

ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO CONTROLE COM ESTRUTURA VARIÁVEL E MODOS DESLIZANTES EM CONDIÇÕES DE FALHAS NO ROTOR E QUEDA DE TENSÃO

LUCAS M. ESTEVES, JEAN M. S. RIBEIRO, JOSÉ PAULO F. GARCIA

*Laboratório de Pesquisa em Controle – LPC
Departamento de Engenharia Elétrica,
Universidade Estadual Paulista - UNESP
Ilha Solteira, SP – 15385-000 Brasil*

*E-mails: lucas_estevesl@hotmail, jean@dee.feis.unesp.br,
jpaulo@dee.feis.unesp.br*

Abstract— This paper presents an analysis of the Indirect Vector Control with Rotor Orientation applied to a three phase induction machine in order to control its speed and torque. The method in question is used along two different controllers: a classic one, of Proportional Integral kind, and a robust one, with Variable Structure and Sliding Mode. This paper focus is to compare the performance of both controllers considering several operational conditions, including the variation of the rotor resistance and a particular fault (voltage drops on the motor terminals). All the analysis culminated in a set of simulations on the MATLAB/Simulink ambient, from which it was observed that the proposed robust controller showed a better performance than the classic one, both on the speed control and on the voltage drops faults tolerance.

Keywords— Robust Control, Variable Structure Control, Sliding Modes, Vector Control, Induction Machine.

Resumo— Este artigo apresenta uma análise do Controle Vetorial Indireto Orientado sobre o Fluxo do Rotor aplicado a uma máquina de indução trifásica a fim de controlar sua velocidade e torque. O método em questão é implementado junto a dois diferentes tipos de controladores: um controlador clássico, do tipo Proporcional Integral e um controlador robusto, com Estrutura Variável e Modos Deslizantes. O foco deste artigo é realizar uma comparação entre o desempenho dos dois controladores mediante diferentes condições de operação, incluindo-se variação da resistência rotórica do motor e falhas de queda de tensão nos terminais da máquina. Todos os estudos e projetos resultaram em um conjunto de simulações no ambiente MATLAB/Simulink, a partir das quais constatou-se que o controlador robusto projetado apresentou um desempenho significativamente superior ao do controlador clássico, tanto no controle preciso da velocidade quanto em relação a tolerar as falhas de queda de tensão.

Palavras-chave— Controle Robusto, Controle com Estrutura Variável, Modos Deslizantes, Controle Vetorial, Motor de Indução.

1 Introdução

Desenvolvido entre o final da década de 60 e início da década de 70, o controle vetorial é um método de controle de velocidade e torque aplicável tanto em motores síncronos quanto assíncronos. Através desta técnica é possível, idealmente, realizar o controle de uma máquina de indução de maneira semelhante ao controle de uma máquina de corrente contínua com excitação independente (Bose, 2001).

Pesquisas recentes tem focado no diagnóstico e análise de robustez de controladores quando a máquina está submetida à falhas, sejam elas no estator ou no rotor (Trachi et al, 2016; Ghosh et al, 2016).

Na máquina de corrente contínua (MCC) existe um desacoplamento entre os campos do estator e da armadura. Um efeito de desacoplamento similar também pode ser alcançado no motor de indução trifásico (MIT), através do controle vetorial. O torque eletromagnético da máquina de indução é definido em Bose (2001) como em (1), sendo $\hat{\Psi}_r$ o fluxo do rotor do MIT, i_{ds} e i_{qs} são, respectivamente, as componentes de eixo direto e de quadratura da corrente do estator na referência síncrona girante.

$$T_e = K_t \cdot \hat{\Psi}_r \cdot i_{qs} = K_t' \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (1)$$

As componentes das correntes (i_{ds} e i_{qs}) são naturalmente desacopladas na referência síncrona girante e, com a componente de eixo direto orientada sobre o fluxo do rotor, é possível obter um desacoplamento total, através do qual a componente i_{ds} passa a influenciar apenas o fluxo da máquina, enquanto que a componente i_{qs} impacta somente o torque do MIT uma vez que i_{ds} é mantida constante. A analogia entre a MCC com excitação independente e MIT operando com o controle vetorial pode ser mais bem compreendida analisando-se a Figura 1.

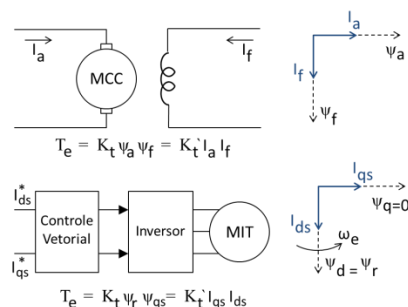


Figura 1. Analogia entre o controle de uma MCC com excitação independente e o controle vetorial ideal de MI.

Vale frisar que, enquanto os vetores espaciais da MCC são estáticos, os vetores espaciais do MIT rotacionam sincronamente com a velocidade ω_e . Mais detalhes sobre os princípios do controle vetorial podem ser encontrados em (Bose, 2001).

O presente artigo apresenta uma proposta para o controle de um MIT submetido à variação paramétrica, assim como Ding & Gu (2014), contudo, acrescenta também uma falha por queda de tensão. Neste artigo é proposto o método do controle vetorial indireto orientado sobre o fluxo do rotor em conjunto com um controlador robusto do tipo CEV-MD (Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes). Os sistemas de CEV-MD, segundo Cildoz (2014), introduzem descontinuidades num sistema dinâmico contínuo de forma a provocar o aparecimento de um novo comportamento que leve o sistema para um ponto de equilíbrio desejado, o qual pode ser diferente dos equilíbrios naturais do sistema. A partir disso, dependendo da técnica de projeto utilizada, a dinâmica de ordem reduzida do sistema em modo deslizante pode ser imposta com certo grau de arbitrariedade, o que permite que o CEV-MD lide tanto com não linearidades quanto com incertezas paramétricas do sistema.

A segunda seção do artigo apresenta uma descrição completa do CEV-MD, assim como os detalhes do controlador desenvolvido neste trabalho e aplicação no controle de velocidade de uma máquina de indução. A terceira seção do artigo apresenta uma comparação entre o desempenho do controlador robusto desenvolvido e o de um controlador clássico do tipo Proporcional Integral (PI) atuando na mesma máquina em variadas condições de operação. Finalizando, a quarta seção do artigo apresenta as conclusões gerais.

2 Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes

Nesta seção é apresentada uma introdução sobre o controle CEV-MD, bem como o projeto do controlador e análise de estabilidade.

2.1 Teoria do CEV-MD

De acordo com Utkin (1978), a principal característica de um sistema CEV-MD é uma lei de controle chaveada em alta velocidade que ocorre quando o estado do sistema cruza certas superfícies descontínuas no espaço de estados. Essas superfícies são projetadas de forma que a dinâmica dos estados obedeça a um comportamento desejado quando em deslizamento. Assim, a estratégia de CEV-MD é levar a trajetória de estados de uma planta para uma superfície específica e nela mantê-la.

Quando a trajetória de estados alcança esta superfície e nela permanece, diz-se que o sistema encontra-se em modo deslizante, sendo que nesta condição o sistema fica mais insensível à variação de certos parâmetros e a distúrbios externos. É descrito em Utkin (1992) que a existência de um modo desli-

zante requer a estabilidade da trajetória de estado para a superfície de deslizamento.

As etapas principais para se projetar um controlador CEV-MD são duas:

- Projeto de uma superfície de deslizamento de modo que a dinâmica da planta, quando em deslizamento, tenha a trajetória desejada;
- Desenvolvimento de uma lei de controle que satisfaça as condições de existência e alcançabilidade do modo deslizante.

2.2 Superfície de Deslizamento e Lei de Controle projetadas

A equação mecânica de uma máquina de indução pode ser escrita conforme (2), considerando-se uma orientação sobre o fluxo do rotor:

$$\dot{\omega}_m + a \cdot \omega_m + f = b \cdot i_{qs}^e \quad (2)$$

com $a = B/J$, $b = K_T/J$ e $f = T_L/J$, sendo ω_m a velocidade mecânica do rotor, B o coeficiente de atrito da máquina, J o momento de inércia, T_L o torque de carga, K_T uma constante e i_{qs}^e a componente de eixo de quadratura da corrente na referência síncrona girante. Considerando-se a equação apresentada em (2) com incertezas, tem-se:

$$\dot{\omega}_m = -(a + \Delta a)\omega_m - (f + \Delta f) + (b + \Delta b)i_{qs}^e \quad (3)$$

sendo $e(t)$ o erro do laço de velocidade, pode-se escrever sua derivada da seguinte maneira:

$$\dot{e}(t) = \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_m^* = -a \cdot e(t) + u(t) + d(t) \quad (4)$$

com

$$u(t) = b \cdot i_{qs}^e(t) - a \cdot \omega_m^*(t) - f(t) - \dot{\omega}_m^*(t) \quad (5)$$

$$d(t) = \Delta b \cdot i_{qs}^e(t) - \Delta a \cdot \omega_m(t) - \Delta f(t) \quad (6)$$

A superfície de deslizamento descrita em (7), $S(t)$, proposta neste artigo, é que o próprio erro do laço de velocidade da máquina. A lei de controle proposta incorpora um ganho de chaveamento adaptativo no intuito de controlar o acionamento da máquina sem a necessidade de gerar um sinal de controle alto demais ou exigir uma atividade de controle maior que o necessário. Vale ressaltar que esta lei é dividida em duas parcelas, a do controle equivalente e a do controle chaveado, sendo esta última a responsável pelo chaveamento em alta velocidade. Em (7) apresenta-se a superfície de deslizamento e em (8) a lei de controle.

$$S(t) = e(t) = \omega_m(t) - \omega_m^*(t) = 0 \quad (7)$$

$$u(t) = -k \cdot e(t) - \hat{\beta}(t) \cdot \gamma \cdot \text{sgn}(S) \quad (8)$$

sendo k um ganho constante que influencia na sensibilidade ao erro, $\hat{\beta}$ o ganho de chaveamento estima-

do, γ uma constante positiva, S a superfície de deslizamento definida em (7) e $\text{sgn}(\cdot)$ a função sinal.

A fim de eliminar o efeito de trepidação (*chattering*, em inglês), causado pelo chaveamento em alta velocidade, que pode trazer problemas para o sistema de controle, incluindo instabilidade, a função sinal presente em (8) foi substituída pela função conhecida como camada limite, que permite que a trajetória de estados permaneça numa região próxima à superfície de deslizamento, não restritamente sobre a mesma. Dessa forma, a lei de controle passa a atuar de maneira mais suave, evitando o fenômeno da trepidação. Reescrevendo-se a lei de controle, tem-se:

$$u(t) = -k \cdot e(t) - \hat{\beta}(t) \cdot \gamma \cdot \text{cam}_{lim}(S) \quad (9)$$

O ganho de chaveamento $\hat{\beta}$ é adaptado como mostrado em (10), sendo γ uma constante positiva que permite a escolha da velocidade de adaptação para o ganho de chaveamento (Barambones & Alkorta, 2010).

$$\dot{\hat{\beta}} = \gamma \cdot |S|, \quad \hat{\beta}(0) = 0 \quad (10)$$

Para se obter o correto rastreamento da trajetória da velocidade, as seguintes hipóteses são formuladas:

- (a) Existe um ganho de chaveamento β desconhecido, finito e não negativo de forma que $\beta > d_{max} + \eta$, $\eta > 0$, sendo $d_{max} \geq |d(t)| \forall t$ e η uma constante positiva.
Esta condição implica somente que as incertezas do sistema são de magnitudes limitadas.
- (b) A constante γ deve ser definida tal que $\gamma \geq 1$.

Teorema 1: Considerando-se a equação para o motor de indução apresentada em (3) e a superfície (7), uma vez que as considerações (a)-(b) forem verificadas, a lei de controle (5) conduz a velocidade mecânica do rotor $\omega_m(t)$ para que o erro do laço da velocidade $e(t)$ tenda a zero com o tempo tendendo ao infinito.

A prova deste teorema será realizada utilizando a teoria de estabilidade de Lyapunov.

Prova: A candidata a função de Lyapunov utilizada é definida em (11).

$$V(t) = \frac{1}{2} S(t) \cdot S(t) + \frac{1}{2} \tilde{\beta}(t) \cdot \tilde{\beta}(t) \quad (11)$$

sendo $S(t)$ a variável de deslizamento já definida e $\tilde{\beta}(t) = \hat{\beta}(t) - \beta$.

A derivada de $V(t)$ em relação ao tempo fica:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= S(t) \cdot \dot{S}(t) + \tilde{\beta}(t) \cdot \dot{\tilde{\beta}}(t) \\ &= S \cdot [\dot{e}] + \tilde{\beta} \cdot \dot{\hat{\beta}} \\ &= S \cdot [-a \cdot e + u + d] + \tilde{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| \\ &= S \cdot [-a \cdot e + u + d] + (\hat{\beta} - \beta) \cdot \gamma \cdot |S| \\ &= S \cdot [-a \cdot e - k \cdot e - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot \text{sgn}(S) + d] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ (\hat{\beta} - \beta) \cdot \gamma \cdot |S| \\ &= S \cdot [-(a + k) \cdot e + d - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot \text{sgn}(S)] \\ &+ \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| - \beta \cdot \gamma \cdot |S| \\ &= -S \cdot (a + k) \cdot e + d \cdot S - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| \\ &+ \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot |S| - \beta \cdot \gamma \cdot |S| \\ &= -(a + k) \cdot e^2 + d \cdot e - \beta \cdot \gamma \cdot |e| \end{aligned}$$

Tem-se, então:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq |d| \cdot |e| - \beta \cdot \gamma \cdot |e| \\ &\leq |d| \cdot |e| - (d_{max} + \eta) \cdot \gamma \cdot |e| \\ &= |d| \cdot |e| - d_{max} \cdot \gamma \cdot |e| - \eta \cdot \gamma \cdot |e| \\ &\leq -\eta \cdot \gamma \cdot |e| \end{aligned}$$

E, portanto:

$$\dot{V}(t) \leq 0$$

Usando-se o método direto de Lyapunov, desde que $V(t)$ seja claramente positiva definida, $\dot{V}(t)$ é negativa semidefinida e $V(t)$ tende ao infinito conforme $S(t)$ e $\tilde{\beta}(t)$ tendem ao infinito. Então, o equilíbrio na origem $[S(t), \tilde{\beta}(t)] = [0, 0]$ é globalmente estável e, portanto, as variáveis $S(t)$ e $\tilde{\beta}(t)$ são limitadas. Assim, visto que $S(t)$ é limitada, tem-se que $e(t)$ também é, já que $S(t) = e(t)$. Analisando-se (4) tem-se que $\dot{S}(t)$ é limitada, pois $e(t)$, $u(t)$ e $d(t)$ também são.

Realizando-se a derivada segunda da candidata a função de Lyapunov tem-se (12), que também é limitada.

$$\ddot{V}(t) = -2(a + k)e \cdot \dot{e} + d \cdot \dot{e} - \beta \cdot \gamma \cdot \frac{d}{dt} |e| \quad (12)$$

Sob estas condições, se $\dot{V}(t)$ é limitada, $V(t)$ é uma função uniformemente contínua. Assim, o lema de Barbalat permite concluir que $\dot{V}(t) \rightarrow 0$ se $t \rightarrow \infty$, o que implica que $S(t) \rightarrow 0$ se $t \rightarrow \infty$. Além disso, todas as trajetórias a partir da superfície de deslizamento $S = 0$ vão ao equilíbrio assintoticamente e então permanecerão sobre a mesma.

Finalmente, a componente da corrente que comanda o torque, $i_{qs}^{e*}(t)$, pode ser obtida diretamente substituindo-se (9) em (5), conforme (13).

$$i_{qs}^{e*}(t) = \frac{1}{b} \cdot [k \cdot e - \hat{\beta} \cdot \gamma \cdot \text{cam}_{lim}(S) + a \cdot \omega_m^* + \dot{\omega}_m^* + f] \quad (13)$$

O controle com estrutura variável e modo deslizante proposto resolve, então, o problema de rastreamento da velocidade para o motor de indução considerando-se incertezas nos parâmetros mecânicos e torque de carga.

Na próxima seção serão apresentados resultados de simulação para: i) sistema sem falhas, ii) falhas no rotor, iii) falha por queda de tensão e iv) falhas concomitante de rotor e queda de tensão.

3 Simulações e Resultados

Após estudos e análises apresentados, desenvolveu-se um modelo de um MIT e também o modelo do controlador para o *driver* de acionamento, utilizando-se o *software* MATLAB/Simulink.

Na Tabela 1 são mostrados os valores dos principais parâmetros do MIT utilizado nas simulações realizadas, sendo este modelo retirado de Ozpineci & Tolbert (2003).

Tabela 1. Parâmetros da máquina de indução.

Parâmetro	Descrição	Valor
f_b	Frequência base	60 Hz
R_s	Resistência estatórica	0,19 Ω
R_r	Resistência rotórica	0,39 Ω
L_{ls}	Indutância do estator	0,21 mH
L_{lr}	Indutância do rotor	0,6 mH
L_m	Indutância magnetizante	4,0 mH
p	Número de polos	4
J	Momento de inércia	0,0226 Kg.m ²

Em conjunto com o método do controle vetorial selecionado foram utilizados (separadamente) dois diferentes tipos de controladores: Um controlador clássico do tipo PI (Proporcional – Integral), utilizado na maioria das aplicações industriais, e um robusto do tipo CEV-MD. Também foram simuladas diferentes condições de operação a fim de analisar o desempenho dos controladores em cada uma delas: condições ideais (sem nenhum tipo de falha), considerando uma variação da resistência rotórica e considerando uma falha de queda de tensão nos terminais da máquina.

Observa-se na Figura 2 o diagrama de blocos no ambiente MATLAB/Simulink para o sistema de um MIT, utilizando o método de controle vetorial indireto orientado sobre o fluxo do rotor. Este diagrama de blocos é genérico para os dois controladores utilizados, sendo a única diferença o bloco *Controle de Torque e Fluxo*, que difere para cada controlador. Utilizou-se também um regulador que realiza um controle PWM de corrente com banda de histerese, que é basicamente um método de controle PWM de corrente realimentado instantaneamente, onde as correntes reais (i_{abc}) rastreiam continuamente as correntes de comando (i_{abc}^*) com o auxílio de uma banda de histerese.

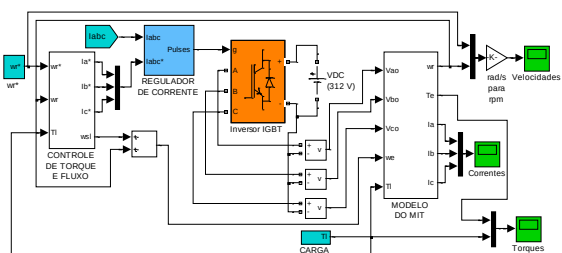


Figura 2. Diagrama de blocos do controle vetorial de um MIT no ambiente MATLAB/Simulink.

São apresentados na Tabela 2 os valores de alguns parâmetros utilizados nas simulações, em sua maior parte ganhos utilizados nos diferentes sistemas.

Tabela 2. Parâmetros utilizados nas simulações com os controladores PI e CEV-MD.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional do PI	100
Ganho integral do PI	20
Coefficiente de atrito da máquina (B)	0,05 [Nms]
Ganho “ γ ” do CEV/MD	60
Ganho “ k ” do CEV/MD	20

Em todas as simulações realizadas, o sistema apresenta o seguinte comportamento: aceleração da máquina entre os tempos de 0 a 0,15 seg., velocidade constante entre 0,15 a 0,35 seg., desaceleração entre 0,35 e 0,40 seg., velocidade constante entre 0,40 e 0,55 seg., novamente aceleração entre 0,55 e 0,6 seg. e a partir de 0,6 seg. a velocidade de referência é mantida constante.

No instante de 1,0 seg. há entrada de uma carga de 40 Nm no eixo do motor, que até então trabalhava a vazio, e no instante de 2,0 seg. a carga é diminuída, de maneira que o motor passa a trabalhar com 25 Nm. A dinâmica do modelo da máquina utilizada foi baseada em (Ozpineci & Tolbert, 2003).

3.1 Sistema com condições ideais de operação.

Nesta subseção são apresentados os resultados de simulação para o sistema operando sem falhas no rotor, nem queda de tensão.

Analizando-se a Figura 3 constata-se que a dinâmica de torques é rápida para ambos os controladores, com picos um pouco mais elevados nos transitórios para o caso do CEV-MD. Isso se dá ao fato de que por um curto espaço de tempo a trajetória de estados sai da superfície deslizante, mas rapidamente retorna à mesma.

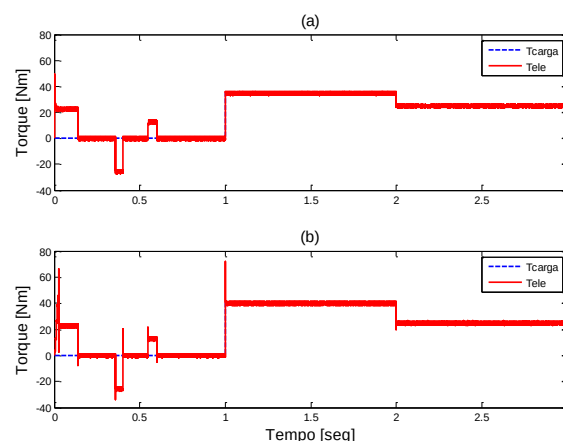


Figura 3. Torques de carga e elétrico para o sistema operando em condições ideais. (a) PI; (b) CEV.

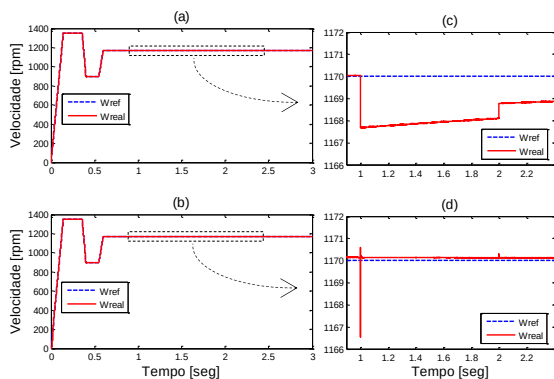


Figura 4. Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando em condições ideais: (a) PI; (b) CEV; (c) Detalhe do PI; (d) Detalhe do CEV.

Na Figura 4 pode ser observado que a velocidade real do motor segue com boa precisão a referência. No zoom mostrado, no entanto, é possível notar que o controlador CEV-MD apresenta maior precisão que o PI, principalmente com o motor trabalhando com carga máxima.

3.2 Sistema operando com uma variação de 50% da resistência rotórica.

A Figura 5 não apresenta diferenças significativas com relação à Figura 3, com ambos controladores não aparentando sofrer influências expressivas com a variação da resistência rotórica quanto a seus torques.

Observa-se na Figura 6 que a velocidade real segue muito próxima da referência, mas novamente é constatado que o sistema com o controlador PI possui uma queda na velocidade com a entrada da carga (instante de 1 segundo), o que não é observado para o caso do CEV-MD.

Além disso, há uma pequena oscilação presente na velocidade causada pela variação senoidal que existe na resistência rotórica, sendo esta variação de maior magnitude para o caso do sistema trabalhando com o controlador clássico.

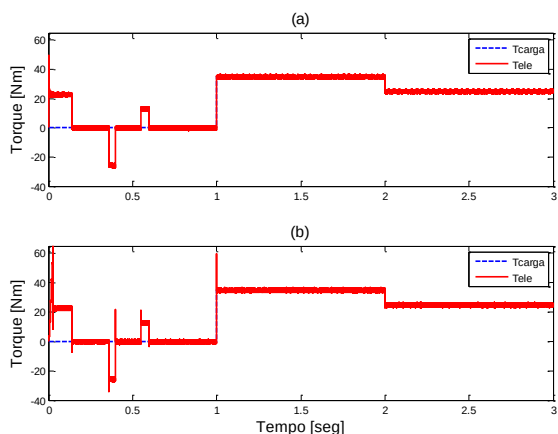


Figura 5. Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação paramétrica. (a) PI; (b) CEV.

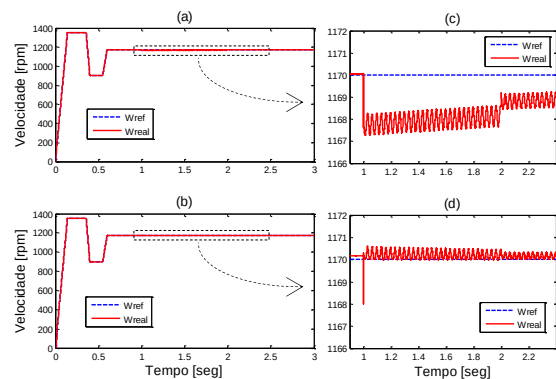


Figura 6. Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica: (a) PI; (b) CEV; (c) Detalhe do PI; (d) Detalhe do CEV.

3.3 Sistema operando com falha de queda de tensão de 60% nos terminais da máquina.

É proposta nesta seção uma análise do desempenho dos controladores quando o sistema é submetido a uma queda de tensão da rede de 30% da tensão nominal.

É possível visualizar na Figura 7 que no momento em que ocorre a falha por queda de tensão na rede (em 2,2 segundos), ambos os controladores parecem sentir o problema, mas continuam com um bom controle de torque.

Analisando-se a Figura 8, que descreve a resposta da velocidade, fica nítido que o sistema com o controlador PI é mais afetado pela falha. Através do detalhe apresentado nas curvas (c) e (d), justamente durante a presença da falha, observa-se que enquanto a velocidade cai quase 70 rpm quando o sistema trabalha com o controlador PI, esta queda fica por volta de 15 rpm quando o sistema se encontra com o controlador robusto.

Outro fato importante é que com o controlador CEV-MD a velocidade real rapidamente volta à referência, enquanto que com o controlador PI a velocidade também tende a voltar à referência, mas de maneira muito mais lenta.

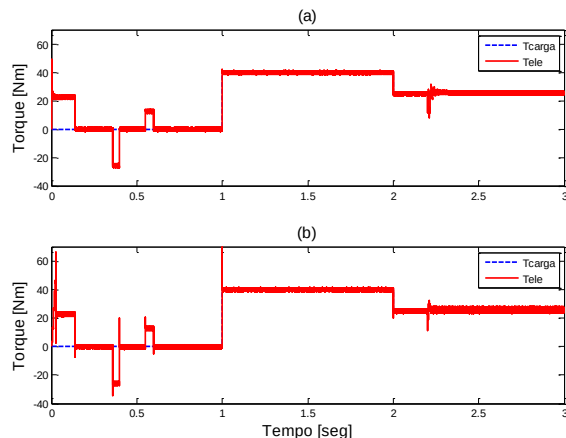


Figura 7. Torques de carga e elétrico para o sistema operando com queda de tensão. (a) PI; (b) CEV.

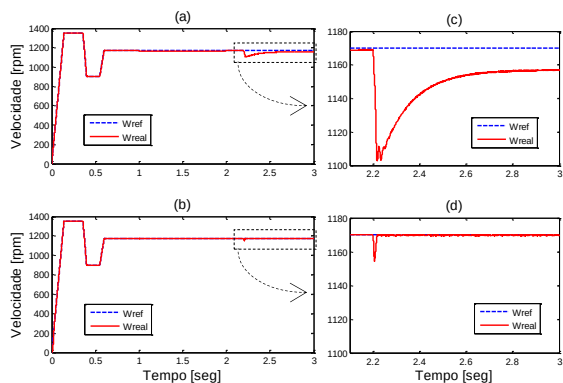


Figura 8. Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com queda de tensão: (a) PI; (b) CEV; (c) Detalhe do PI; (d) Detalhe do CEV.

3.4 Sistema operando com variação de 50% da resistência rotórica e com falha de queda de tensão de 60% nos terminais da máquina.

Considerando-se ambas falhas impostas ao sistema os dois controladores mostraram sofrer certa influência. Isso fica claro na Figura 9, onde nota-se uma considerável oscilação presente no torque elétrico a partir do momento em que há a falha em questão. Na Figura 10 observa-se mais uma vez que a queda de velocidade causada pela falha é muito maior para o sistema trabalhando com o controlador clássico e que as oscilações novamente encontram-se presentes em ambos os casos.

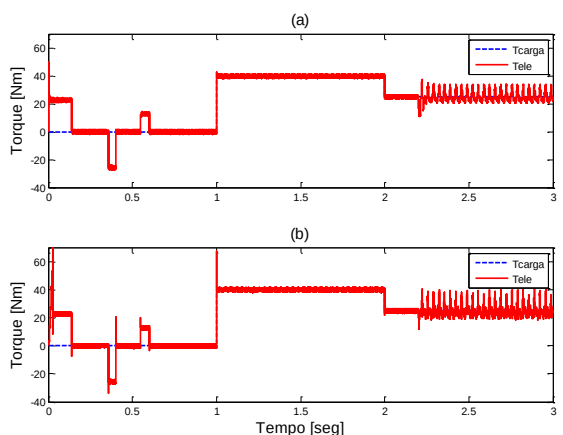


Figura 9. Torques de carga e elétrico para o sistema operando com variação paramétrica e falha de queda de tensão. (a) PI; (b) CEV.

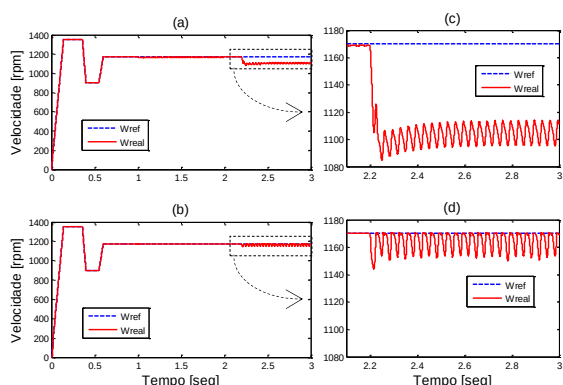


Figura 10. Velocidades de referência e real do motor para o sistema operando com variação paramétrica e falha de queda de tensão: (a) PI; (b) CEV; (c) Detalhe do PI; (d) Detalhe do CEV.

4 Conclusão

Através da análise dos resultados em ambiente de simulação, pode-se verificar que o controle vetorial indireto orientado sobre o fluxo do rotor apresentou um ótimo desempenho com ambos os controladores. No entanto, constata-se que o controlador robusto do tipo CEV-MD apresentou um desempenho superior ao controlador clássico PI tanto com relação à precisão no controle da velocidade quanto com relação à robustez nos casos de variação do parâmetro da resistência rotórica e de falha de tensão nos terminais da máquina.

Agradecimentos

Os autores agradecem à *Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES* e a *FAPESP* (Projeto Temático 2011/17610-0) pelo apoio financeiro dado a esta pesquisa.

Referências Bibliográficas

- Barambones, O. and Alkorta, P. (2010). *A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law*. Journal of The Franklin Institute 348, pp 300-314.
- Bose, B. K. (2001). *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, USA.
- Cildoz, M. U. (2014). *Estudo Comparativo De Controladores De Estrutura Variável Por Modos Deslizantes Aplicados A Veículos Subaquáticos Autônomos*. Dissertação de Mestrado – Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Foz do Iguaçu-PR.
- Ding, M. and Gu, C. (2014). *Slip Frequency Correction Method for Indirect Vector Control System Considering Parameters Deviation*. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 22-25, 2014, Hangzhou, China, pp 88-91.
- Ghosh, E., Mollaeian, A., Hu, W., Kar, N. C. A. (2016) *Novel Control Strategy for On-line Harmonic Compensation in Parametrically Unbalanced Induction Motor*. This article has been accepted for publication. IEEE Transactions on Industrial Electronics. DOI 10.1109/TMAG.2016.2528223.
- Ozpineci, B. and Tolbert, L. M. (2003). *Simulink Implementation of Induction Machine Model – A Modular Approach*, IEEE.
- Trachi, Y., Elbouchikhi, E. and Choqueuse, V. (2016). *Induction Machines Fault Detection Based on Subspace Spectral Estimation*. This article has been accepted for publication. IEEE Transactions on Industrial Electronics. DOI 10.1109/TIE.2016.2570741.
- Utkin, V. I. (1978). *Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems*, Mir Publishers, Moscow.
- Utkin, V. I. (1992). *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer-Verlag, Berlin.