

# Simulação do controle de posição de um motor de indução trifásico utilizando controle vetorial indireto com controle de malha de corrente

**Eber de Castro Diniz**  
Universidade de Fortaleza  
eber@unifor.br

**Halisson Alves de Oliveira**  
Universidade de Fortaleza  
halisson@unifor.br

**Hélder Emanuel Cavalcante Freire**  
Universidade de Fortaleza  
helderfreire@secrel.com.br

## Resumo

O princípio do controle vetorial para uma máquina de corrente alternada fornece ferramentas suficientes para se perfazer controle de um motor de indução trifásico (MIT) de maneira análoga a um motor de corrente contínua (DC). O controle vetorial de correntes e tensões é resultado de um controle na orientação espacial dos campos eletromagnéticos da máquina, sendo por isso denominado orientador de campo (BLASCHKE, 1971). Os esquemas de controle de campo orientado provêm um avanço significativo no desempenho dinâmico de máquinas CA. O método mais comum de controle de posição e de conjugado, que se tornou padrão industrial (CASADEI *et al*, 2002), utiliza o princípio da orientação de campo nos quais a velocidade do rotor é medida ou estimada pela posição do rotor e a frequência de escorregamento, conseguindo-se assim a frequência de alimentação do estator. A presença de uma malha de corrente de modo a melhorar a performance do sistema pode ser vista como custo adicional na hora da formulação de um produto final. Sendo assim, este documento propõe um estudo comparativo entre um controle vetorial indireto com malha e sem malha de corrente, de modo a fornecer subsídios ao projetista sobre a escolha de que tipo de controle mais se adequa às necessidades do projeto.

**Palavras-chave:** Controle vetorial. Controladores PID. Método do relé. Método de Ziegler-Nichols modificado.

## Abstract

The principle of vector control of AC machine enables the dynamic control of AC motors, and induction motors in particular to a level comparable to that of a DC machine. The vector control of currents and voltages results in control of spatial orientation of the electromagnetic fields in the machine and has led to term field orientation (BLASCHKE, 1971). Field oriented control schemes provide significant improvement to the dynamic performance of ac motors. The usual method of induction motor position and torque control, which is becoming an industrial standard (CASADEI *et al*, 2002), uses the indirect field orientation principle in which the rotor speed is sensed or estimated by rotor position and slip frequency is added to form the stator impressed frequency. The presence of a current control frame regulator enhance the system performance, but have the drawback of increasing the project costs. This paper proposes a comparative study between indirect vector control using wether a current control frame regulator or not, giving the designer enough information for the best approach that fits in the project needs.

**Keywords:** Vector control. PID controllers. Relay feedback. Modified Ziegler-Nichols method.

## 1 Introdução

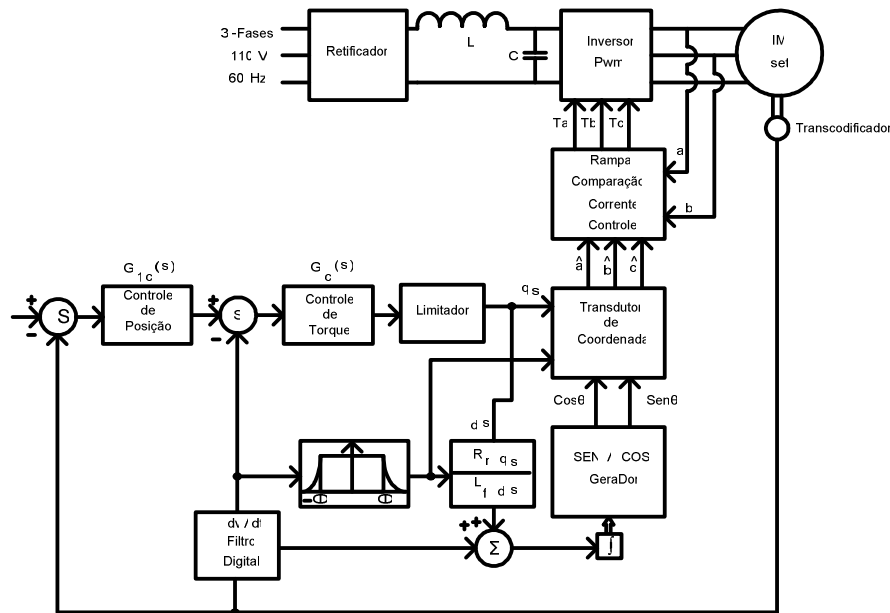
Os processos industriais mais modernos são bastante exigentes no que diz respeito aos acionadores de máquinas elétricas no que tange à eficiência, desempenho dinâmico, flexibilidade de operação, fácil diagnóstico de falhas e comunicação com um computador central. Este fato, em conjunto com o desenvolvimento da microeletrônica e de equipamentos de potência, foram os principais fatores que tornaram a utilização do controle digital de acionadores mais tangível. Há uma grande variedade de aplicações, dentre as quais elevadores, fresas, robôs, etc., com um controle de alta velocidade das variáveis pertinentes (posição e conjugado) que é essencial. Tais aplicações são dominadas por acionadores em corrente contínua (CC), não podendo ser operadas por máquinas de indução através de um controle escalar Tensão/Frequência de modo satisfatório.

Nas últimas duas décadas ocorreram avanços no estudo dos princípios que regem o controle vetorial de máquinas CA, de modo que há hoje em dia um controle destas máquinas, especialmente de indução, com desempenho similar às máquinas CC. Estes controladores são chamados vetoriais porque controlam a amplitude e a fase de uma alimentação CA. O controle vetorial de tensões e correntes resulta no controle da orientação espacial do campo eletromagnético da máquina, justificando assim o termo “campo orientado”. Esse termo é reservado para controladores que mantêm uma orientação espacial de 90 graus entre os componentes de campo crítico. O campo orientado indireto, utilizado neste trabalho, faz uso do fato de que satisfazer a relação entre escorregamento e a corrente do estator é condição necessária e suficiente para produzir orientação de campo (NOVOTNY, 1997).

O controlador usado foi o PID, que teve seus parâmetros calculados através do método de Ziegler-Nichols Modificado, possuindo muitas vantagens se comparado a outros métodos de ajuste de parâmetros, tendo se tornado, no decorrer dos anos, um padrão industrial (ÁSTROM, 1995). Este documento propõe a simulação do controle de posição e de conjugado de um motor de indução trifásico gaiola de esquilo, utilizando campo orientado indireto.

## 2 Modelagem dinâmica do campo orientado indireto para uma máquina de indução trifásica

O diagrama de blocos de um servo posicionador, utilizando controle vetorial indireto e um motor de indução trifásico, é mostrado na fig. 1:



**Figura 1:** Configuração do acionamento de campo orientado indireto para uma máquina de indução.

O acionador consiste principalmente de um servo motor de indução, um mecanismo de orientação de campo, um transformador de coordenadas (ABC para dq0), uma malha de controle de velocidade interna e uma malha de controle de posição externa. O motor utilizado foi uma pequena máquina de indução trifásica conectada em Y, 4 pólos, ¼ HP, 60Hz, 220V, 0,66A de corrente nominal na bobina. A equação de estados de um motor de indução com referência girante síncrona pode ser escrita da seguinte forma (BOSE, 1986):

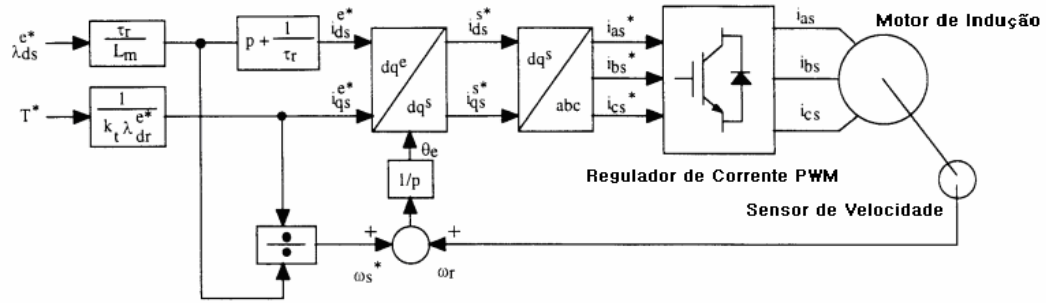
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} \\ \omega_e & -\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} & -\frac{P \omega_r L_m}{2 \sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \frac{P}{2} \omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - \frac{P}{2} \omega_r) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2)$$

Possuindo resultados experimentais comprovando a validade do modelo (PONTES, 2006).  
sendo:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{dr} \quad \lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{qr}$$

O modelo dinâmico do motor de indução e todo o sistema de acionamento pode ser simplificado utilizando o controle de campo orientado, mostrado na fig. 2 (CASADEI, 2002):



**Figura 2:** Diagrama de blocos da orientação de fluxo rotórico em controle vetorial em um motor de indução trifásico.

Em um campo orientado ideal de um motor de indução ocorre desacoplamento entre os eixos direto e em quadratura, e o fluxo rotórico de dispersão é alinhado ao eixo direto. Assim, o fluxo de dispersão e sua derivada no eixo em quadratura é nula, ou seja:

$$\lambda_{qr} = 0 \text{ e } \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (3)$$

O fluxo rotórico de dispersão pode ser calculado através da terceira linha da matriz da equação (1). Utilizando ainda a Eq. (3), têm-se:

$$\lambda_{dr} = \frac{L_m i_{ds}}{1 + s \frac{L_r}{R_r}} \quad (4)$$

Fazendo a constante de tempo elétrica do sistema desprezível com relação à constante mecânica, a constante de tempo da Eq. (4) torna-se próxima a zero e a corrente  $i_{ds}$  se torna constante ( $i_{ds} = i_{ds}^*$ ) de modo a se ter um fluxo rotórico desejado constante. Assim, a Eq. (4) se torna:

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}^* \quad (5)$$

Utilizando as equações Eq. (3) e Eq. (5) a equação de conjugado Eq. (2) se torna:

$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs}^* \quad (6)$$

em que  $i_{qs}^*$  denota o comando de conjugado controlado pela corrente do estator no eixo em quadratura, sendo esta controlada por  $G_c(s)$ , mostrado na fig. 1. No método do campo orientado indireto a frequência precisa ser calculada em coordenadas dq0. Utilizando a quarta linha da Eq. (1) em conjunto com a Eq. (3), a frequência de escorregamento pode ser estimada por:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m R_r i_{qs}^*}{L_r \lambda_{dr}} = \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*} \quad (7)$$

O conjugado gerado, a velocidade rotórica e a posição angular  $\theta_r$  são relacionados por:

$$\omega_r = s \theta_r = \frac{1/J}{s + B/J} [T_e(s) - T_L(s)] \quad (8)$$

Sendo B o coeficiente de atrito viscoso e J a constante de momento de inércia.

### Método de Ziegler-Nichols modificado

Se um ponto arbitrário na curva de Nyquist em um sistema de malha aberta é escolhido, os parâmetros de um controlador proporcional-integral (PI) podem ser calculados de modo a que este ponto seja deslocado para uma outra posição desejada (ÄSTROM, 1995). Se o ponto escolhido em coordenadas polares for descrito por:

$$A = G_p(i\omega_0) = r_a e^{i(\pi+\phi_a)} \quad (9)$$

O qual deve ser realocado, utilizando um controlador, para:

$$B = G_i(i\omega_0) = r_b e^{i(\pi+\phi_b)} \quad (10)$$

Escrevendo a resposta em frequência do controlador, que levará o meu sistema ao ponto da curva desejado(B), como  $C = r_c e^{i(\phi_c)}$  e utilizando Eq. (9) e Eq. (10):

$$r_b e^{i(\pi+\phi_b)} = r_a r_c e^{i(\pi+\phi_a+\phi_c)} \quad (11)$$

Assim, a partir das equação (11), o controlador deve ser escolhido de modo que:

$$r_b = \frac{r_c}{r_a} \quad (12)$$

$$\phi_c = \phi_b - \phi_a \quad (13)$$

Para um controlador PI:

$$K = \frac{r_b \cos(\phi_b - \phi_a)}{r_a} \quad (14)$$

$$T_i = \frac{1}{\omega_0 \tan(\phi_a - \phi_b)} \quad (15)$$

O ponto a ser movido geralmente é o ponto de última ressonância, que pode ser determinado pelo método do relé (ÄSTROM, 1995). É sugerido por Pessen (PESSSEN, 1954) mover este ponto para  $r_b = 0.41$  e  $\phi_b = 61^\circ$ .

### 3 Reguladores de Corrente de Referência Síncrona

A regulação de corrente, utilizando controladores PI ou PID e referência estacionária de sinais em corrente alternada, não possui boa performance, diferentemente do caso das máquinas em corrente contínua, uma vez que a variação nos valores de referência senoidais não produzem um erro de corrente nulo, uma vez que o elemento integrativo do controlador não produz tal erro para este tipo de sinal (SCHAUDER, 1982). No entanto, ao se utilizar uma referência síncrona para o sistema, os sinais alternados de controle tornam-se contínuos em regime permanente, fazendo com que neste caso este tipo de controlador seja apropriado.

Uma vez que a corrente obtida através de sensores possui referência estacionária, o primeiro passo é transformá-la para uma referência síncrona. A referência adotada neste trabalho é a da velocidade do campo girante, calculada através da equação (8). Assim, de modo a se obter a corrente com referência síncrona, procede-se com a conversão clássica de coordenadas (BOSE, 1986):

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} \quad (16)$$

Sendo o “s” sobrescrito no lado esquerdo da equação uma menção aos valores com referência estacionária, enquanto o “e” é sua contraparte síncrona.

Outro problema a ser solucionado é a utilização do comando de tensão ao invés do comando de corrente em processadores digitais de sinal (Digital Signal Processors – DSPs). Em controladores vetoriais o comando para mudança no estado das chaves geralmente se faz através da verificação de uma corrente de referência, seja em malha aberta ou fechada. Para que isto seja feito é necessário o desacoplamento da equação de tensão, de modo a permitir o controle das componentes em eixo direto e em quadratura relacionadas a corrente do estator. O desenvolvimento deste desacoplamento é feito em (LIPO, 1997), resultando em:

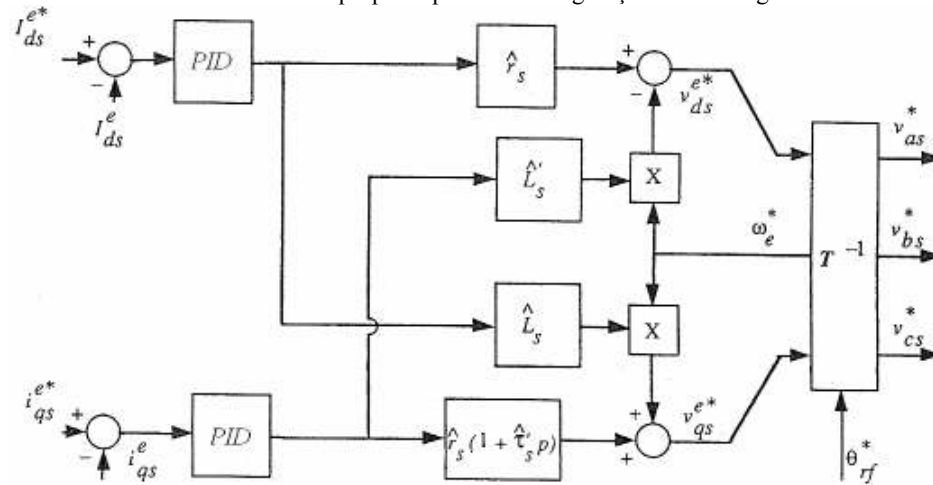
$$v_{qs}^e = (r_s + L_s' s) i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (17)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e - \omega_e L_s' i_{qs}^e \quad (18)$$

Sendo:

$$L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (19)$$

Assim o controlador de corrente proposto possui a configuração vista na figura 3.



**Figura 3:** Diagrama de blocos do controlador de corrente com referência síncrona utilizando um PID clássico.

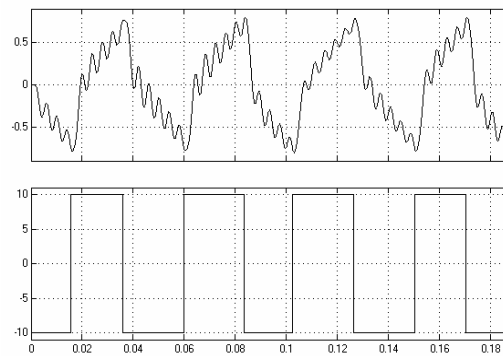
Sendo  $\tau'_s$  a relação entre  $L_s$  e  $r_s$  e  $L_s'$  é dado pela mesma relação da equação (19) utilizando  $L_s$  e  $r_s$ .

#### 4 Resultados da simulação

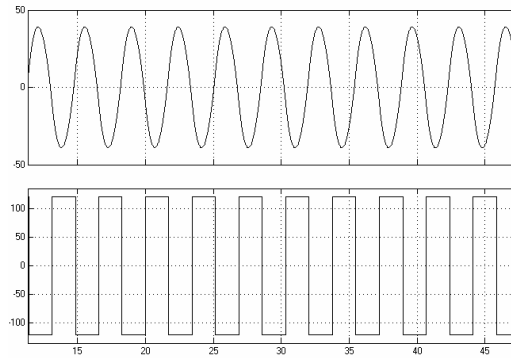
Aplicando o método do relé ao primeiro controlador (i.e., o controlador do comando de conjugado da fig. 1), encontra-se o resultado da fig. 4. Utilizando a equação para se determinar o ponto de oscilação sustentada (ÄSTROM, 1995):

$$G(i\omega_u) = -\frac{\pi a}{4d} \tag{16}$$

sendo  $d$  a amplitude do relé e  $a$  a amplitude da saída do sistema. Encontra-se então o ponto de última ressonância em  $r_a = 0.0628$  e  $\phi_a = 0^\circ$ . Utilizando a sugestão de Pessen, e aplicando as equações (12) e (13), os parâmetros do controlador encontrados são:  $K_p = 3.3616$  e  $T_i = 0.0044$ . O resultado é mostrado na fig. 4, que indica o valor da corrente, em ampères, pelo tempo, em segundos. Repetindo o mesmo método para o primeiro controlador (i.e., o controlador do comando de posição), consegue-se o resultado da fig. 5, que indica o valor da velocidade angular, em rad/s, pelo tempo, e segundos:

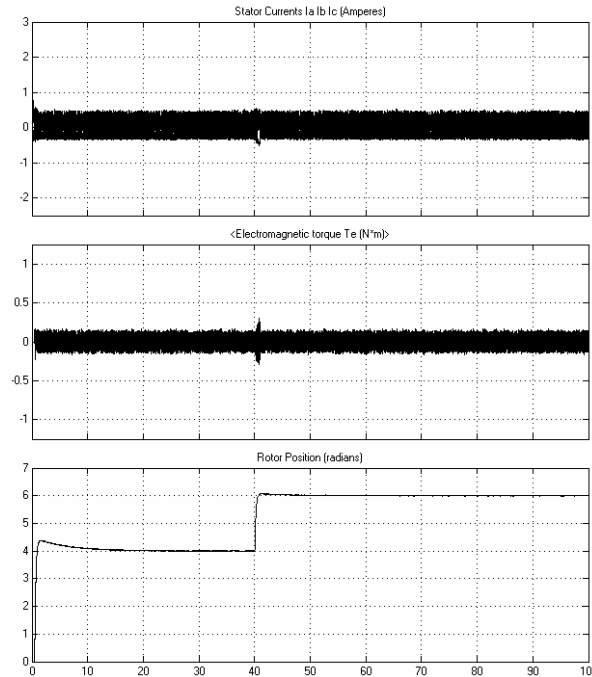


**Figura 4:** Método do Relé Aplicado ao Conjugado

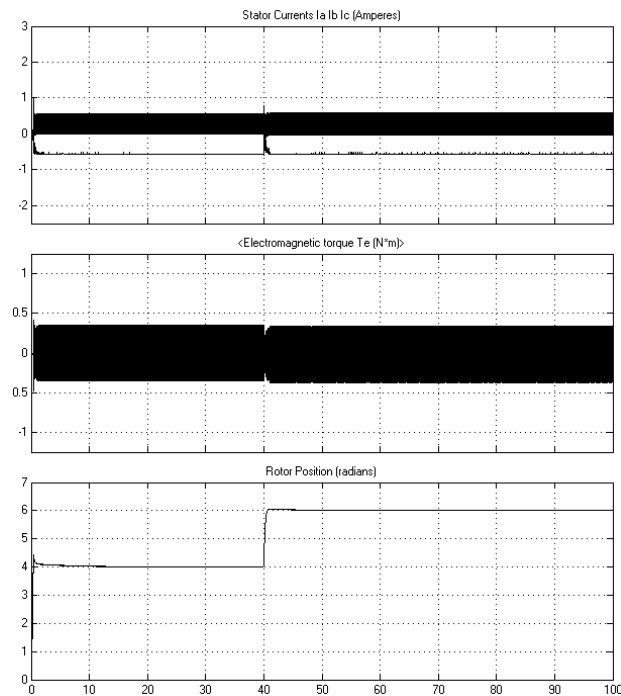


**Figura 5:** Método do Relé aplicado ao Controle de Posição

O ponto de última ressonância na curva de Nyquist para o controlador de conjugado se encontra em  $r_a = 0.2389$  e  $\phi_a = 0^\circ$ . O cálculo dos parâmetros do PI utilizando o mesmo critério de Pessen fornece  $K_p = 7.3432$  e  $T_i = 0.1591$ . Tendo assim o ganho proporcional e o tempo integral para ambos os controladores, e ainda uma referência de posição para 4 radianos, tendo depois a referência de posição modificada para 6 radianos, consegue-se os resultados das fig. 6 e fig. 7:

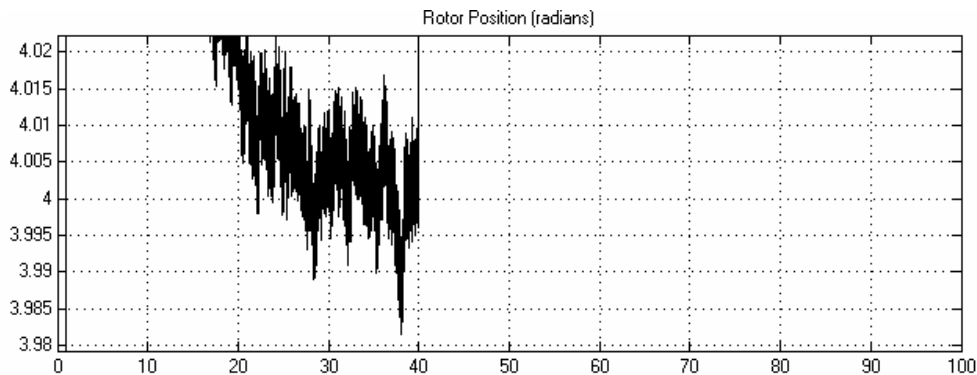


**Figura 6:** Correntes do Estator, Conjugado Eletromagnético e Posição do Rotor a partir da simulação para o controle vetorial sem malha de corrente



**Figura 7:** Correntes do Estator, Conjugado Eletromagnético e Posição do Rotor a partir da simulação para o controle vetorial com malha de corrente

Houve um erro de 0,5% para a referência de posição em regime permanente para o controlador sem malha de corrente, enquanto o controlador com controle da malha de corrente forneceu um erro de 0,2% para a mesma referência de posição. O regime permanente foi atingido, para um erro de 2%, após 6 segundos utilizando o primeiro controlador, ao passo que verificou-se, para o segundo, um tempo de 0,7 segundos. A manutenção da posição mostrou-se mais estável para o segundo controlador, conforme se pode ver nas figs. 8 e 9, que mostram o comportamento da posição em regime permanente. O primeiro controlador mostrou-se mais ruidoso que o segundo, resultando assim em um esforço de controle maior, como pode ser observado nos gráficos das correntes das figs. 6 e 7. Controlar a posição de uma máquina deste tipo é particularmente difícil por esta possuir baixos momentos de inércia e coeficiente de atrito viscoso, que pode ser perfeitamente analisado a partir das correntes do estator, que representam o esforço de controle do sistema.



**Figura 8:** Visão detalhada do controle de posição em regime permanente para o controle vetorial sem malha de corrente

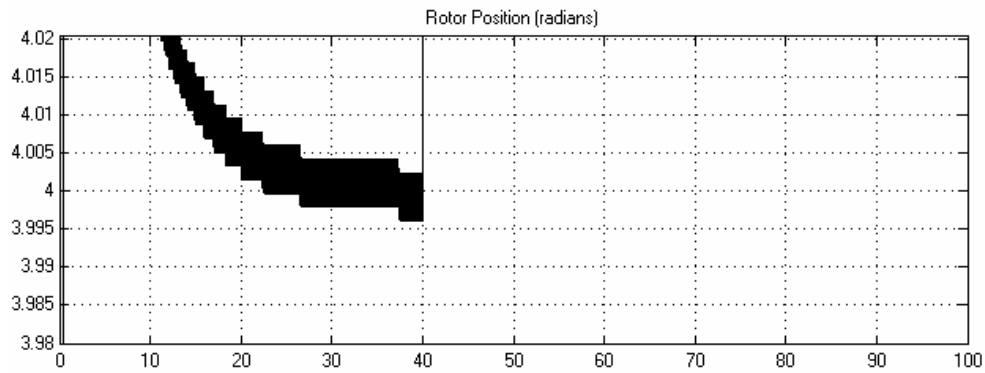


Figura 9: Visão detalhada do controle de posição em regime permanente para o controle vetorial com malha de corrente

## 5 Conclusão

A partir dos estudos realizados neste documento conseguiu-se, a partir da simulação, um comparativo entre um controlador vetorial indireto com e sem malha de corrente para o controle de posição de um motor de indução trifásico de pequeno porte que, como mencionado, possui uma grande dificuldade de ser controlado. O cálculo dos parâmetros do PI encontra grande utilidade para aplicações utilizando Controladores Lógico Programáveis (CLPs) acionando motores de indução, de modo a se ter uma economia de tempo e evitar desgaste excessivo de equipamento realizando testes de ajuste. Como a ferramenta computacional aplicada é facilmente configurável, pretende-se fornecer então cálculo de parâmetros em servo controladores para diversos tipos de motores de indução, sem que seja necessária a utilização de equipamentos reais, podendo assim o engenheiro fazer a decisão da utilização ou não de um equipamento para determinado tipo de processo. Além disso este ensaio pode ser utilizado como verificação ou não da necessidade da presença de sensores de corrente ou não em um projeto. Apesar deste tipo de equipamento encarecer o custo final de um produto, alguns tipos de processo necessitam de uma precisão maior, o que justificaria o encarecimento do produto final.

## Referências

- ASTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *PID controllers: theory, design and tuning*. 2nd ed. New York: Instrument Society of America, 1995.
- ASTRÖM, K. J. et al. Recent advances in relay feedback methods-a survey: systems, man and cybernetics: intelligent systems for the 21st century. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE, 1995, Vancouver. *Proceedings...* Vancouver: IEEE, 1995. v. 3, p. 2616-2621.
- BLASCHKE, F. The Principle of field orientation: the basis for the transvector control of three-phase machines. *Siemens Zeitschrift*, Berlin, v. 45, n. 10, p. 757-760, 1971.
- BOSE, B. K. *Power electronics and ac drives*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1986.
- CASADEI, D. et al. FOC and DTC: two viable schemes for induction motor torque control. *IEEE Transactions in Power Electronics*, Boston, v. 17, n. 5, p. 779-787, 2002.
- HOLTZ, J. Pulse width modulation for electronic power conversion. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE, 1994, Boston. *Proceedings...* Boston: IEEE, 1994. v. 8, p. 1194-1214.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector control and dynamics of AC Drive*. Oxford: Science Publications, 1997.
- PESSON, B. W. How to 'tune in' a three mode controller. *Instrumentation Second Quarter*, London, v. 25. p. 29-54, 1954.
- PONTES, R. S. T.; FERNANDES NETO, T. R.; MENEZES, L. M. Modelagem e simulação do motor de indução trifásico nas notações trifásicas e coordenadas dq0. *Revista Tecnologia*, Fortaleza, v. 25, n. 2, p. 8-17, 2004.
- SCHAUDER, C. D.; Caddy, R. Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance. *IEEE Transactions in Industry Applications*, v. IA-18, n. 2, p. 163, 1982.



TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. *The field orientation principle in control of induction motors*. Boston: Springer, 1982.

### Simbologia

$R_s$	Resistência Estatórica por fase	[Ohms]
$L_s$	Indutância de magnetização estatórica por fase	[H]
$R_r$	Resistência Rotórica por fase referenciada ao estator	[Ohms]
$L_r$	Indutância Rotórica por fase referenciada ao estator	[H]
$L_m$	Indutância de magnetização por fase	[H]
$\hat{L}_s$	Indutância de magnetização estatórica estimada por fase	[H]
$\hat{r}_s$	Resistência Estatórica estimada por fase	[Ohms]
$P$	Número de Pólos	
$\omega_e$	Velocidade elétrica angular	[rad/s]
$\omega_r$	Frequência de escorregamento angular	[rad/s]
$v_{ds}$	Tensão do estator no eixo direto (coordenadas dq0)	[V]
$v_{qs}$	Tensão do estator no eixo em quadratura (coordenadas dq0)	[V]
$i_{ds}$	Corrente do estator no eixo direto (coordenadas dq0)	[A]
$i_{qs}$	Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas dq0)	[A]
$i_{ds}^*$	Comando de Corrente do estator no eixo direto (coordenadas dq0)	[A]
$i_{qs}^*$	Comando de Corrente do estator no eixo em quadratura (coordenadas dq0)	[A]
$\theta_r$	Posição de referência para o eixo do motor	[rad]

### SOBRE OS AUTORES

#### Eber de Castro Diniz

Nascido em Salvador-BA em 1977. Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Ceará em 2003. Recebeu seu título de Mestre em 2006 pela Universidade Federal do Ceará. Doutorando pela Universidade Federal do Ceará. Atualmente atua como professor auxiliar na Universidade de Fortaleza – UNIFOR junto ao Centro de Ciências Tecnológicas. Suas áreas de interesse são Controle Preditivo, Controle Ótimo, Controle Robusto, Máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Sistemas Embarcados, Controle aplicado a Geração de Energia e Controle Vetorial.

#### Halisson Alves de Oliveira

Nascido em Iguatu-CE em 1977. Graduado em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Fortaleza em 2004. Recebeu seu título de Mestre em 2007 pela Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse são Eletrônica de Potência e UPS. Atualmente atua como professor auxiliar na Universidade de Fortaleza – UNIFOR junto ao Centro de Ciências Tecnológicas. Suas áreas de interesse são: Eletrônica de potência, Conversores chaveados e UPS.

#### Hélder Emanuel Cavalcante Freire

Nascido em Fortaleza-CE em 1966. Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade de Fortaleza em 1997. Atualmente atua na fiscalização de projetos, construções e montagens de plantas industriais de natureza petroquímica, especificamente nas áreas de eletricidade, instrumentação e automação na Petrobrás. Suas áreas de interesse são Redes Industriais, sensores industriais, malhas de controle de processo.