ds}(k) + \frac{\psi_{ds}^* - \hat{\psi}_{ds}(k)}{T_s} \quad (9)$$

sendo que  $\psi_{ds}^*$  e  $\hat{\psi}_{ds}(k)$  são o fluxo de referência e o fluxo estimado, respectivamente.

### B. Controle Direto do Torque Eletromagnético

Para a malha de controle, apenas no torque eletromagnético, reescreve-se a parte imaginária de (1), e obtém-se:

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds}. \quad (10)$$

Discretizando a equação anterior, tem-se:



Para a estimação do vetor fluxo do estator em vários pontos de operação de velocidade do MIT com emprego de (22), o método de integração utilizado por [25] e [26] pode ser usado:

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z. \quad (24)$$

A expressão (24) é implementada da seguinte maneira:  $x = emf_{\alpha\beta}$  é a entrada do sistema, a saída será  $y = \vec{\psi}_{s\alpha\beta}$  calculado e  $z = \vec{\psi}_{s\alpha\beta}$  é a realimentação do fluxo estimado depois de passar pelos blocos: cartesiano para polar, limitador e pelo bloco polar para cartesiano. A utilização apenas destas transformações e do limitador garante a estimação do fluxo do estator quando o MIT opera em baixas velocidades como proposto em [25]. Assim, na Figura 2 é apresentada uma maneira para que o método de integração apresentado em (24) possa ser utilizado na estimação do fluxo do estator com o MIT operando em baixas velocidades.

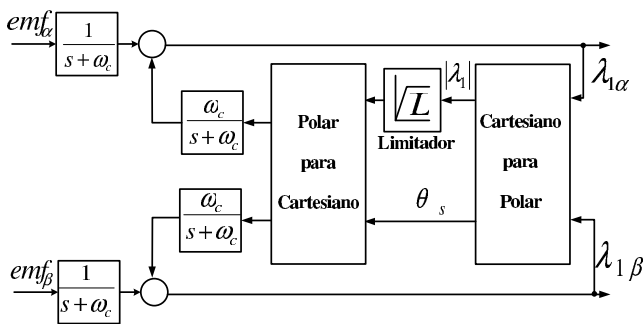


Fig. 2. Diagrama do bloco de estimação do fluxo do estator.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O controlador *deadbeat* proposto foi implementado num motor de indução com o rotor curto circuitado e com os dados nominais apresentados na Tabela I. O MIT está acoplado a uma máquina de corrente contínua (MCC) de 3 kW, que operará como gerador para testar a aplicação de torque de carga. O controlador foi implementado num processador digital de sinais TMS320F28335 da Texas Instruments, com emprego de placas eletrônicas construídas em laboratório para condicionamento de sinais e *encoder* com 3600 pulsos por revolução. A modulação vetorial utilizou frequência de chaveamento de 10 kHz e foi implementada como apresentado em [22]. Nos testes com referência de velocidade, os ganhos do controlador PI foram ajustados pelo método eurístico da tentativa e erro; sendo  $k_p=20$  e  $k_i=20$ . Esta bancada é apresentada na Figura 3.

Inicialmente, os testes foram realizados com o MIT a vazio. O primeiro teste foi a entrada em degrau de referência de torque com reversão apresentando valores de 5 Nm e -5 Nm. A referência da magnitude do fluxo foi mantida constante em 0,4 Wb. O resultado do teste é mostrado na Figura 4 e pode ser observado que as referências foram atendidas pelo controlador. Para obter resposta *deadbeat* é necessário largura de banda infinita e em consequência energia infinita o qual é impossível considerando as limitações tecnológicas.

A Figura 5 apresenta o detalhe da resposta do torque e o tempo de resposta é de 3 ms.

TABELA I  
Dados do MIT Utilizado nos Testes

Valores nominais		
Potência ativa do estator nominal	$P_N$	3,5 kW
Tensão nominal por fase	$V_N$	220 V
Frequência de estator	$f$	60 Hz
Número de pólos	NP	4
Parâmetros		
Resistência de estator	$R_s$	1 $\Omega$
Resistência de rotor	$R_r$	3,1322 $\Omega$
Indutância de magnetização	$L_m$	0,1917 H
Indutância de estator	$L_s$	0,2010 H
Indutância de rotor	$L_r$	0,2010 H
Momento de inércia	$J$	0,45 kg.m <sup>2</sup>

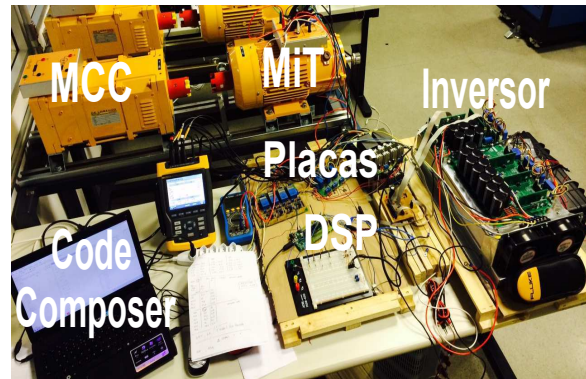


Fig. 3. Bancada experimental.

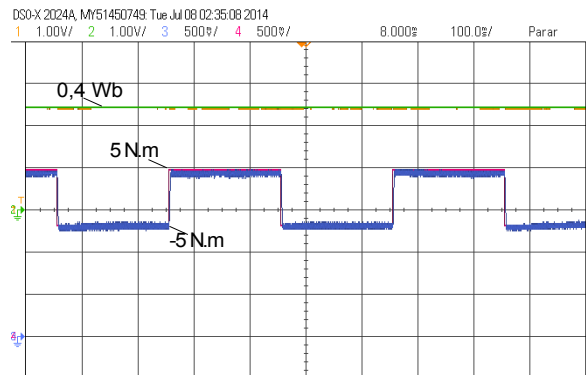


Fig. 4. Teste de reversão de torque de referência.

O teste de reversão de velocidade em rampa de -500 rpm para 500 rpm é o segundo teste. O resultado deste é apresentado na Figura 6, na qual pode ser observado também o comportamento da magnitude do fluxo do estator. Nota-se que a referência de velocidade foi atendida.

O terceiro teste foi reversão de velocidade de 300 rpm para -300 rpm. Na Figura 7 é mostrado o resultado deste teste. Pode ser observado também o comportamento do torque e da magnitude do fluxo do estator. Novamente as referências foram atendidas pelo controlador.

O teste de reversão de velocidade de -90 rpm para 90 rpm é o quarto teste. Neste teste o motor já opera em baixa velocidade. O resultado deste pode ser observado na Figura 8, no qual se verifica que a referência foi atendida pelo controlador. Pode ser notado também o comportamento da corrente da fase *a* do estator e da magnitude do fluxo do estator.

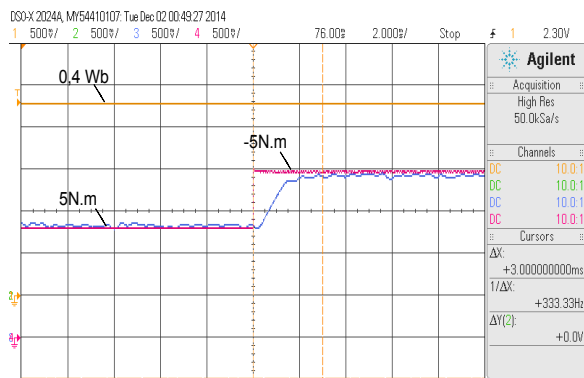


Fig. 5. Detalhe do teste de reversão de torque de referência.

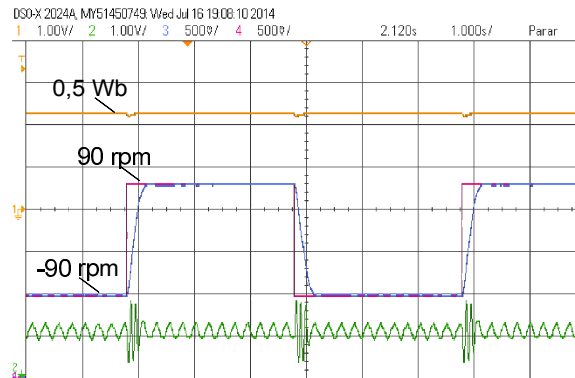


Fig. 8. Teste de reversão de velocidade de -90 rpm para 90 rpm.

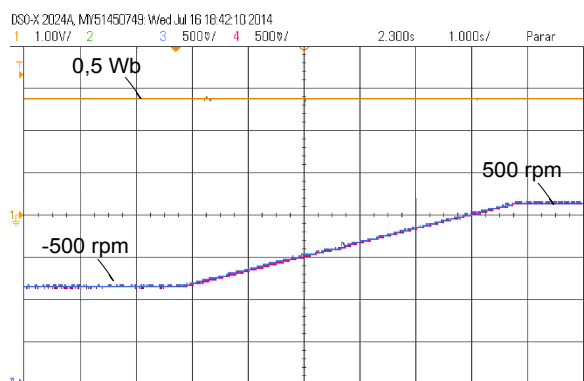


Fig. 6. Teste de reversão de velocidade em rampa.

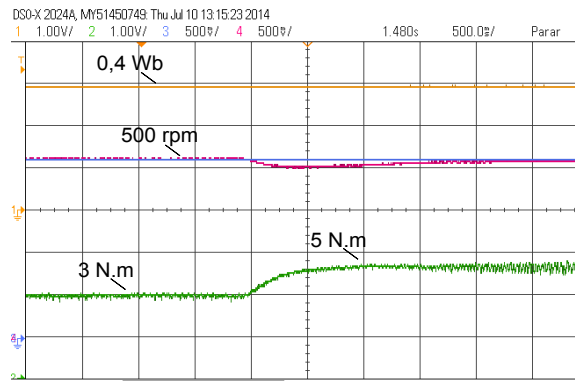


Fig. 9. Resposta da velocidade e fluxo a entrada de carga.

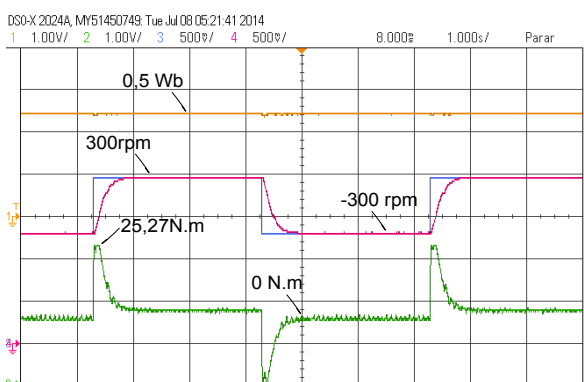


Fig. 7. Teste de reversão de velocidade de 300 rpm para -300 rpm.

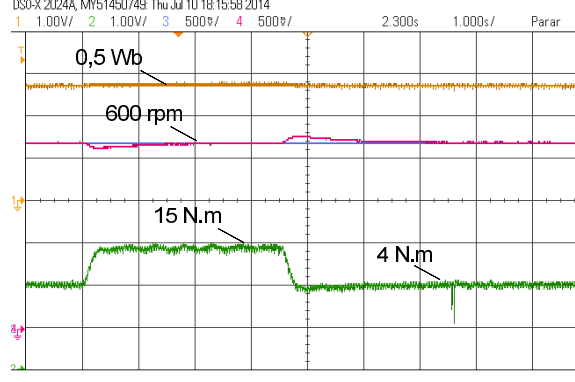


Fig. 10. Resposta da velocidade e fluxo a entrada e retirada de carga.

Como quinto teste, temos a resposta para a entrada da carga. Nesse teste, o MIT opera com velocidade 500 rpm e com um torque de carga de 3 Nm. Num dado momento uma torque de carga de 5 Nm é aplicado no seu eixo. A Figura 9 apresenta os resultados nos quais o comportamento do torque e da magnitude do fluxo do estator podem ser observados. Nota-se também que a referência de velocidade foi atendida pelo controlador proposto. O sexto teste é o de aplicação e retirada de carga no eixo do MIT. Neste teste, o MIT opera com velocidade 600 rpm e carga de 4 Nm devido ao eixo do MCC. Num dado momento uma torque de carga de 15 Nm é aplicado no seu eixo e depois de alguns instantes é retirado, de forma a se verificar o desempenho do controlador. Observa-se

na Figura 10 o desempenho satisfatório do controlador durante o teste devido à referência de velocidade ser atendida pelo controlador. Também é possível verificar o comportamento do torque e fluxo, demonstrando a operabilidade do controle proposto.

#### A. Teste de Variação da Resistência do Estator

Foram realizados dois testes na bancada experimental de forma a verificar a robustez do estimador de fluxo e do controlador proposto frente à variação no valor da resistência do estator. Este erro foi inserido no valor declarado no programa feito no DSP como realizado no trabalho [27]. Em ambos os testes a máquina opera com velocidade fixa de 430 rpm.

No primeiro teste, o motor é acionado em malha aberta e os resultados estão apresentados na Figura 11. Em cada degrau a resistência do estator é aumentada em 15%. Observa-se nos patamares com aumento acima de 45% no valor da resistência do estator a magnitude do fluxo é estimada incorretamente. Ficando claro que o desempenho do estimador fica comprometido.

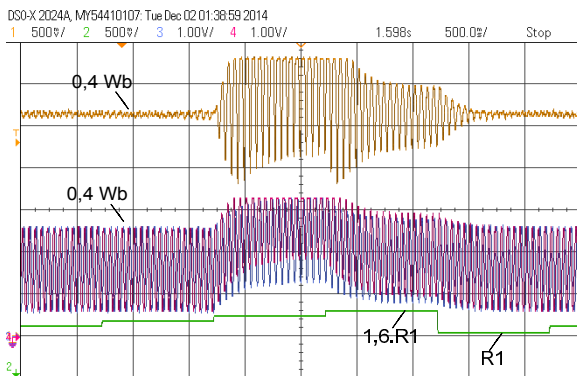


Fig. 11. Resposta do estimador de fluxo com o MIT operando em malha aberta.

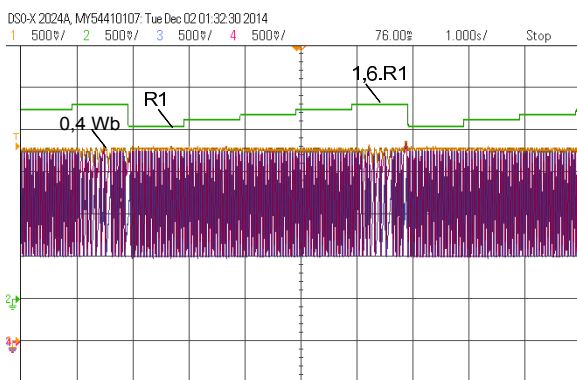


Fig. 12. Resposta do estimador de fluxo com o MIT operando em malha fechada.

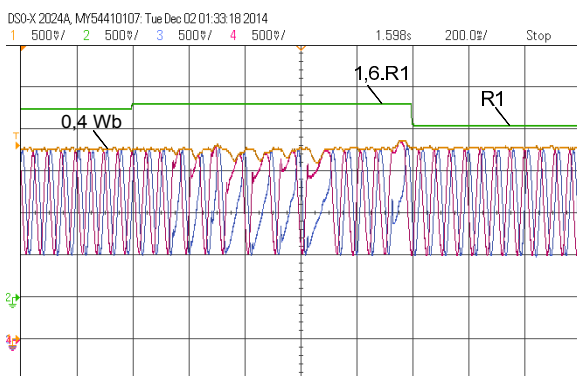


Fig. 13. Detalhe da resposta do estimador de fluxo com o MIT operando em malha fechada.

No segundo teste, o MIT é acionado em malha fechada com emprego do controlador de torque proposto e o resultado

é apresentado na Figura 12. Em cada degrau a resistência do estator é aumentada em 15%, como feito no teste anterior. Observa-se no patamar acima de 60% de aumento da resistência do estator que a magnitude do fluxo é estimada incorretamente. Assim, fica claro que o desempenho do estimador fica comprometido e isto implicará um pior desempenho do controlador proposto. O detalhe no erro da estimação do fluxo está apresentado na Figura 13.

## V. CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou uma proposta de CDT *deadbeat* alternativa aos CDTs existentes na literatura. Para alcançar tal objetivo foi empregado o modelo matemático dinâmico discretizado do MIT com a utilização dos vetores fluxo e corrente do estator e a teoria de controle *deadbeat*. A modulação por vetores espaciais foi utilizada devido a sua operação com frequência fixa de chaveamento, que facilita o projeto de filtros e, também, possibilita a melhor utilização da tensão do elo de corrente contínua do inversor. Este tipo de controlador permite ao sistema obter a resposta mais rápida possível com erro de regime nulo para o sistema que está sendo controlado. O controlador não necessita de ajustes de ganhos devido ao fato de empregar o modelo dinâmico discretizado do MIT, o que o torna bastante atraente. O CDT *deadbeat* teve desempenho satisfatório para os resultados experimentais apresentados, incluindo teste em baixa velocidade, o que demonstra o grande potencial da proposta. Sendo assim, este controlador pode ser empregado com sucesso em acionamentos de MIT.

## REFERENCES

- [1] Siemens, “*Seminários Técnicos 2003, Engenheiros e Projetistas*,” Siemens, Tech. Rep., 2003.
- [2] A. Bazzi, P. Krein, “Review of methods for real-time loss minimization in induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2319–2328, Nov. 2010.
- [3] M. Vitorino, M. Beltrao de Rossiter Correa, C. Jacobina, A. Lima, “An effective induction motor control for photovoltaic pumping,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1162–1170, Abr. 2011.
- [4] A. J. S. Filho, E. Ruppert, “A deadbeat active and reactive power control for doubly-fed induction generators,” *Electr. Power Compon. Syst.*, vol. 38, no. 5, pp. 592–602, Mar. 2010.
- [5] F. Costa, A. S. Filho, C. E. Capovilla, I. Casella, “Morphological filter applied in a wireless deadbeat control scheme within the context of smart grids,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 107, no. 1, pp. 175–182, Fev. 2014.
- [6] W. Xu, R. Lorenz, “Dynamic loss minimization using improved deadbeat-direct torque and flux control for interior permanent magnet synchronous machines,” *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4000–4007, Sept. 2012.
- [7] I. Takahashi, T. Noguchi, “A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sept. 1986.

- [8] M. Depenbrock, "Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, Out. 1988.
- [9] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines," *Siemens Review*, vol. 39, no. 5, pp. 217–220, May. 1972.
- [10] J.-K. Kang, S.-K. Sul, "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp. 1076–1082, Sept. 1999.
- [11] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, "Direct torque control for induction machines: A technology status review," *IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pp. 117–129, Mar. 2013.
- [12] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro, H. Miranda, "A novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation," *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 1392–1397, Jun. 2004.
- [13] D. Stojic, S. Vukosavic, "A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 1, pp. 173–180, Mar. 2005.
- [14] K.-K. Shyu, J.-K. Lin, V.-T. Pham, M.-J. Yang, T.-W. Wang, "Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3148–3156, Sept. 2010.
- [15] M. Hafeez, M. Uddin, N. Rahim, H. W. Ping, "Self-tuned nfc and adaptive torque hysteresis-based dtc scheme for im drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1410–1420, Mar. 2014.
- [16] T. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 5, pp. 1045–1053, Sept. 1992.
- [17] W. Xu, R. Lorenz, "Reduced parameter sensitivity stator flux linkage observer in deadbeat-direct torque and flux control for ipmsms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2626–2636, Jul. 2014.
- [18] F. Neves, B. M. and S. Silva, "A deadbeat torque and flux field oriented controller for induction motor drives," *Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, pp. 2243–2247, 1998.
- [19] F. Neves, B. Menezes, S. Silva, "A stator flux oriented induction motor drive with deadbeat direct torque and flux control," *Electric Power Components and Systems*, vol. 32, no. 12, pp. 1319–1330, Jun. 2010.
- [20] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, Inc., 1998.
- [21] F. Golnaraghi, B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*. John Wiley, 2009.
- [22] A. J. S. Filho, "O controlador complexo aplicado ao controle vetorial do motor de indução," *Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual de Campinas*, 2007.
- [23] E. Bim, *Máquinas Elétricas e Acionamento*. Elsevier, 2009.
- [24] P. Sen, *Principles of electric machines and power electronics*. Ed. John Wiley, 1997.
- [25] J. Hu, B. Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over wide speed range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 969–977, Sept. 1998.
- [26] A. J. S. Filho, E. R. Filho, "The complex controller for three-phase induction motor direct torque control," *SBA Magazine*, vol. 20, pp. 256–262, Jun. 2009.
- [27] J. Hu, H. Nian, B. Hu, Y. He, Z. Zhu, "Direct active and reactive power regulation of dfig using sliding-mode control approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1028–1039, Dez. 2010.

#### AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a CAPES e FAPESP pelo apoio financeiro.

#### BIOGRAFIAS

**José Alberto Torrico Altuna** recebeu o Bacharelado em Engenharia Elétrica em 1986 da Universidade Nacional de Engenharia em Lima, Peru, o mestrado em Engenharia Elétrica em 1997 e o Doutorado em Engenharia Elétrica em 2002, ambos da Universidade Estadual de Campinas, Brasil. Foi Professor Associado na Universidade Nacional de Engenharia, em Lima, Peru. Desenvolveu projetos de P & D nas empresas Commodity Systems e Whirlpool S. A. Seus interesses de pesquisa são: máquinas elétricas, controle de máquinas elétricas, eletrônica de potência, energia eólica e sistemas de energia elétrica. Atualmente é professor na Universidade Federal do ABC.

**Rogério Vani Jacomini** atualmente é professor do Instituto Federal de São Paulo – Campus Hortolândia em regime de dedicação exclusiva. Graduado em Engenharia Elétrica modalidade Eletrônica. Mestrado e Doutorado em Engenharia Elétrica pela FEEC/UNICAMP em 2008 e 2012, respectivamente. Seus interesses de pesquisa são: Máquina de Indução Trifásica, Acionamentos de Máquinas de Indução, Controle das Potências do Gerador de Indução com Dupla Alimentação, Eletrônica de Potência e Energia Eólica e Controles Fuzzy e Neuro-Fuzzy.

**José Luis Azcue Puma** recebeu o título de Engenheiro Eletrônico da Universidad Nacional del Altiplano (UNAP), Peru, em 2004, o título de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP), Brasil, em 2010 e 2013, respectivamente. Atualmente é professor da Universidade Federal do ABC (UFABC). Suas áreas de interesse são acionamento de máquinas elétricas, eletrônica de potência, sistemas de conversão de energia eólica e solar e, veículos elétricos.

**Carlos Eduardo Capovilla** é Professor Adjunto III da Universidade Federal do ABC (UFABC) com os títulos de mestre e doutor em Engenharia Elétrica pela Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas (Unicamp) em 2004 e 2008, respectivamente. É Pesquisador e autor de vários artigos em revistas científicas nacionais e internacionais nas áreas

de Circuitos Eletrônicos, Eletrônica Aplicada e Redes Inteligentes.

**Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho** nasceu em Cuiabá - MT, Brasil em 1981. Recebeu o grau de Eng. Eletricista pela Faculdade Área 1, e os graus de Mestre e Doutor pela FEEC/UNICAMP em 2005, 2007 e 2010, respectivamente. Trabalhou como pesquisador na FEEC/UNICAMP de 2010 a 2011 pelo programa de pós-doutorado da FAPESP. Atualmente, é professor da UFABC. Seus interesses de pesquisa são: acionamentos de máquinas elétricas, gerador de indução com dupla alimentação, controle de potência, redes inteligentes de energia elétrica e energia eólica.