

Simulação do controle de posição de um motor de indução trifásico utilizando controle vetorial indireto

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

Luiz Henrique S. C. Barreto
Universidade Federal do Ceará
lbarreto@dee.ufc.br

Paulo Peixoto Praça
Universidade Federal do Ceará
paulopp@dee.ufc.br

Resumo

O princípio do controle vetorial para uma máquina de corrente alternada fornece ferramentas suficientes para se fazer controle de um motor de indução trifásico (MIT) nos mesmos moldes de 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 na performance dinâmica de máquinas AC. 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. Este documento propõe o controle de campo orientado indireto em um MIT para controle de posição e conjugado, utilizando o método do relé para o cálculo dos parâmetros do controlador, de modo a demonstrar que um motor AC pode possuir performance similar aos servo sistemas que utilizam máquinas DC.

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

Abstract

The principle of vector control of an 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 the 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 the slip frequency is added to form the stator impressed frequency. This paper proposes an indirect field-oriented control applied to a small squirrel-cage induction motor using relay feedback method to evaluate the controller parameters, in such a way to show that an AC motor can have similar performance in servo systems compared to DC motors.

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 a eficiência, performance dinâmica, flexibilidade de operação, fácil diagnóstico de falhas e comunicação com um computador central. Isto, aliado ao desenvolvimento da microeletrônica e de equipamentos de potência, são os fatores principais que levaram ao controle digital de acionadores. Há uma grande variedade de aplicações, dentre as quais elevadores, fresas, robôs, etc., os quais um controle de alta velocidade das variáveis pertinentes (posição e conjugado) é essencial. Tais aplicações são dominadas por acionadores em corrente contínua (DC), 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 AC, de modo que se há hoje em dia um controle destas máquinas, especialmente de indução, com performance similar às máquinas DC. Estes controladores são chamados vetoriais porque controlam a amplitude e a fase de uma alimentação AC. O controle vetorial de tensões e correntes resulta no controle da orientação especial dos campo eletromagnético da máquina, justificando assim o termo “campo orientado”. Este 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 documento, faz uso do fato de que satisfazer a relação de escorregamento 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 (ÄSTROM, 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:

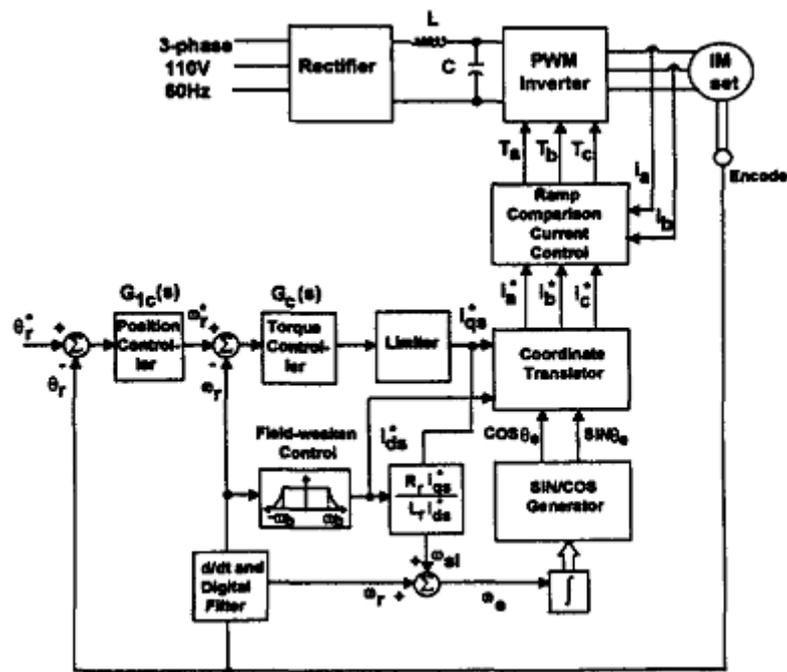


Figura 1: Configuração do acionamento de campo orientado indireto para uma máquina de indução.

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 maquina de indução trifásica conectada em Y, 4 pólos, ¼ HP, 60Hz, 220V, 0,66A de corrente nomina na bobina. A equação de estados de um motor de indução com referência girante síncrona pode ser escrita da seguinte forma (BOSE, 1996):

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

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

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):

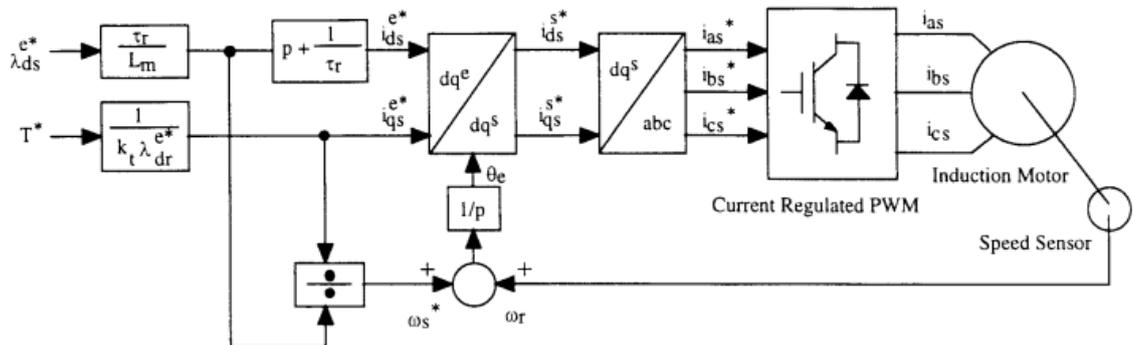


Figura 2: Diagrama de blocos da orientação de fluxo rotórico em controle vetorial em um motor de indução trifásico.

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 a 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:

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

sendo i_{qs}^* denota o commando 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 θ_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.

3 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:

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

Os quais 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 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, 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 For a PI controller this implies:

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

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

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 $\phi_b = 61^\circ$.

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. 3. 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, os parâmetros do controlador se tornam: $K_p = 3.3616$ e $T_i = 0.0044$. O resultado é mostrado na fig. 3. Repetindo o mesmo método para o primeiro controlador (i.e., o controlador do comando de posição), consegue-se o resultado da fig. 4:

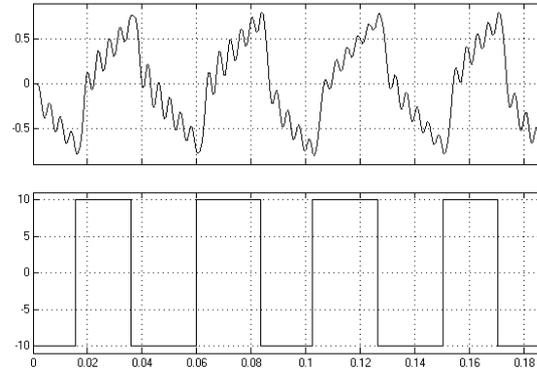


Figura 3: Método do relé aplicado ao conjugado

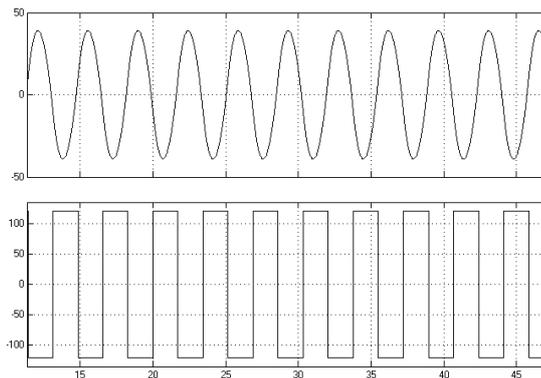


Figura 4: Método do relé aplicado ao controle de posição

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 da fig. 5:

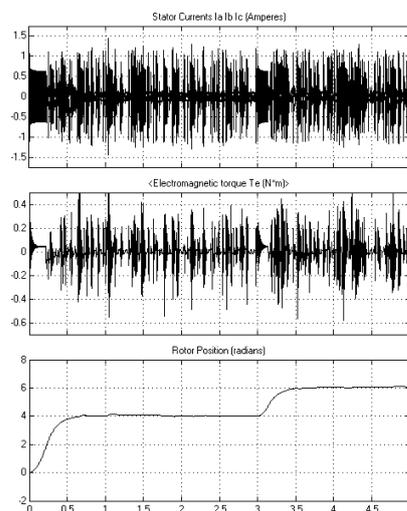


Figura 5: Correntes do estator, conjugado eletromagnético e posição do rotor a partir da simulação

Houve um erro de 0,5% em regime permanente. Controlar a posição de uma máquina deste tipo é particularmente difícil por esta possuir baixos momento de inércia e coeficiente de atrativo viscoso, que pode ser perfeitamente analisado a partir das correntes do estator, que representam o esforço de controle do sistema.

5 Conclusão

A partir dos estudos realizados neste documento conseguiu-se, a partir da simulação, uma boa performance para um servo 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.

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*, Vancouver, 1995. Proceedings...Vancouver: 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*. New York: 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. Boston: IEEE, 1998. Invited paper.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector control and dynamics of AC drives*. London: Oxford Science, 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.

TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. *The field orientation principle in control of induction motors*. Berlin: 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]
P	Número de Pólos	
ω_e	Velocidade elétrica angular	[rad/s]
ω_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	[A]

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.

Luiz Henrique Silva Colado Barreto

Nascido em Naviraí-MT em 1974. Graduado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Mato Grosso em 1997. Recebeu seu título de Mestre e Doutor pela Universidade Federal do Uberlândia em 1999 e 2003, respectivamente. Atualmente atua como professor adjunto na Universidade Federal do Ceará – UFC. Suas áreas de interesse são Conversores de Potência de Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores, Correção de Fator de Potência, Novas Topologias de Conversores, UPS e Células Combustível.

Paulo Peixoto Praça

Nascido em Fortaleza-CE em 1979. Graduado em Engenharia Eletrônica pela Universidade de Fortaleza em 2003. Recebeu seu título de Mestre em 2006 pela Universidade Federal do Ceará. Doutorando pela Universidade Federal do Ceará. Suas áreas de interesse são Conversores de Potência de Alta Frequência, Modelagem e Controle de Conversores, Eletrônica de Potência e UPS.