

# Análise comparativa entre os algoritmos de controle vetorial e de modo de controle deslizante para o controle de posição de um motor de indução trifásico

**Eber de Castro Diniz**  
Universidade Federal do  
Ceará  
eber@dee.ufc.br

**Antônio Barbosa de  
Souza Júnior**  
Universidade Federal do  
Ceará  
barbosa@dee.ufc.br

**Dalton de Araújo Honório**  
Universidade Federal do  
Ceará  
notlad\_dalton@yahoo.  
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. No entanto, a modelagem utilizando controle vetorial não é tão precisa devido a variação de parâmetros, saturação magnética, distúrbios na carga e dinâmicas não modeladas. De modo a se obter um bom desempenho várias técnicas de controle robusto aplicadas a motores de indução podem ser encontradas na literatura. Em particular, o modo de controle deslizante (Sliding Mode Control – SMC) tem chamado a atenção devido a simplicidade de implementação, resposta dinâmica rápida e robustez à variação de parâmetros e a distúrbios na carga. Este artigo tem como objetivo fazer uma comparação entre estes dois métodos, mencionando prós e contras de cada um deles.

**Palavras-chave:** Controle Vetorial. Controladores PID. Método do Relé. Método de Ziegler-Nichols Modificado. Modo de Controle Deslizante.

## 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. However, difficulties arise from the modelling uncertainties due to parameter variations, magnetic saturation, load disturbances and unmodelled dynamics. To ensure good dynamic performance various robust control strategies for IM drives have been reported in the literature. In particular, sliding-mode control (SMC) has gained wide attention owing to simple design, easy implementation, fast dynamic response, and robustness to parameters variations and load disturbances. This paper proposes a comparison showing the pros against of the two methods

**Keywords:** Vector Control. PID Controllers. Relay Feedback. Modified Ziegler-Nichols Method. Sliding Mode Control.

## 1 Introdução

Os processos industriais mais modernos são bastante exigentes no que diz respeito aos acionadores de máquinas elétricas no que tange a 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., os quais um controle de alta velocidade das variáveis pertinentes (posição e conjugado) 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 se 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”. 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 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).

No entanto, a modelagem utilizando controle vetorial não é tão precisa devido a variação de parâmetros, saturação magnética, distúrbios na carga e dinâmicas não modeladas. De modo a se obter um bom desempenho várias técnicas de controle robusto aplicadas a motores de indução podem ser encontradas na literatura. Em particular, o modo de controle deslizante (Sliding Mode Control – SMC) tem chamado a atenção devido a simplicidade de implementação, resposta dinâmica rápida e robustez à variação de parâmetros e a distúrbios na carga. Esta técnica tem sido aplicada ao controle de posição e de velocidade das máquinas de indução.

Um novo método SMC é utilizado neste artigo (SHIAU, 2001) de modo a se realizar um comparativo com resultados já obtidos utilizando controle vetorial (DINIZ, 2007) para a implementação de um controle de posição de um motor de indução trifásico tipo “gaiola-de-esquilo”. O controlador utilizado na malha externa para ambos os métodos 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).

## 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:

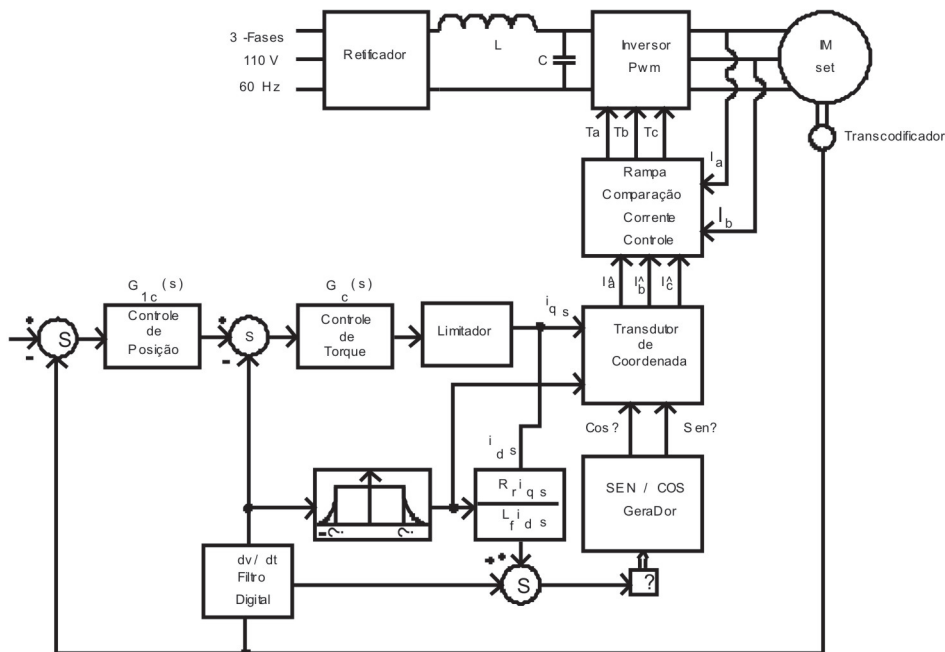


Figura 1: Configuração do acionamento de campo orientado indireto para uma máquina de indução.

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 nominal na bobina. A equação de estados de um motor de indução com referência girante síncrona pode ser escrita da seguinte forma (BOSE, 1986):

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

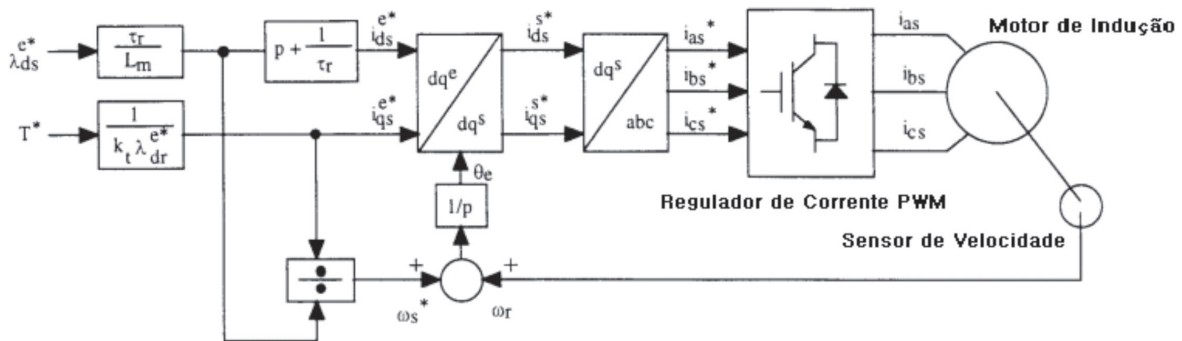
$$T_e = \frac{3P}{4} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (2)$$

Possuindo resultados experimentais comprovando a validade do modelo (PONTES *et al*, 2006).

sendo:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{dr} \quad \lambda_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{qr} \quad (3)$$

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:

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

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:

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

sendo  $i_{qs}^*$  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.

### 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 (ÅSTRÖM, 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, 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 (ÅSTROM, 1995). É sugerido por Pessen (PESSSEN, 1954) mover este ponto para  $r_b = 0,41$  e  $\phi_b = 61^\circ$ .

#### 4 Reguladores de Corrente de Referência Síncrona

A regulação de corrente utilizando controladores PI ou PID e referência estacionária de sinais em corrente alternada não possuem 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):

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

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

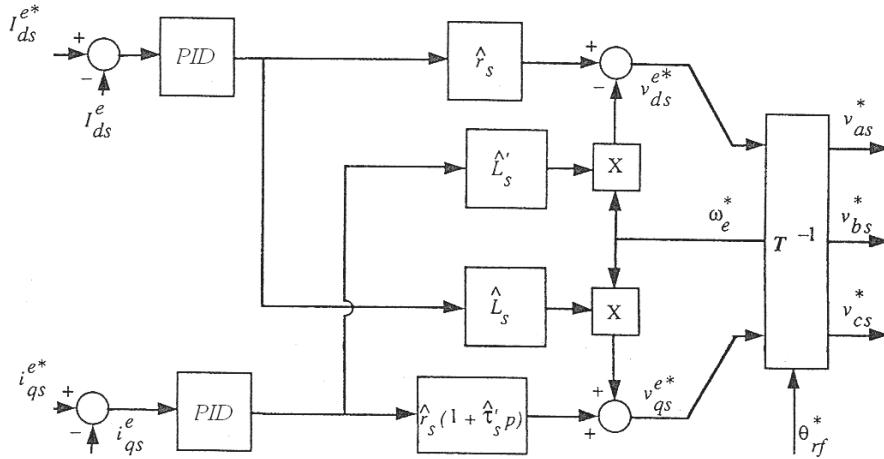
Outro problema a ser solucionado é a utilização do comando de tensão ao invés do comando de corrente em processadores digitais de sinal (Digital Signal Processors – DSPs). Em controladores vetoriais o comando para mudança no estado das chaves geralmente se faz através da verificação de uma corrente de 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.

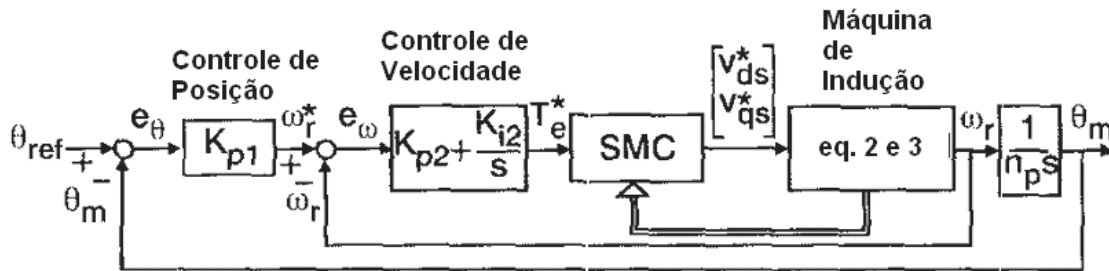
**Figura 3:** Diagrama de blocos do controlador de corrente com referência síncrona utilizando um PID clássico.

Sendo  $\tau'_s$  a relação entre  $\hat{L}_s$  e  $\hat{r}_s$  e  $\hat{L}_s'$  é dado pela mesma relação da equação (19) utilizando  $\hat{L}_s$  e  $\hat{r}_s$ .

### 5 Modo de Controle Deslizante (SMC)

Os motores de indução possuem natureza estritamente não-linear. A primeira dificuldade ao tentar realizar o controle deste motor está na não linearidade multiplicativa do conjugado eletromagnético, que pode ser visto na equação (2). Se, no entanto, o problema do controle de corrente for solucionado, pode-se realizar a regulação de velocidade e da posição utilizando controladores nas malhas externas. Por isso o SMC é primeiramente aplicado a malha mais interna de controle.

Do ponto de vista do SMC, as trajetórias a serem seguidas pelo sistema devem convergir a partir de um estado inicial em um determinado plano de estados. Então o comportamento do sistema é regido pelas dinâmicas pertencentes ao plano no qual as trajetórias a serem seguidas estão contidas. O diagrama de blocos do sistema proposto é mostrado abaixo:



**Figura 4:** Visão geral do Sistema de Controle de Posição utilizando SMC

Do mesmo modo que no controle vetorial, admitindo que o sistema possui campo orientador, pode-se definir que o fluxo rotórico no eixo em quadratura é nulo (equação (3)). Assim, partindo da equação (1), que define a modelagem da máquina de indução, as correntes estatóricas, o fluxo rotórico, a velocidade rotórica e a posição do eixo podem ser escritas da seguinte maneira:

$$\dot{i}_{ds} = f_1 + \frac{1}{L_\sigma} v_{ds} \tag{20}$$

$$\dot{i}_{qs} = f_2 + \frac{1}{L_\sigma} v_{qs} \tag{21}$$

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{1}{\tau_r} \lambda_{dr} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} \quad (22)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{n_p k_T}{J} i_{qs} \lambda_r - \frac{n_p}{J} T_L \quad (23)$$

$$\dot{\theta}_m = \frac{\omega_r}{n_p} \quad (24)$$

Sendo:

$$f_1 = -\frac{1}{L_\sigma} \left( R_s + \frac{L_m^2}{\tau_r L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs}^2}{\lambda_{dr}} + \omega_r i_{qs} + \frac{L_m}{\tau_r L_\sigma L_r} \lambda_{dr} \quad (25)$$

$$f_2 = -\frac{1}{L_\sigma} \left( R_s + \frac{L_m^2}{\tau_r L_r} \right) i_{qs} - \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{qs} i_{ds}}{\lambda_{dr}} + \omega_r i_{ds} + \frac{L_m}{L_\sigma L_r} \lambda_{dr} \omega_r \quad (26)$$

Com:

$$L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$n_p = \frac{P}{2}$$

Observando a figura 4, a derivada do comando do conjugado eletromagnético pode ser escrito como:

$$\dot{T}_e^* = K_{p2} (\dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r) + K_{i2} (\omega_r^* - \omega_r) = f_3 + \frac{n_p K_{p2}}{J} T_L + K_{p1} K_{p2} \dot{\theta}_{ref} + K_{p1} K_{i2} \theta_{ref} \quad (27)$$

Sendo:

$$f_3 = \frac{n_p K_{p2} k_T}{J} i_{qs} T_L \lambda_{dr} - \left( \frac{K_{p2} K_{p1}}{n_p} + K_{i2} \right) \omega_r - K_{p1} K_{i2} \theta_m \quad (28)$$

Define-se então o vetor de comutação, dado por:

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds} - i_{ds}^* \\ i_{qs} - i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (29)$$

Determinam-se as correntes de referência síncrona  $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$  do mesmo modo que no controle vetorial. Deste modo, utilizando as equações (5), (6), (20), (21), (27) e (29):

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_1 \end{bmatrix} T_L + \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \end{bmatrix} \dot{\theta}_{ref} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_3 \end{bmatrix} \theta_{ref} + \frac{1}{L_\sigma} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Sendo:

$$f_4 = f_2 - \frac{1}{k_T \lambda_{dr}} f_3 \quad (31)$$

$$c_1 = -\frac{n_p K_{p2}}{k_T \lambda_{dr} J} \tag{32}$$

$$c_2 = -\frac{K_{p2} K_{p1}}{k_T \lambda_{dr}} \tag{33}$$

$$c_3 = -\frac{K_{p1} K_{i2}}{k_T \lambda_{dr}} \tag{34}$$

Assim, deseja-se fazer com que a corrente que circula no motor seja igual à sua referência, de modo que  $s^T s = 0$ , de modo a se obter o comando de tensão  $[v_{ds} \ v_{qs}]^T$  definido na equação (30) e utilizado pelo DSP para o envio dos comandos de chaveamento do inversor. Deste modo (SHIAU, 2001) desenvolve este equacionamento, obtendo:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = -L_\sigma \left( \begin{bmatrix} \hat{f}_1 \\ \hat{f}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \end{bmatrix} \dot{\theta}_{ref} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_3 \end{bmatrix} \theta_{ref} + \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 + |c_1 T_L|_{\max} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(s_1) \\ \text{sgn}(s_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \right)$$

Com  $q_1 > |\hat{f}_1 - f_1| + \eta_1$ ,  $q_2 > |\hat{f}_4 - f_4| + \eta_2$ ,  $\eta_1 > 0$ ,  $\eta_2 > 0$ ,  $k_1 > 0$  e  $k_2 > 0$ , sendo  $\hat{f}_1$  e  $\hat{f}_4$  estimações de  $f_1$  e  $f_4$  respectivamente. A malha de controle externo, por ser bem mais lenta, não tem interferências nos parâmetros do SMC, de modo a que no comparativo não há a necessidade de se cacular novos parâmetros para as malhas de posição e velocidade.

## 6 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:

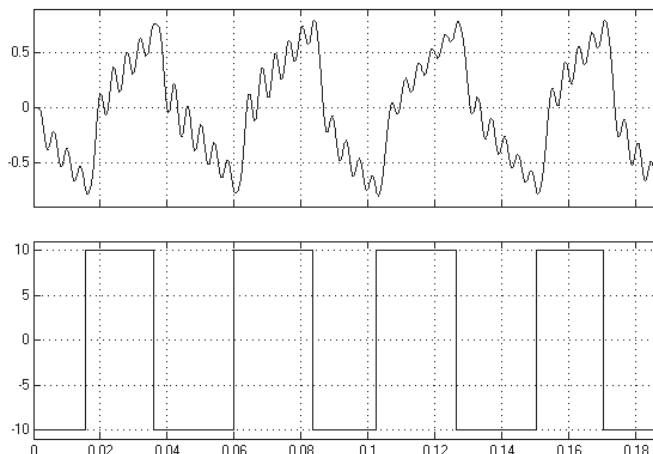
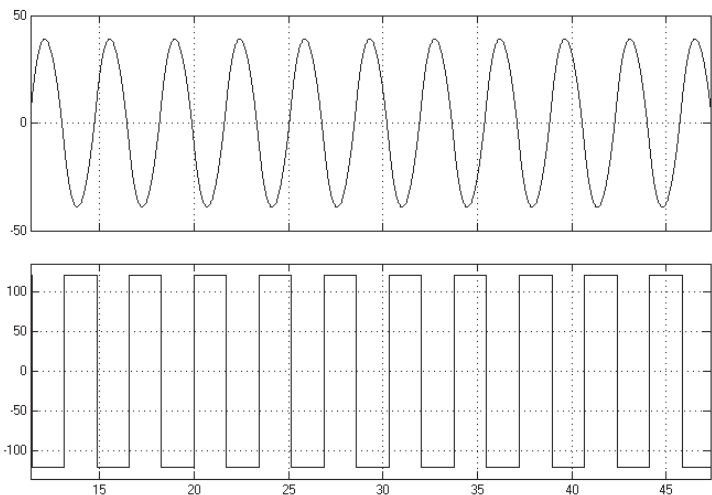


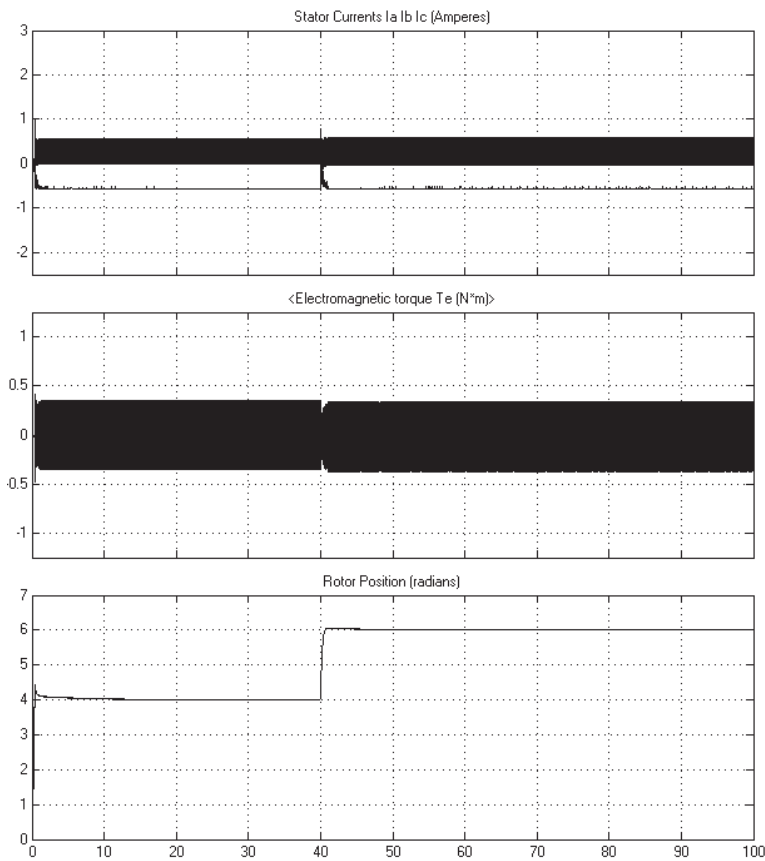
Figura 5: Método do Relé Aplicado ao Conjugado



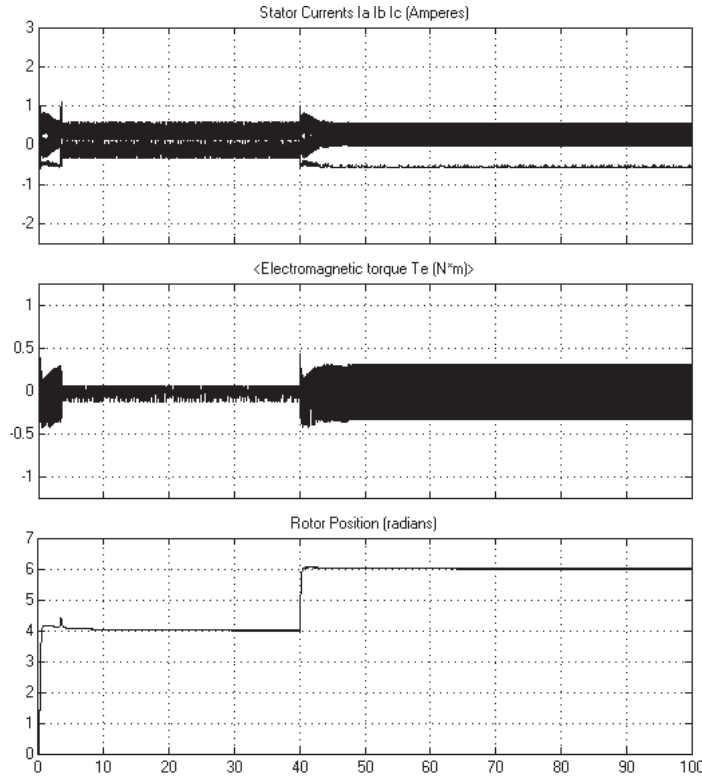


**Figura 6:** Método do Relé aplicado ao Controle de Posição

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:

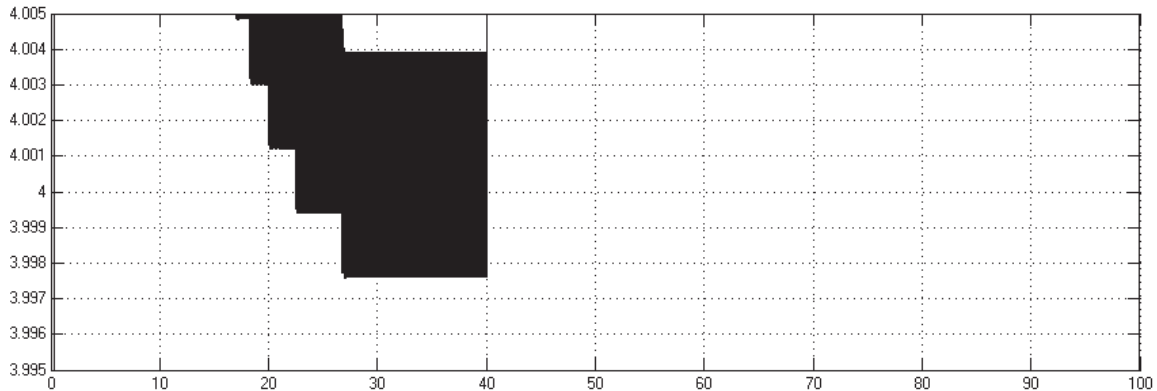


**Figura 7:** Correntes do Estator, Conjugado Eletromagnético e Posição do Rotor a partir da simulação para o controle vetorial



**Figura 8:** Correntes do Estator, Conjugado Eletromagnético e Posição do Rotor a partir da simulação para o SMC

Houve um erro de 0,15% para a referência de posição em regime permanente para o controlador utilizando controle vetorial, enquanto o controlador utilizando SMC obteve um erro de 0,075% para a mesma referência de posição. O regime permanente foi atingido, para um erro de 2%, após 3,5 segundos utilizando o primeiro controlador, ao passo que verificou-se, para o segundo, um tempo de 4,5 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 segundo controlador se mostrou mais eficiente no que diz respeito ao conjugado, como se pode ver nas figuras 10 e 11. A componente da corrente estatórica do eixo em quadratura, que está relacionada diretamente com o conjugado elétrico (vide equação (2)) possui um valor r.m.s. que a componente análoga no primeiro controlador. Além disso o esforço de controle é muito atenuado naquele controlador com relação a este devido o baixo valor r.m.s. da corrente no eixo direto.



**Figura 9:** Visão detalhada do controle de posição em regime permanente para o sistema utilizando controle vetorial

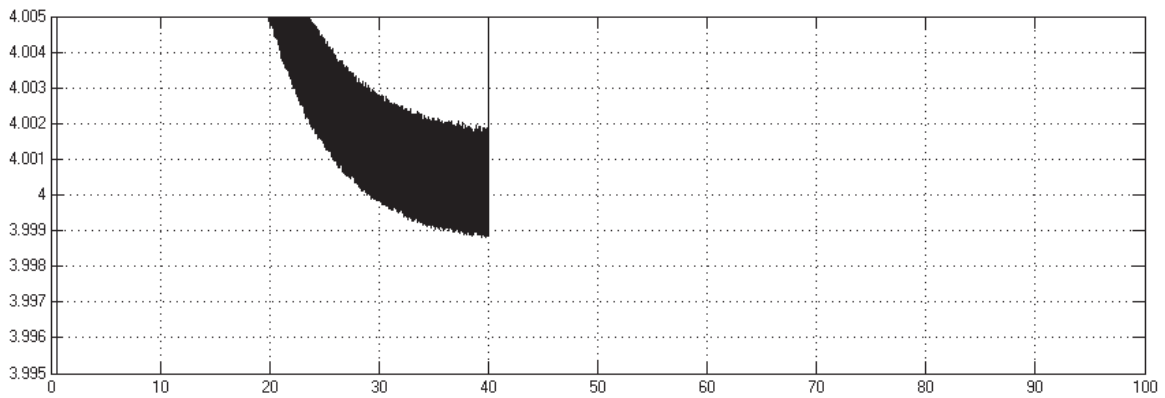


Figura 10: Visão detalhada do controle de posição em regime permanente para o sistema utilizando SMC

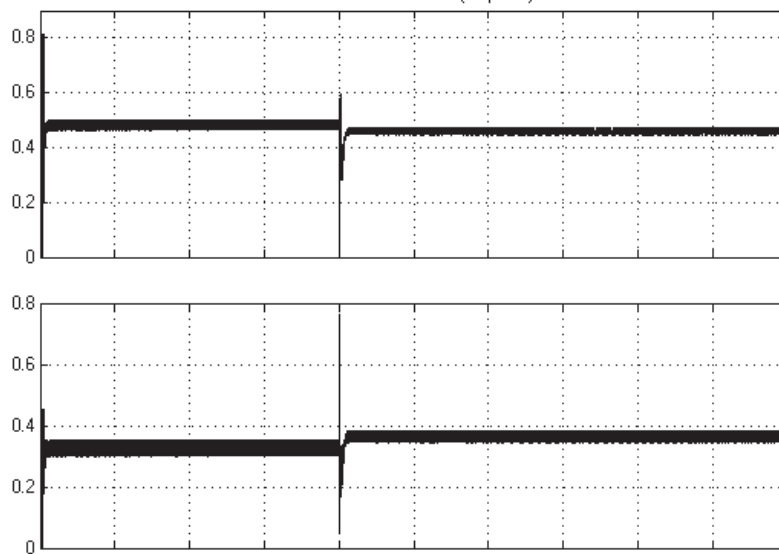


Figura 11: Valores r.m.s. das componentes de corrente em eixo direto e quadratura, respectivamente, para o sistema utilizando controle vetorial.

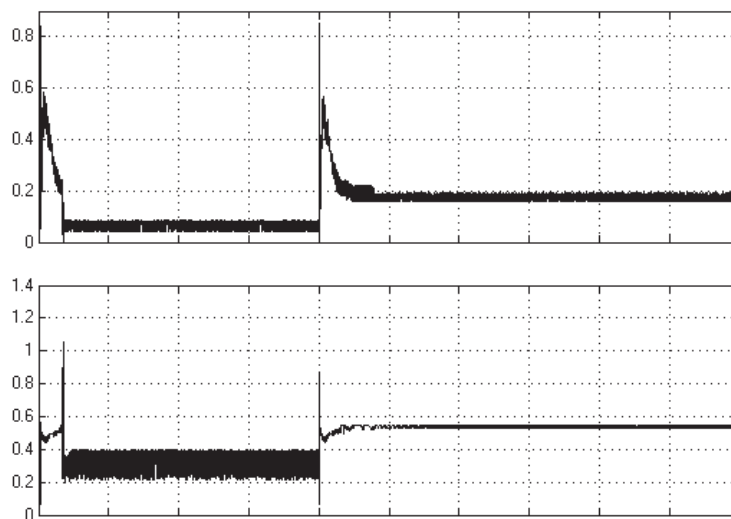


Figura 12: Valores r.m.s. das componentes de corrente em eixo direto e quadratura, respectivamente, para o sistema utilizando SMC.

## 7 Conclusão

A partir dos estudos realizados neste documento conseguiu-se, a partir da simulação, um comparativo entre servosistemas utilizando diferentes algoritmos de controle de corrente, o controle vetorial e o SMC, aplicados ao controle de posição de um motor de indução trifásico de pequeno porte que, como visto, possui uma grande dificuldade de ser controlado. O primeiro já bastante difundido na indústria (CASADEI *et al*, 2002), possuindo inúmeros equipamentos utilizando este método. O segundo, apesar de não ser tão conhecido, possui um melhor desempenho devido a modelagem das não-linearidades da máquina de indução, sendo porém um algoritmo com esforço computacional maior, conforme pode ser visto pelas equações que o regem. 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 algoritmo para determinado tipo de processo. Deste modo após a análise de requisitos pode-se escolher o algoritmo que se adapta as necessidades, uma vez que o SMC, apesar de mostrar melhor desempenho, possui esforço computacional maior, necessitando portanto de um equipamento mais caro em termos tanto de armazenamento como processamento para que seja implementado.

## 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*. 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.
- DINIZ, E. C.; OLIVEIRA, H. A. Simulação do controle de posição de um motor de indução trifásico utilizando controle vetorial indireto com controle de malha de corrente. *Revista Tecnologia*, Fortaleza, v. 29, n. 2, p. 229-233, 2008.
- HOLTZ, J. Pulse width modulation for electronic power conversion (invited paper). *Proceedings IEEE*, Boston, v. 8, p. 1194-1214, 1994.
- 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*, New Jersey, v. IA-18, n. 2, p. 163-171, 1982.
- SHIAU, L. G.; LIN, J. L. Stability of sliding-mode current control for high performance induction motor position drives. *IEE Proceedings in Electronic Power Applications*, Stevenage, v. 148, n. 1, p. 69-75, 2001.
- 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 estátorica 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 estátorica 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]