

IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE *ADRC* (*ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROL*) NO ACIONAMENTO DE MÁQUINAS DE TRACÇÃO DE ELEVADORES

MARCOS B. NARDI*, AURÉLIO T. SALTON†, JEFERSON V. FLORES‡

Emails: mnardi1@gmail.com, aurelio.salton@pucrs.br, jefferson.flores@pucrs.br

Abstract— This paper deals with the design and implementation of a discrete controller for reference tracking of elevators with subject to permanent magnet synchronous motors. The proposed controller uses a technique called *ADRC* - *Active Disturbance Rejection Control*, implementing a linear extended state observer that estimates a generalized disturbance of the plant, which is then actively rejected. The controller was implemented in an inverter control board and the application was validated through an experimental setup based on an elevator traction machine with no load. Experimental results are presented to validate the proposed control strategy, showing that the proposed method simplifies the tuning of the control parameters by field technicians. As a result, an improved performance is expected while reducing the setup time.

Keywords— *ADRC*, elevator control, disturbance observer, linear extended state observer.

Resumo— Este artigo aborda o projeto e a implementação de um controlador em tempo discreto para seguimento da trajetória em elevadores elétricos com motor síncrono de ímãs permanentes. O controle proposto utiliza a técnica *ADRC* - *Active Disturbance Rejection Control*, implementando um observador de estados linear estendido que estima a perturbação total da planta, a qual é ativamente rejeitada pelo controlador. O controle foi implementado em um módulo de controle de acionamento de inversor de frequência e a aplicação foi validada através de uma bancada experimental baseada em uma máquina de tração de elevador a vazio. Resultados experimentais são apresentados para validar a estratégia de controle proposta, comprovando que esta implementação simplifica o ajuste do elevador em campo pelo técnico, evitando elevadores com problemas de ajuste e aumentando, assim, a qualidade e performance do produto percebida pelos passageiros.

Palavras-chave— *ADRC*, controle de elevador, observador de distúrbios, observador de estados linear estendido.

1 Introdução

O objetivo principal do controle do movimento do elevador é iniciar o movimento da cabina a partir do repouso, acelerar até a velocidade nominal, subir ou descer a cabina na caixa de corrida, desacelerar e repousar precisamente no nível do pavimento do andar designado (Andrew and Kaczmarczyk, 2011). O sistema de controle do elevador deve atingir diversos objetivos (Andrew and Kaczmarczyk, 2011), como posicionamento preciso da cabina no nível do pavimento, medição e controle da velocidade da cabina, controle preciso do torque do motor da máquina de tração, controle da taxa de variação da aceleração, normalmente referida como *jerk*.

Há diferentes tipos de motores que podem ser aplicados em máquinas de tração de elevadores. De acordo com (CIBSE, 2005), no passado motores DC proviam a melhor qualidade de viagem pois a velocidade do motor pode ser facilmente controlada utilizando um gerador DC com saída variável. Nos anos 80, conversores estáticos foram substituindo geradores DC, de modo que motores AC de indução passaram a ser utilizados em máquinas com engrenagem (com caixa de redução). Melhorias nas técnicas de controle por tensão e frequência introduziram no mercado motores AC de indução aplicados em máquinas compactas sem engrenagem. Atualmente, os inversores mais utilizados são do tipo VVVF (tensão variável e frequência variável) aplicados em máquinas compactas sem engrenagem utilizando motores síncro-

nos de ímãs permanentes (CIBSE, 2005).

Mais de 90% do controle aplicado atualmente na indústria é do simples tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo) (Gao, 2006). Há diversos métodos de ajuste de controladores PID, por exemplo, Ziegler-Nichols (Jaganathan et al., 2010); (Wu et al., 2014), lógica fuzzy (Xiaoping and Jidong, 2010); (Kumar et al., 2006), rede neural (Kumar et al., 2006), algoritmo genético (Kumar et al., 2006), controladores adaptativos (Jung et al., 2015), alocação de polos (Cominos and Munro, 2002), alocação de polos dominantes (Olsson, 2008), Haalman (Wu et al., 2014), entre outros. O cálculo destes ganhos através dos diversos métodos é complexo, na prática os técnicos de campo realizam o ajuste destes parâmetros de modo subjetivo, podendo haver elevadores apresentando má performance em diversas situações. Este cenário é muito prejudicial à indústria de elevadores, visto que a performance do elevador é extremamente afetada caso o ajuste não esteja satisfatório.

A técnica de *ADRC* (Gao, 2006) propõe uma mudança de paradigma na teoria atual de controle: ao invés de modelar uma planta, aproximando matematicamente fenômenos físicos, a técnica de *ADRC* considera a planta como uma perturbação generalizada, a qual deve ser rejeitada para atingir o seguimento desejado da curva de referência. Assim, a descrição do comportamento da planta através de uma expressão analítica não é necessária para que esta seja controlada, basta que o valor desta expressão seja mensurável em

tempo real.

A ideia central da técnica de ADRC é: o controle de um processo complexo não-linear, variante no tempo e incerto é reduzido a um problema simples, do tipo $\ddot{y} = u_0$, através de estimação e rejeição diretas da perturbação generalizada, i.e., a dinâmica desconhecida da planta e perturbações externas ao sistema. A técnica já é utilizada em diversas aplicações, como estabilização de plataforma fotoelétrica, servo controle para simulador de voo (Man-Lin et al., 2010), controle de profundidade para submarino (Kun and Changbo, 2011), controle para interceptação de alvos móveis (Chunzhe and Yi, 2010), controle lateral de robô móvel (Song and Li, 2007).

Este artigo propõe a aplicação da técnica de controle ADRC no laço de realimentação de velocidade no controle de motores síncronos aplicados em máquinas de tração de elevadores, ao invés do controle PID utilizado atualmente. O controle foi implementado em um módulo de controle de acionamento de inversor de frequência e a aplicação foi validada em laboratório, utilizando uma máquina de tração de elevador a vazio baseada em um motor síncrono de ímãs permanentes. Esta implementação simplifica o ajuste do elevador em campo pelo técnico, evitando elevadores com problemas de ajuste e aumentando, assim, a qualidade e performance do produto percebida pelos passageiros.

2 Modelagem Matemática

2.1 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes

Motores síncronos de ímãs permanentes (também chamados *PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor*) são utilizados em situações que requerem estabilidade de velocidade, possuindo eficiência e fator de potência maiores do que motores assíncronos (Krishna and Rao, 2011). Além disso, a combinação de um rotor interno de ímãs permanentes e enrolamentos externos oferece a vantagem de baixa inércia rotórica, dissipação térmica eficiente e redução do tamanho do motor. O fato de não utilizar escovas reduz ruído, geração de interferência eletromagnética e elimina a necessidade de manutenção das mesmas (Simon et al., 1999). Por estas e outras razões, este tipo de motor é utilizado na maior parte das máquinas de tração de elevadores (CIBSE, 2005).

O torque de PMSM é controlado através da corrente de armadura (corrente no estator), visto que o torque eletromagnético é proporcional a esta corrente (Krishna and Rao, 2011). Para realizar este controle, as equações elétricas são projetadas de um eixo trifásico estacionário em um eixo bidimensional rotativo. Esta projeção matemática, obtida através da aplicação das transformadas de *Clarke* e *Park* simplifica substancialmente

a expressão das equações elétricas, eliminando a dependência dos parâmetros de tempo e posição (Instruments, 1996). A Fig. 1 representa o novo sistema de coordenadas, indicando o vetor da corrente no estator posicionado no eixo dq .

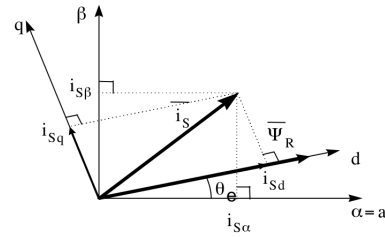


Figura 1: Vetor corrente no eixo dq (Instruments, 1996)

As equações referentes a PMSM, referenciadas ao eixo dq , estão representadas abaixo:

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r i_{qs} + \omega_r \lambda_d + \frac{d}{dt} \lambda_q \\ v_{ds} &= r i_{ds} + \omega_r \lambda_q + \frac{d}{dt} \lambda_d \\ \lambda_q &= L_q i_{qs} \\ \lambda_d &= L_d i_{ds} + \lambda_m \end{aligned} \quad (1)$$

onde, v_{qs} e v_{ds} , λ_d e λ_q , L_q e L_d , e i_{qs} e i_{ds} são respectivamente as tensões no estator, os fluxos magnéticos, as indutâncias e correntes referenciadas ao eixo dq . Além disto, r é a resistência dos enrolamentos do estator, ω_r é a velocidade de rotação elétrica do rotor e λ_m é uma constante que representa o pico do fluxo magnético concatenado devido aos ímãs (Yaou et al., 2010).

Na maioria das aplicações de PMSM, a indutância do estator é independente da posição do rotor, portanto $L_q = L_d$.

Assim, o torque eletromagnético tem função do número de par de polos P do motor, é dado por

$$T_E = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_m i_{qs} \quad (2)$$

Da equação (2) podem-se tirar duas conclusões: o torque do motor PMSM é diretamente proporcional à corrente do estator e somente a parcela da corrente do eixo q gera torque. Portanto, para otimizar o torque gerado para uma dada corrente no estator, a estratégia apropriada é zerar a corrente no eixo d . A ação dos reguladores de corrente, então, é aplicar o vetor de corrente diretamente sobre o eixo q (Simon et al., 1999).

2.2 Modelagem de Elevadores

Elevadores são sistemas eletromecânicos utilizados para realizar transporte vertical. O tipo de elevador considerado neste projeto será de tração com motor elétrico (PMSM), com sistema de tração 2:1 (CIBSE, 2005).

O eixo do motor da máquina de tração é acoplado à polia de tração, a qual é responsável por tracionar todo o sistema mecânico (o qual pode

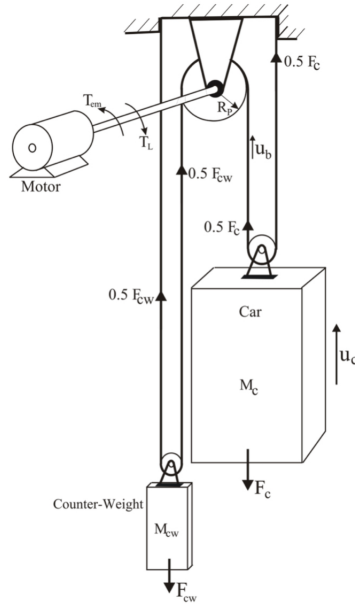


Figura 2: Modelo de elevador
(Ford, 2012)

ser considerado como a carga do sistema). Os cabos de tração passam pela polia e interligam a cabine, de um lado, ao contrapeso, de outro (Fig. 2). A massa do contrapeso é definida de modo que o sistema fique equilibrado quando a cabine estiver com 50% de sua capacidade ocupada.

A equação do sistema completo, visto a partir do motor, é:

$$T_E = J_{Eq}(p) \frac{d\omega_m}{dt} + F(p)\omega_m + T_L(p) \quad (3)$$

onde T_E é o torque a ser aplicado pelo motor, $J_{Eq}(p)$ é o momento de inércia equivalente do elevador, ω_m é a velocidade angular do rotor, $F(p)$ é o coeficiente de atrito e $T_L(p)$ é o torque que a carga exerce no eixo da máquina. Todas estas variáveis possuem relações não lineares com a posição p do elevador na caixa de corrida. Estas não linearidades são advindas principalmente do peso dos cabos de tração e das irregularidades das guias de cabine e contrapeso.

Ignorando as dependências não lineares em p , o sistema pode ser escrito na forma linear em espaço de estados,

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{F}{J_{Eq}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_{Eq}} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J_{Eq}} \end{bmatrix} T_L \quad (4)$$

onde $u = T_E$ é a entrada do sistema, e x_1 é a posição angular e x_2 a velocidade de rotação do motor.

2.3 Acionamento de Motores Aplicados a Elevadores

Quando é realizada uma chamada no elevador, o módulo de controle principal analisa a distância que será percorrida entre os pavimentos e define,

de acordo com rotinas padrões, uma curva S de velocidade. Esta curva é enviada para o controlador do inversor, portanto será a referência para o novo controle desenvolvido.

O diagrama de blocos do elevador, contemplando o controle de motor utilizado neste projeto, está demonstrado na Fig. 3.

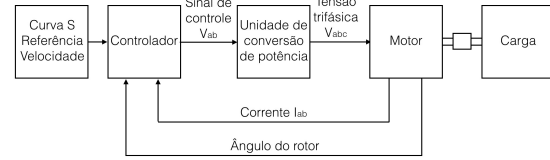


Figura 3: Diagrama de blocos do elevador

O bloco da unidade de conversão de potência contempla a geração dos pulsos de PWM (*Pulse Width Modulation*), bem como os componentes de potência (IGBTs, drivers, etc). Este bloco é responsável por transformar o sinal de controle que vem do controlador (tensão a ser aplicada no motor) em sinal de potência.

O bloco do controlador possui como entradas: curva S de referência, ângulo do rotor do motor (através da leitura do encoder absoluto posicionado no eixo do motor) e corrente do motor. A saída deste bloco é o nível de tensão (sinal de controle) que deve ser aplicado nos enrolamentos trifásicos do motor. Detalhes de funcionamento do controlador podem ser observados na Fig. 4.

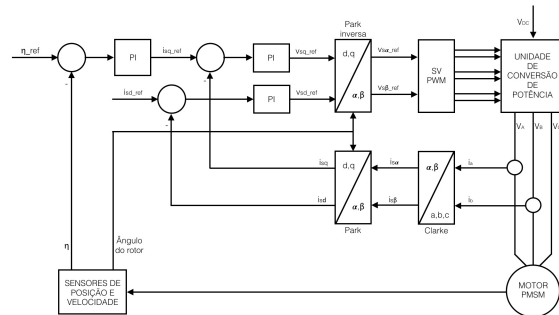


Figura 4: Diagrama de blocos do controlador

O primeiro controlador PI é referente ao laço de controle de velocidade. O sinal de erro é gerado a partir da diferença entre a velocidade desejada (proveniente da curva S gerada pelo controlador principal do elevador) e a velocidade real, medida através do encoder acoplado ao eixo do motor (o encoder informa a posição, portanto a velocidade é obtida através da derivada deste sinal). A saída deste controlador é a corrente i_{qs} (corrente em quadratura do estator).

Os outros dois controladores PI são referentes ao laço de realimentação de corrente. A saída destes dois controladores PI é o sinal de controle referente à tensão que deve ser aplicada no motor (tensão no eixo dq). Este trabalho propõe a subs-

tuição do controlador PI do laço de realimentação de posição e velocidade por um controlador ADRC.

3 Controle por ADRC

Um sistema eletromecânico pode ser representado por

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, d, t) + bu \quad (5)$$

onde y é a posição, b é uma constante, u é o parâmetro de entrada, gerado tipicamente por um motor, d é um parâmetro desconhecido (é a perturbação externa) e $f(y, \dot{y}, d, t)$ representa o efeito combinado de dinâmicas internas e perturbações externas na aceleração.

Na técnica de ADRC (Gao, 2006), o sistema eletromecânico representado em (5) pode ser visto como um integrador duplo multiplicado pela constante b e perturbado por $f(y, \dot{y}, d, t)$. Ou seja, $f(y, \dot{y}, d, t)$ é a perturbação generalizada do sistema e seu conhecimento não é necessário para o projeto e implementação do controlador. Ao invés disso, a única informação necessária é seu valor estimado em tempo real.

Seja $\hat{f}$ a estimativa de $f(y, \dot{y}, d, t)$ em um tempo t , então o método ADRC propõe a seguinte lei de controle:

$$u = \frac{-\hat{f} + u_0}{b}$$

simplificando a implementação do controlador, que quando aplicada à equação (5) torna o sistema em malha fechada igual a $\ddot{y} = u_0$.

A ideia central da técnica ADRC é o controle de um processo complexo não-linear, variante no tempo e incerto sendo simplificado através de estimativa e rejeição diretas e ativas da perturbação generalizada $f(y, \dot{y}, d, t)$. A opção escolhida para estimativa do valor em tempo real de $f(y, \dot{y}, d, t)$ é a utilização de um observador de estados linear estendido. A aplicação é feita através do uso de um modelo em espaço de estados aumentado de (5) que inclua $f(y, \dot{y}, d, t)$ como um estado adicional. Por exemplo, seja $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$ e $x_3 = f$ (considerando que f seja $f(y, \dot{y}, d, t)$), então o espaço de estados aumentado de (5) fica

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Eh \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (6)$$

sendo que

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0] \text{ e } E = [0 \quad 0 \quad 1]^T.$$

O termo inserido $x_3 = f$ é o espaço aumentado, enquanto que $h = \dot{f}$ é referente ao jerk, ou

seja, à variação da aceleração. O observador de estados

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= A\hat{z} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{z} \end{aligned} \quad (8)$$

com o ganho do observador $L = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3]^T$ selecionado apropriadamente, fornece uma estimativa do estado de (6), $z_i = x_i$, $i = 1, 2, 3$. Em particular, o terceiro estado do observador, z_3 , fornece uma estimativa de f . É importante apontar que h é ignorado no modelo do observador, visto que é um parâmetro desconhecido e será estimado pelo termo de correção L . Para simplificar o ajuste, os ganhos do observador são parametrizados como

$$L = [3\omega_0 \quad 3\omega_0^2 \quad 3\omega_0^3]^T$$

ou seja, a banda de passagem do observador, ω_0 , é o único parâmetro de ajuste (Gao, 2006).

Com um observador bem ajustado, o estado z_3 irá estimar $x_3 = f(y, \dot{y}, d, t)$. A lei de controle

$$u = \frac{-z_3 + u_0}{b}$$

faz com que

$$\ddot{y} = (f - z_3) + u_0 \approx u_0$$

A lei de controle utilizada para calcular u_0 é a lei de controle proporcional-derivativa, comumente utilizada

$$u_0 = k_p(r_p - z_1) + k_d(r_v - z_2)$$

onde r_p é a referência de posição e r_v é a referência de velocidade. O ajuste do controlador pode ser simplificado, fazendo-se com que $k_d = 2\omega_c$ e $k_p = \omega_c^2$, onde ω_c é a largura de banda desejada em malha fechada.

4 Aplicação ao Controle de Motor Trifásico para Elevadores

A aplicação da técnica de ADRC é realizada no laço de realimentação de velocidade, ou seja, ao invés de utilizar o controlador PI atual, se utiliza um controle ADRC.

4.1 Observador de Estados Linear Estendido

O modelo apresentado em (6) é discretizado através do método de Euler.

$$\hat{x}(k+1) = A_d\hat{x}(k) + B_d u(k)$$

$$\hat{y}(k) = H\hat{x}(k) + Ju(k)$$

A partir do modelo discretizado, um observador de estados discreto é criado.

$$\hat{x}(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) + L_d (y(k) - \hat{y}(k))$$

$$\hat{y}(k) = H \hat{x}(k) + J u(k)$$

O vetor de ganho do observador L_d é determinado alocando-se os polos da equação característica discreta em um mesmo lugar do plano complexo, ou seja,

$$\lambda(z) = |zI - (A_d - A_d L_d H)| = (z - \beta)^3$$

A relação entre os polos do observador discreto e os polos do observador contínuo é dada por

$$\beta = e^{-\omega_0 T}$$

Após a aplicação do método de Euler, obtém-se

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ bT \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$L_d = \begin{bmatrix} 1 - \beta^3 \\ (2 - 3\beta + \beta^3) \frac{1}{T} \\ (1 - \beta)^3 \frac{1}{T^2} \end{bmatrix}, \quad H = [1 \quad 0 \quad 0],$$

$$J = [0]$$

onde T é o período de amostragem.

4.2 Parâmetros de Ajuste do Controlador

Os ganhos k_p e k_d são calculados através da largura de banda desejada em malha fechada ω_c , onde $k_p = \omega_c^2$ e $k_d = 2\omega_c$. Uma vez que a curva padrão de velocidade de um elevador contempla uma frequência fundamental de $0,5 \text{ rad/s}$, um $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ foi projetado para que o seguimento não fosse comprometido. A frequência ω_0 escolhida para o ajuste do observador foi de $\omega_0 = 50 \text{ rad/s}$, ou seja, tal que o mesmo possua uma dinâmica cinco vezes mais rápida que o sistema em malha fechada. Com esta escolha de frequência a resposta do observador foi rápida o suficiente, sem amplificar de forma demasiada os níveis de ruído.

5 Resultados Experimentais

Para validação do resultado, o controlador foi implementado e testado acionando uma máquina de tração com motor de ímãs permanentes a vazio, seguindo uma curva de velocidade de referência padrão. A curva de velocidade acelera por aproximadamente 3 segundos (mesmo tempo para desaceleração) e mantém a velocidade nominal de 159 rpm por 6 segundos. Um breve ensaio de aceleração resultou na estimação por mínimos quadrados do parâmetro $b = 980$.

A Fig. 5 mostra o controle atuando na prática. É possível visualizar a curva da corrente i_{qs} (amplificada 20 vezes), bem como as curvas de velocidade. É importante ressaltar a boa performance obtida no seguimento à referência da curva de velocidade, visto que a curva de referência de velocidade e a curva de velocidade real são idênticas na maior parte do tempo.

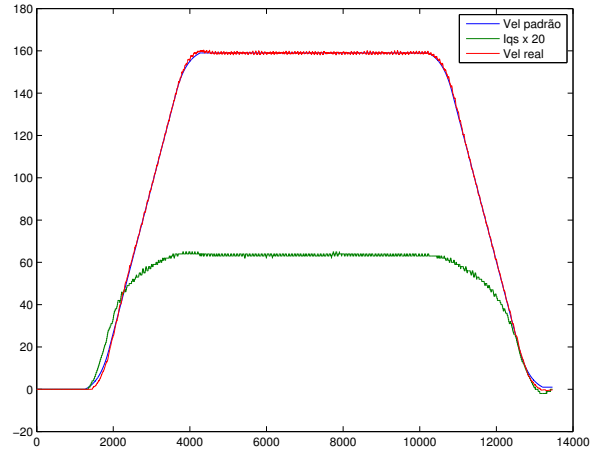


Figura 5: Velocidade padrão, velocidade real e corrente i_{qs}

A fim de testar a robustez do sistema, inúmeros testes foram realizados para diferentes valores do parâmetro b . Observou-se que a performance do controlador foi satisfatória para valores variando de $b = 1.000$ até $b = 4.000$, evidenciando a robustez no ajuste dos ganhos do controlador. A Fig. 6 mostra as curvas de velocidade real para $b = 1.000$ e para $b = 4.000$.

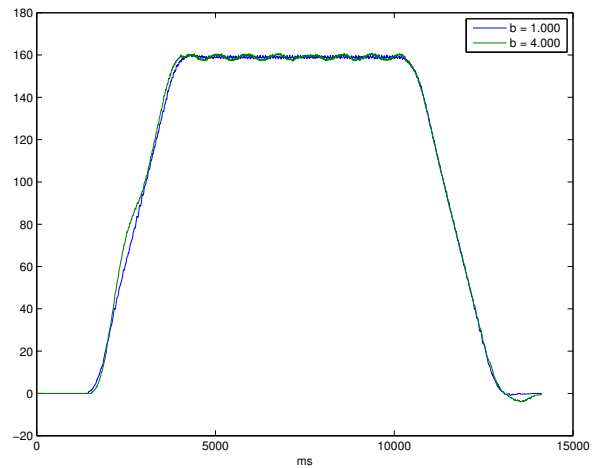


Figura 6: Velocidade para $b = 1.000$ e para $b = 4.000$

6 Conclusão

Este artigo demonstra o desenvolvimeto de uma estratégia de controle baseada na observação e rejeição ativa de perturbação, aplicado ao controle

de motores síncronos de ímãs permanentes aplicados em máquinas de tração de elevadores. Para auxiliar o sistema na rejeição de perturbações, o controlador utiliza um observador de estados linear estendido, estimando a perturbação total do sistema. O método proposto foi avaliado em um sistema real, demonstrando resultados plenamente satisfatórios em comparação com o método utilizado atualmente.

Agradecimentos

Os autores agradecem à Thyssenkrupp Elevadores S/A pelo apoio recebido durante a realização deste trabalho. O presente artigo foi alcançado em cooperação com a Hewlett-Packard Brasil Ltda. com recursos provenientes da Lei de Informática (Lei número 8.248, de 1991), e parcialmente apoiado pelo CNPq 305886/2015-0 (J.V. Flores) and 309272/2015-7 (A.T. Salton).

Referências

- Andrew, J. and Kaczmarczyk, S. (2011). *Systems Engineering of Elevators*, Elevator World.
- Chunzhe, Z. and Yi, H. (2010). Adrc based integrated guidance and control scheme for the interception of maneuvering targets with desired los angle, *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, IEEE, pp. 6192–6196.
- CIBSE, C. G. D. (2005). Transportation systems in buildings, *The Chartered Institution of Building Services Engineers, London*.
- Cominos, P. and Munro, N. (2002). Pid controllers: recent tuning methods and design to specification, *Control Theory and Applications, IEE Proceedings-*, Vol. 149, IET, pp. 46–53.
- Ford, P. J. (2012). *Electric Elevator Drive with Position Control*, PhD thesis, Faculty of the Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science in Electrical Engineering by Peter James Ford BS, Louisiana State University.
- Gao, Z. (2006). Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design, *American Control Conference, 2006*, IEEE, pp. 7–pp.
- Instruments, T. (1996). Clarke & park transforms on the tms320c2xx, *Application Report Literature Number: BPR048*.
- Jaganathan, B., Sharanya, R., Devi, S. K. and Sah, S. K. (2010). Ziegler-nichol's method of online tuning of pmsm for improved transient response, *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2010 International Conference on*, IEEE, pp. 1–4.
- Jung, J.-W., Leu, V. Q., Do, T. D., Kim, E.-K. and Choi, H. H. (2015). Adaptive pid speed control design for permanent magnet synchronous motor drives, *Power Electronics, IEEE Transactions on* **30**(2): 900–908.
- Krishna, D. S. and Rao, C. S. (2011). Speed control of permanent magnet synchronous motor based on direct torque control method, *International Journal of Advances in Science and Technology* **3**(2).
- Kumar, R., Gupta, R. and Singh, B. (2006). Intelligent tuned pid controllers for pmsm drive-a critical analysis, *Industrial Technology, 2006. ICIT 2006. IEEE International Conference on*, IEEE, pp. 2055–2060.
- Kun, H. and Changbo, L. (2011). Submarine depth adrc controller based on pso near surface, *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*, IEEE, pp. 3580–3584.
- Man-Lin, L., Yong-Ling, F., Shuang-Qiao, C. and Dong, G. (2010). Flight simulator table servo control based on adrc strategy, *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, IEEE, pp. 3497–3501.
- Olsson, M. (2008). Simulation comparison of auto-tuning methods for pid control.
- Simon, E. et al. (1999). Implementation of a speed field oriented control of a 3-phase pms motor using tm320f240, *Texas Instruments-Digital Control Systems, spra588*, Citeseer.
- Song, R. and Li, Y. (2007). Study on adrc-based mobile robot lateral control, *Robotics and Biomimetics, 2007. ROBIO 2007. IEEE International Conference on*, IEEE, pp. 1190–1193.
- Wu, H., Su, W. and Liu, Z. (2014). Pid controllers: Design and tuning methods, *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2014 IEEE 9th Conference on*, IEEE, pp. 808–813.
- Xiaoping, S. and Jidong, W. (2010). A vector-control system based on fuzzy self-tuning pid controller for pmsm, *E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE), 2010 International Conference on*, IEEE, pp. 1–4.
- Yaou, Z., Wansheng, Z. and Xiaoming, K. (2010). Control of the permanent magnet synchronous motor using model reference dynamic inversion, *WSEAS transaction on systems and control* **5**.