
SISTEMA DE ACIONAMENTO COM MOTOR DE INDUÇÃO ORIENTADO INDIRETAMENTE PELO CAMPO COM ADAPTAÇÃO MRAC DA VELOCIDADE

Cursino Brandão Jacobina*

jacobina@dee.ufcg.edu.br

José Bione de Melo Filho[‡]

Luiz Antônio de Souza Ribeiro[†]

lantonio@dee.cefet-ma.br

Fabiano Salvadori[§]

fabiano@unijui.tche.br

Antonio Marcus Nogueira Lima*

amnlima@dee.ufcg.edu.br

*UFCG/DEE/LEIAM - Campina Grande, PB, Brasil.

[†]CEFET-MA -São Luis, MA, Brasil.

[‡]CEFET-PE - UNED-Pesqueira, PE, Brasil.

[§]UNIJUÍ-DeTEC-NEE - Ijuí, RS, Brasil.

ABSTRACT

This paper investigates the use of the model reference control strategy for induction motor drive systems based on indirect field oriented control principles. The proposed control scheme does not require the use of any electromechanical sensor and is fairly independent of the rotor time constant. For example, this scheme is well suited for applications where there is no speed control but it is required to keep the indirect field oriented controller permanently tuned to obtain a high performance torque control. The parameter sensitivity of the control scheme to changes in r_s and σl_s is also investigated in this paper. Experimental results are presented and demonstrate the correctness and feasibility of the proposed methodology.

KEYWORDS: Induction motor, IFO control, MRAC.

RESUMO

Este artigo investiga o uso da estratégia de controle adaptativo do tipo modelo de referência para sistemas de acionamentos de motores de indução com o controle orientado indiretamente pelo campo. O esquema proposto não requer o uso de nenhum sensor eletromecânico e é praticamente independente da constante de tempo rotórica. Por exemplo, este esquema é bem adequado para aplicações onde não há controle de velocidade, mas é necessário manter o controle com orientação indireta pelo campo sintonizado para se obter controle de conjugado com alto desempenho. A sensibilidade paramétrica do esquema de controle à variações em r_s e σl_s também é investigada no artigo. Os resultados experimentais apresentados demonstram o perfeito funcionamento do esquema proposto.

PALAVRAS-CHAVE: Motor de indução, controle vetorial IFO, controle adaptativo MRAC.

Artigo submetido em 13/03/01

1a. Revisão em 07/08/02

Aceito sob recomendação do Ed. Assoc. Prof. Edson H. Watanabe

1 INTRODUÇÃO

A técnica de controle baseada na orientação indireta pelo campo (IFOC) é muito útil em sistemas de acionamentos de alto desempenho para motores de indução (Lorenz et al., 1994) (de Doncker e Novotny, 1994) (Kubota e Matsuse, 1994). Isto se deve, principalmente, a possibilidade de controlar fluxo e conjugado de forma independente. Em geral, na técnica IFOC a velocidade mecânica é medida e o escorregamento é calculado utilizando os parâmetros da máquina. A velocidade e o escorregamento são adicionados para definir a posição angular do vetor de fluxo rotórico. A técnica IFOC convencional é essencialmente uma esquema *feedforward* e, por conseguinte, tem a desvantagem de ser dependente dos valores dos parâmetros da máquina, ou seja de valores que variam com a temperatura (resistências) e saturação (indutâncias) da mesma. Vários esquemas adaptativos para compensar variações paramétricas tem sido propostos na literatura (Rowan et al., 1991) (Kerkman et al., 1996) (de S. Ribeiro et al., 1997). Porém, nestas técnicas há a adaptação das variações da constante de tempo rotórica, ou seja, a adaptação do escorregamento. Ainda há a necessidade do conhecimento da velocidade para que seja adicionada ao escorregamento.

Neste artigo, uma estratégia de controle adaptativo do tipo modelo de referência (MRAC) é empregada para adaptar a velocidade mecânica ao invés de adaptar diretamente as variações da constante de tempo rotórica (τ_r). Desta forma, este esquema pode ser implementado sem a necessidade de um sensor de velocidade. A técnica proposta mantém o IFOC sintonizado independente das variações em τ_r . Além disso, não há a necessidade de nenhum sinal de teste especial para implementá-la, ou seja, a máquina é alimentada com tensões senoidais por meio de um inversor com modulação PWM. O artigo usa a tensão de eixo-*d* em orientação pelo campo como o modelo de referência do MRAC.

Na primeira parte do artigo descreve-se o modelo do motor de indução e o princípio de funcionamento do esquema proposto. Em seguida, são analisadas a convergência e a sensibilidade paramétrica da técnica. Por último, resultados experimentais são mostrados para comprovar o funcionamento da técnica.

2 MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

Para os propósitos deste trabalho, o modelo do motor de indução é descrito pelas seguintes equações

$$\mathbf{v}_s^a = r_s \mathbf{i}_s^a + \frac{d}{dt} \phi_s^a + j\omega_a \phi_s^a \quad (1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^a + \frac{d}{dt} \phi_r^a + j(\omega_a - \omega_r) \phi_r^a \quad (2)$$

$$\phi_s^a = l_s \mathbf{i}_s^a + l_m \mathbf{i}_r^a \quad (3)$$

$$\phi_r^a = l_r \mathbf{i}_r^a + l_m \mathbf{i}_s^a \quad (4)$$

$$T_e = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq}^a \phi_{rd}^a - i_{sd}^a \phi_{rq}^a) \quad (5)$$

$$P(T_e - T_l) = J_m \frac{d}{dt} \omega_r + F_m \omega_r \quad (6)$$

O expoente *a* representa um eixo de referência genérico e as variáveis e parâmetros são definidas a seguir: i) $\mathbf{v}_s^a = v_{sd}^a + jv_{sq}^a$, $\mathbf{i}_s^a = i_{sd}^a + ji_{sq}^a$, $\mathbf{i}_r^a = i_{rd}^a + ji_{rq}^a$, $\phi_s^a = \phi_{sd}^a + j\phi_{sq}^a$ e $\phi_r^a = \phi_{rd}^a + j\phi_{rq}^a$ são os vetores de tensão estatórica, de corrente estatórica, de corrente rotórica, de fluxo estatórico e de fluxo rotórico, respectivamente; ii) ω_r , ω_a , T_e e T_l são a velocidade angular do eixo da máquina, a velocidade angular do sistema de coordenadas *dq*, o conjugado eletromagnético e o conjugado de carga, respectivamente; iii) P , J_m , F_m , r_s , r_r , l_s , l_r e l_m são o número de pares de pólos, o momento de inércia, o coeficiente de atrito viscoso, a resistência estatórica, a resistência rotórica, a indutância própria do estator, a indutância própria do rotor, e a indutância mútua entre o estator e o rotor, respectivamente.

3 CONTROLE ORIENTADO INDIRETAMENTE PELO CAMPO

As equações da estratégia IFOC são definidas a partir das equações que relacionam o vetor de fluxo rotórico com o vetor de corrente estatórica. Estas equações, num eixo de referência alinhado com o vetor de fluxo rotórico (expoente *e*), são

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^e = \frac{1}{\tau_r} \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r \quad (7)$$

$$0 = \omega_{sl} - \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^e}{i_{sd}^e} \quad (8)$$

$$T_e = P \frac{l_m}{l_r} i_{sq}^e \phi_r \quad (9)$$

onde $\tau_r = l_r/r_r$, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ é a frequência de escorregamento e ω_e é a frequência angular do vetor de fluxo rotórico em relação ao estator.

Na estratégia IFOC, o controle de conjugado é realizado através do controle de i_{sq}^e , enquanto fluxo é controlado por i_{sd}^e . Os valores de referência de i_{sd}^e , i_{sq}^e e ω_{sl} são calculados por

$$i_{sd}^{e*} = \frac{1}{l_m} \phi_r^* \quad (10)$$

$$i_{sq}^{e*} = \frac{1}{P} \frac{l_r T_e^*}{l_m^2 i_{sd}^{e*}} \quad (11)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}^{e*}}{i_{sd}^{e*}} = k_s i_{sq}^{e*} \quad (12)$$

onde o expoente * indica variáveis de referência.

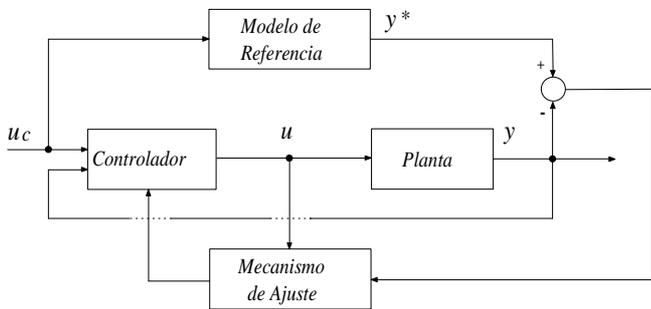


Figura 1: Diagrama de blocos do controlador adaptativo tipo modelo de referência.

4 CONTROLE ADAPTATIVO

O controle adaptativo do tipo modelo de referência (MRAC) pode ser considerado como um sistema de controle com realimentação convencional que tem uma outra malha de realimentação que serve para variar os parâmetros do controlador. As mudanças nos parâmetros do controlador são providas por um mecanismo de adaptação que tem por objetivo minimizar o erro entre a saída do sistema sob controle e a saída de um modelo de referência (saída desejada) (Astron e Wittenmark, 1995).

Na Figura 1 é apresentado o diagrama básico da estratégia MRAC onde observa-se claramente as duas malhas de controle: uma interna, para controlar a planta e outra externa, para ajustar os parâmetros do controlador.

O uso de esquemas MRAC requer a escolha de um modelo de referência para gerar a grandeza y^* , que deve ser comparada com a saída real do sistema, provendo o erro para o mecanismo de adaptação. Os modelos mais comumente usados no MRAC para sintonizar o IFOC foram apresentados em (Rowan et al., 1991) (de S. Ribeiro et al., 1997). Neste esquema, a estratégia MRAC sintoniza a constante k_s utilizada no cálculo do escorregamento (12). O valor de \hat{k}_s (estimado) é então usado no cálculo do escorregamento que é adicionado à velocidade medida, resultando na velocidade do vetor de fluxo rotórico, conforme mostrado na Figura 2. No presente trabalho utiliza-se um esquema semelhante, entretanto adaptando-se a velocidade, conforme descrito em seguida.

5 CONTROLE ORIENTADO INDIRETAMENTE PELO CAMPO COM ADAPTAÇÃO DA VELOCIDADE

Na Figura 3 é apresentado o diagrama de blocos do esquema adaptativo proposto neste artigo. Neste esquema, o mecanismo de adaptação fornece a velocidade angular $\hat{\omega}_r$. Esta velocidade é adicionada a freqüência de escorregamento de

referência para determinar a freqüência síncrona do vetor de fluxo rotórico $\hat{\omega}_e = \omega_{sl}^* + \hat{\omega}_r$. Esta freqüência é, então, integrada para fornecer a posição do vetor de fluxo rotórico $\hat{\delta}_e$. O expoente $\hat{\cdot}$ em variáveis tais como $\hat{\omega}_e$ e $\hat{\omega}_r$ indica uma quantidade estimada.

O ponto chave do esquema proposto é que as variações em τ_r que seriam compensadas, no esquema apresentado em (Rowan et al., 1991) (de S. Ribeiro et al., 1997), no cálculo do escorregamento $\hat{\omega}_{sl}^*$, agora são compensadas por $\hat{\omega}_r$. Qualquer variação em τ_r induzirá um erro em $\hat{\omega}_r$. Quando $\hat{\omega}_r$ é adicionada à $\hat{\omega}_{sl}^*$ (que está incorreto) para a obtenção da velocidade do vetor de fluxo rotórico, os erros se anulam e obtém-se o valor correto de $\hat{\omega}_e$. Além disso, este esquema não requer a medição direta da velocidade do eixo do motor, evitando o uso de qualquer sensor eletromecânico.

No esquema da Figura 3 foi escolhido o modelo de tensão de eixo- d sob orientação pelo campo e, conseqüentemente, a equação da grandeza de referência y^* é dada por

$$y^* = v_{sd}^{e*} = r_s i_{sd}^{e*} - \omega_e \sigma l_s i_{sq}^{e*} \quad (13)$$

onde $\sigma = 1 - l_m^2 / (l_s l_r)$ é o coeficiente de dispersão. O erro de adaptação é $\Delta y = y^* - y$, onde $y (v_{sd}^e)$ é determinada a partir das quantidades medidas nos terminais da máquina. O erro Δy é multiplicado pela corrente de conjugado de referência i_{sq}^{e*} para melhorar as características de rejeição à perturbações do MRAC e garantir a estabilidade. O produto $i_{sq}^{e*} \Delta y$ é fornecido para um controlador PI, cuja saída é $\hat{\omega}_r$.

6 DESEMPENHO DO MRAC

O desempenho do MRAC é avaliado em regime permanente para diferentes condições de carga e velocidade à fluxo nominal. Os critérios de desempenho usados para avaliar o MRAC são: i) a capacidade do controlador em convergir para um boa estimativa de velocidade; ii) a sensibilidade do MRAC às condições de operação; iii) a sensibilidade paramétrica e iv) a sensibilidade do MRAC as condições de falta de sintonia do IFOC.

Nas Figuras. 4a e 4b é apresentada a tensão de eixo- d (v_{sd}^e), normalizada pela tensão de eixo- d de referência (v_{sd}^{e*}), em função da velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$), normalizada pela velocidade de referência (ω_r^*). v_{sd}^{e*} é a tensão de eixo- d em IFOC em cada condição de operação mostrada nas figuras. Nos resultados apresentados, a estratégia IFOC utiliza uma malha externa de velocidade para mantê-la nos diferentes valores mostrados nas figuras. Na Figura 4a são mostrados os resultados em 60 Hz e na Figura 4b são mostrados os resultados em 1 Hz. Para cada velocidade, as curvas são desenhadas em função da carga em duas condições de operação: 10% e 100% da carga nominal. O valor desejado de $\hat{\omega}_r / \omega_r^*$ em

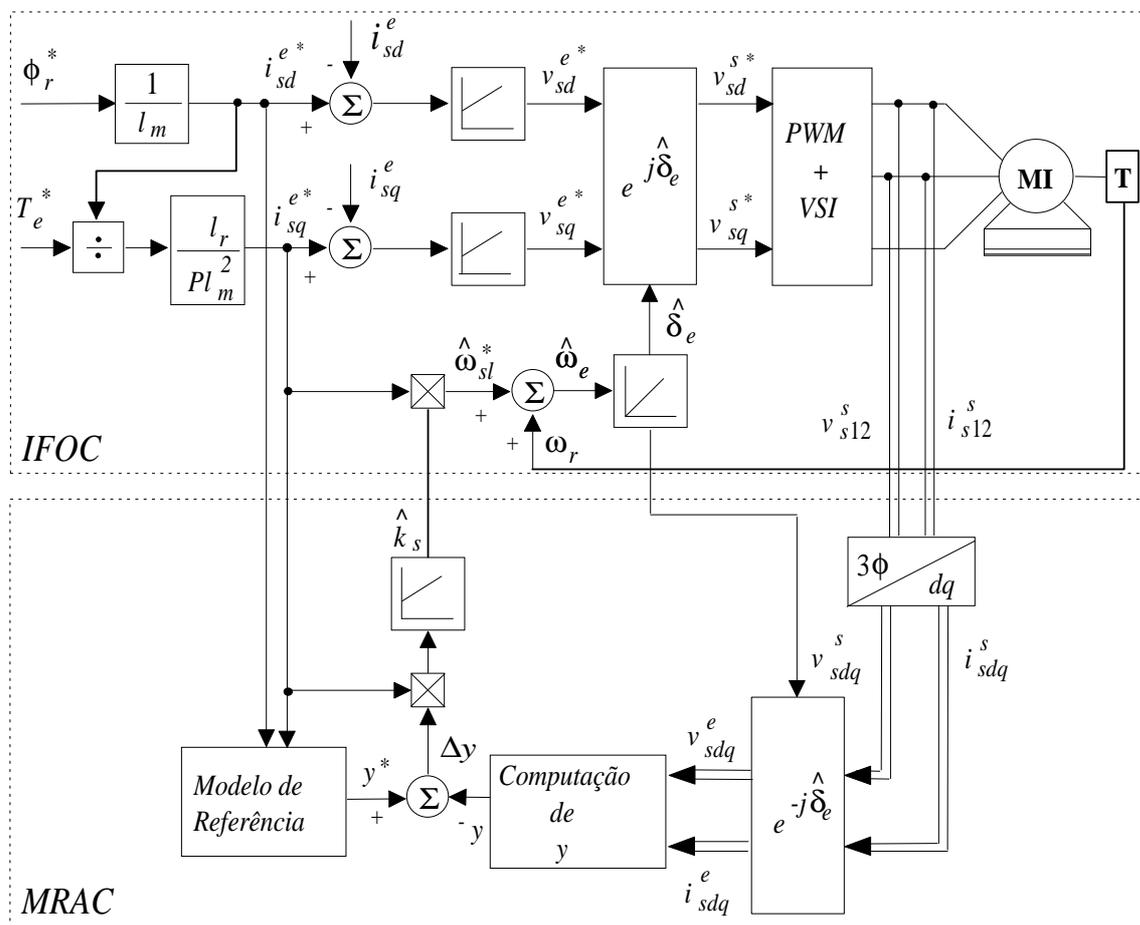


Figura 2: Diagrama de blocos do esquema adaptativo convencional.

regime permanente é igual a 1, o que significa que o controle adaptativo converge para o valor correto de velocidade. Neste ponto, a tensão de eixo- d medida (v_{sd}^e) é igual a tensão de eixo- d de referência (v_{sd}^{e*}) e o erro que aciona o controlador adaptativo é zero.

Pela análise das Figuras. 4a e 4b fica claro que o valor desejado de $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$ é obtido em todas as condições de carga e velocidade mostradas nas figuras. Pode-se concluir que a convergência do controlador adaptativo não depende das condições de carga e velocidade. Isto é verdade caso os parâmetros usados no modelo de referência do MRAC sejam iguais aos parâmetros reais da máquina.

Observa-se que o valor $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$ só foi atingido porque considerou-se que não houve variação em τ_r . Caso haja uma variação em τ_r , a velocidade estimada não será mais igual a velocidade de referência, conforme será visto nos resultados de simulação e experimentais. Ainda assim, o sistema estará sob orientação pelo campo.

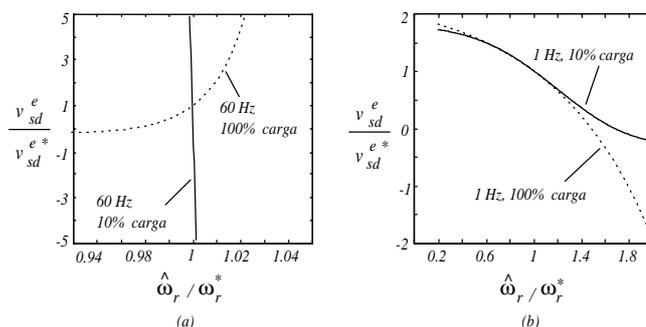


Figura 4: Tensão de eixo- d normalizada versus velocidade normalizada: (a) 60 Hz; (b) 1 Hz.

Um outro aspecto que pode ser observado nas Figuras. 4a e 4b é a sensibilidade do MRAC a falta de sintonia do IFOC. Quanto maior for a inclinação da curva, maior será a sensibilidade do algoritmo a falta de sintonia. Usando este critério, o grau de sensibilidade à falta de sintonia, ordenada da menor para a maior é: 1 Hz, 100% de carga; 1 Hz, 10% de

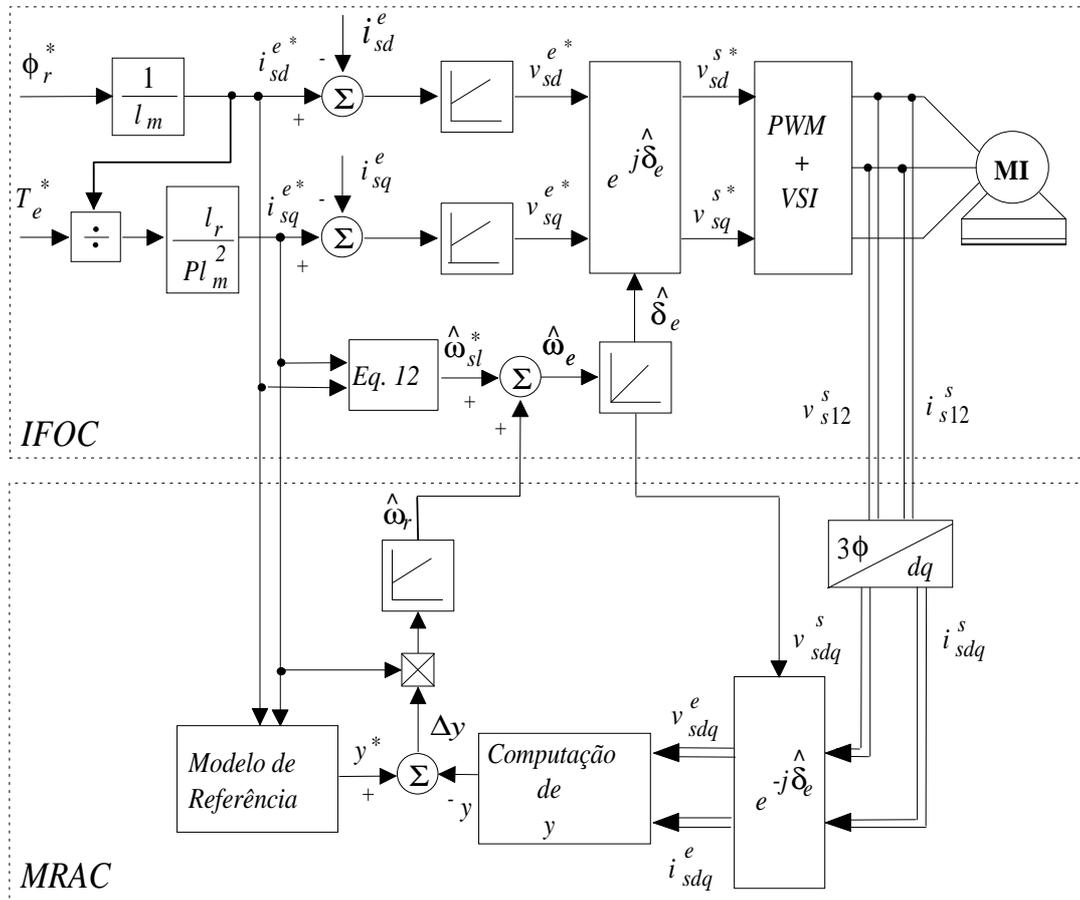


Figura 3: Diagrama de blocos do esquema adaptativo proposto.

carga; 60 Hz, 100% de carga e 60 Hz, 10% de carga.

Variações nos parâmetros que influenciam diretamente o IFOC são normalmente compensadas pelo mecanismo de adaptação descrito acima. Contudo, se os parâmetros estimados que são usados no modelo de referência ($\hat{\sigma}l_s$, ou \hat{r}_s) forem diferentes dos parâmetros reais da máquina, o MRAC pode não convergir para o ponto desejado $\hat{\omega}_r/\omega_r^* = 1$. Portanto, uma análise transitória será usada para estudar como o MRAC é afetado por variações em r_s e σl_s nas diferentes condições de carga e velocidade.

Na análise transitória examina-se a evolução no tempo da quantidade adaptada $\hat{\omega}_r$, para uma dada velocidade e carga, em resposta à variações nos parâmetros usados no modelo de referência $\Delta\hat{r}_s$ ou $\Delta(\hat{\sigma}l_s)$. Nas Figuras. 5a e 5b é ilustrado o desempenho dinâmico do modelo de tensão de eixo-d para $\Delta\hat{r}_s = r_{so} - \hat{r}_s = 0,7r_{so}$ e $\Delta(\hat{\sigma}l_s) = \sigma_o l_{so} - \hat{\sigma}l_s = 0,7\sigma_o l_{so}$, respectivamente. O índice o em r_{so} e $\sigma_o l_{so}$ indica o valor nominal do parâmetro. Na análise transitória, considera-se que o IFOC está corretamente sintonizado no intervalo $0s \leq t < 4s$ e o MRAC foi acionado em $t = 2$

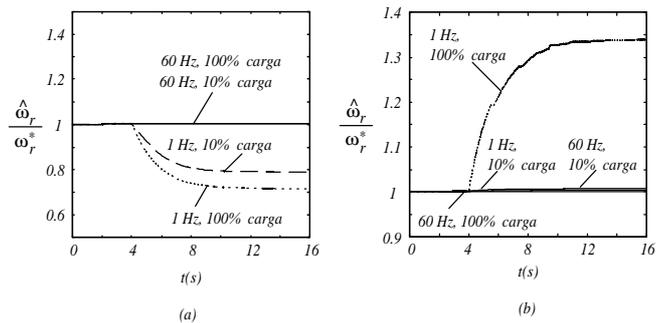


Figura 5: Desempenho dinâmico do MRAC para variações nos parâmetros do modelo de referência: (a) $\hat{r}_s = 0,7r_s$ em $t = 4s$; (b) $\hat{\sigma}l_s = 0,7\sigma l_s$ em $t = 4s$.

s . Em $t = 4s$, os parâmetros r_s e σl_s foram variados de 30% no modelo de referência. Na Figura 5a são apresentados os resultados da variação em r_s . Observa-se claramente que o efeito das incertezas em r_s é desprezível em altas velocidades, mesmo para um erro de 30%. Porém, ele é mais pronunciado em baixas velocidades, principalmente

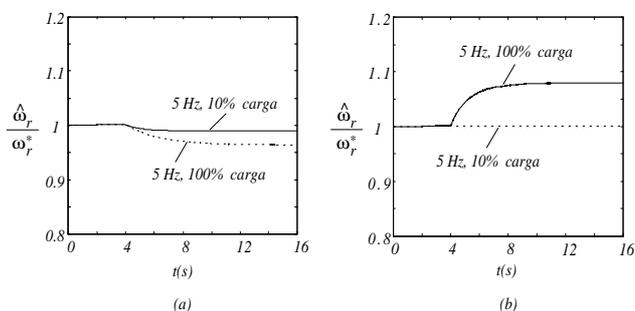


Figura 6: Desempenho dinâmico do MRAC para variações nos parâmetros do modelo de referência em 5 Hz: (a) $\hat{r}_s = 0,7 r_s$ em $t = 4$ s; (b) $\hat{\sigma}l_s = 0,7 \sigma l_s$ em $t = 4$ s.

com carga nominal. Este é um resultado esperado, pois a resistência estática determina o ganho de regime permanente da máquina (de S. Ribeiro et al., 2000). Analisando a Figura 5b, a mesma conclusão pode ser tirada para o caso da variação em σl_s . Esta conclusão não é tão óbvia quando se considera a equação (13). Observando esta equação, fica claro que o efeito de variações em σl_s é mais pronunciado em altas frequências. Porém, nestas frequências, variações em v_{sd}^*/v_{sd}^* (causadas por erros em quaisquer parâmetros) tem pouca influência no valor da velocidade estimada (veja as altas inclinações das curvas na Figura 4a). Pode-se concluir que a sensibilidade a falta de sintonia tem maior influência na convergência do MRAC que as variações em r_s e σl_s .

O erro em $\hat{\omega}_r$ tem quase a mesma magnitude que os erros em r_s ou σl_s no pior caso (1 Hz, 100% de carga). Contudo, acima de um certo limite de velocidade os erros são bem pequenos, como pode ser visto na Figura 6. Nesta figura é apresentada a análise transitória em 5 Hz. Um erro de 30% em σl_s causa um erro de 8% em $\hat{\omega}_r$ no pior caso. Portanto, se os erros nos parâmetros usados em v_{sd}^* tem uma boa precisão, algo na faixa de 10%, pode-se concluir que o MRAC é robusto em relação à variações em r_s e σl_s acima de uma velocidade de aproximadamente 5 Hz. Se o MRAC é suposto para trabalhar em velocidades muito baixas, algum tipo de correção nos parâmetros usados em v_{sd}^* deve ser feita. Uma proposta de correção interessante foi implementada em (Kerkman et al., 1996).

7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação mostrarão o desempenho do MRAC sob condições transitórias. A máquina é alimentada por uma forma de onda de corrente quadrada (i_{sq}^*), com fluxo nominal e sem controle de velocidade. Os controladores de corrente usados neste estudo foram apresentados em (Briz et al., 2000). A largura de faixa dos mesmos foi ajustada em 500 Hz. A largura de faixa do MRAC foi ajustada

em 1 Hz para evitar problemas de instabilidade. Os valores dos parâmetros usados no modelo de referência do MRAC são iguais aos valores dos parâmetros da máquina usada na simulação. Além disso, os efeitos das variações na resistência rotórica serão analisados. Os parâmetros da máquina usada nos estudos de simulação são mostrados na Tabela 1.

Na Figura 7 são apresentados os resultados em baixa velocidade com o conjugado da máquina variando na faixa de 8, 1 N.m a 11, 9 N.m. Isto corresponde a região de baixa velocidade e aproximadamente conjugado nominal, onde o MRAC tem a menor sensibilidade a condição de falta de sintonia do IFOC (veja a Figura 4). Em $t = 3$ s a resistência rotórica é variada em 50%. Antes da variação em r_r , a saída do MRAC ($\hat{\omega}_r$) é igual a velocidade real, ϕ_{rd}^e é mantido constante (independente das variações de conjugado) e $\phi_{rq}^e = 0$. Estas condições mostram que a máquina está em orientação pelo campo. Para $t = 3$ s, a velocidade estimada ($\hat{\omega}_r$) para de seguir a velocidade real (ω_r) com erro nulo. Este erro resulta da variação r_r e é causado pelo próprio MRAC com o objetivo de manter a máquina com orientação pelo campo. Pode-se observar que embora haja um erro em $\hat{\omega}_r$, a máquina ainda está sob orientação pelo campo. Um outro aspecto que pode ser observado na Figura 7a é que o erro em $\hat{\omega}_r$ é maior quando a máquina está acelerando. Nesta condição o conjugado é maior, o que corresponde a região onde a sensibilidade do MRAC a falta de sintonia do IFOC é menor (veja a Figura 4).

Na Figura 8 são mostrados os resultados em alta velocidade com o conjugado variando na faixa de 1, 1 N.m a 4, 9 N.m. Isto corresponde a região de alta velocidade e conjugado pequeno, onde o MRAC tem a maior sensibilidade a falta de sintonia do IFOC (veja a Figura. 4). As mesmas conclusões podem ser tiradas, exceto que o erro em $\hat{\omega}_r$ é menor que o erro em baixa velocidade.

Nas Figuras 7 e 8 foram mostrados os resultados de simulação para uma variação brusca de 50% em r_r . Normalmente este tipo de variação não corresponde a um caso real, pois a variação da temperatura e, portanto, de r_r são lentas. Eventualmente, pode-se alterar o valor de r_r instanta-

Tabela 1: Parâmetros da máquina de indução de 3 Hp, 220 V, 5,8 A, 1710 rpm usada na simulação.

Parâmetros	Valores
r_s	0,435 Ω
X_{ls}	0,754 Ω
X_M	26,13 Ω
X_{lr}	0,754 Ω
r_r	0,816 Ω
J	0,089 $kg.m^2$

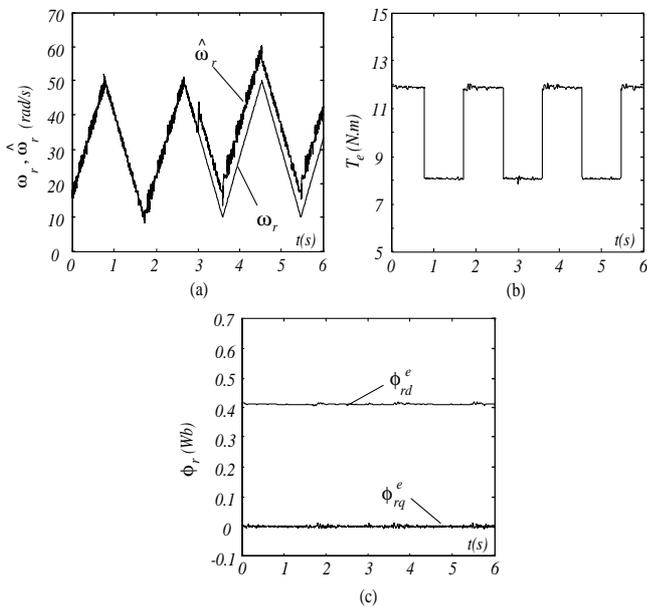


Figura 7: Desempenho dinâmico do MRAC para uma variação em r_r de 50%, em $t = 3$ s e em baixa velocidade: (a) ω_r , $\hat{\omega}_r$; (b) T_e ; (c) ϕ_r .

neamente através da inserção de resistores em série com o enrolamento rotórico de máquinas com rotor bobinado. Porém, este tipo de variação pode ser feita para mostrar o comportamento ou a eficiência de uma determinada técnica de controle. Para mostrar que o esquema de adaptação proposto neste trabalho funciona mesmo para pequenas variações em r_r , o seguinte teste foi realizado: r_r foi variada a uma taxa de 10% por 20 min em velocidade baixa e com conjugado nominal; a velocidade foi mantida constante através de uma malha externa de controle de velocidade; o controle MRAC inicialmente está inativo; é ativado em $t \cong 6$ min e posteriormente desativado em $t \cong 13$ min. Na Figura 9 são mostrados os fluxos de eixo-d (ϕ_{rd}^e) e de eixo-q (ϕ_{rq}^e) resultantes da simulação nas condições acima citadas. Observa-se que durante o intervalo em que o MRAC está ativado a máquina está com orientação pelo campo, ou seja: $\phi_{rd}^e = \phi_{rd}^{e*}$ e $\phi_{rq}^e = 0$. Quando o MRAC está desativado, observa-se que $\phi_{rd}^e > \phi_{rd}^{e*}$, o que significa a máquina está sobreexcitada, e que $\phi_{rq}^e \neq 0$, condição que mostra que a máquina não está mais em orientação pelo campo.

8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema experimental usado para testar o esquema adaptativo proposto consiste de um motor de indução de 2,2 kW com rotor bobinado, um inversor trifásico à IGBT e um microprocessador Pentium @266MHz equipado com placas de condicionamento e aquisição de sinais. As formas de onda de

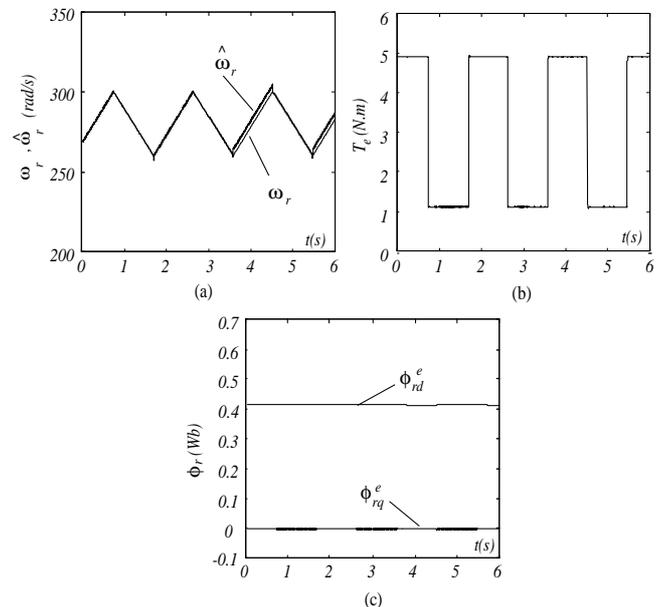


Figura 8: Desempenho dinâmico do MRAC para uma variação em r_r de 50%, em $t = 3$ s e em alta velocidade: (a) ω_r , $\hat{\omega}_r$; (b) T_e ; (c) ϕ_r .

tensões foram sintetizadas usando PWM (Pulse Width Modulator), que gera os comandos das chaves do inversor. O período de amostragem e o período de chaveamento do inversor foram de 100 μ s. Quatro conversores A/D (10-bit/25 μ s) para a medição das correntes e tensões de fase. A posição absoluta do rotor foi medida por um encoder de 9-bits. A medição de velocidade foi computada a partir das leituras do encoder. Esta velocidade é usada somente para comparação, não sendo usada para nenhuma tarefa de controle.

Nas Figuras. 10 e 11 são apresentados alguns resultados experimentais em duas velocidades diferentes. Durante os testes, três resistores externos foram inseridos em série com os enrolamentos do rotor com o objetivo de aumentar em 30% o valor da resistência rotórica. Os valores de referência do fluxo rotórico e do conjugado eletromagnético foram mantidos constantes durante os testes. Na Figura 10 são apresentadas a corrente estatórica i_{sq}^e e a velocidade ω_r quando o MRAC está desabilitado e somente o IFOC está operando. Neste caso, o aumento na resistência rotórica coloca o IFOC fora de sintonia, pois o conjugado eletromagnético variou. Isto pode ser indiretamente observado pela diferença que ocorre na taxa de variação da velocidade após a mudança de r_r . Na Figura 11 são apresentadas a corrente estatórica i_{sq}^e , a velocidade medida ω_r (utilizada aqui só por comparação) e a velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ quando o IFOC e o MRAC estão operando. Neste caso, após a variação em r_r , o IFOC não fica fora de sintonia, pois a taxa de variação da velocidade permanece constante. Contudo, a velocidade estimada através do

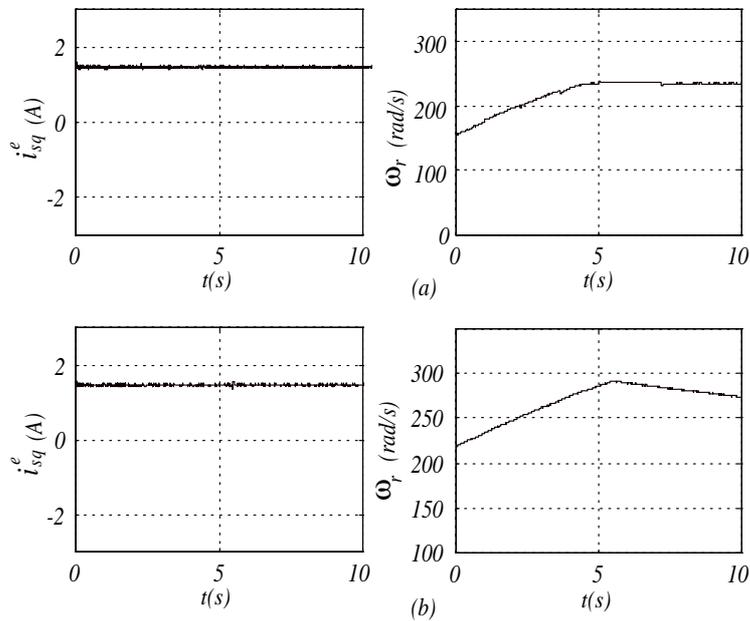


Figura 10: Corrente estatórica i_{sq}^e e velocidade ω_r sem adaptação: (a) Δr_r em 240 rad/s (b) Δr_r em 280 rad/s

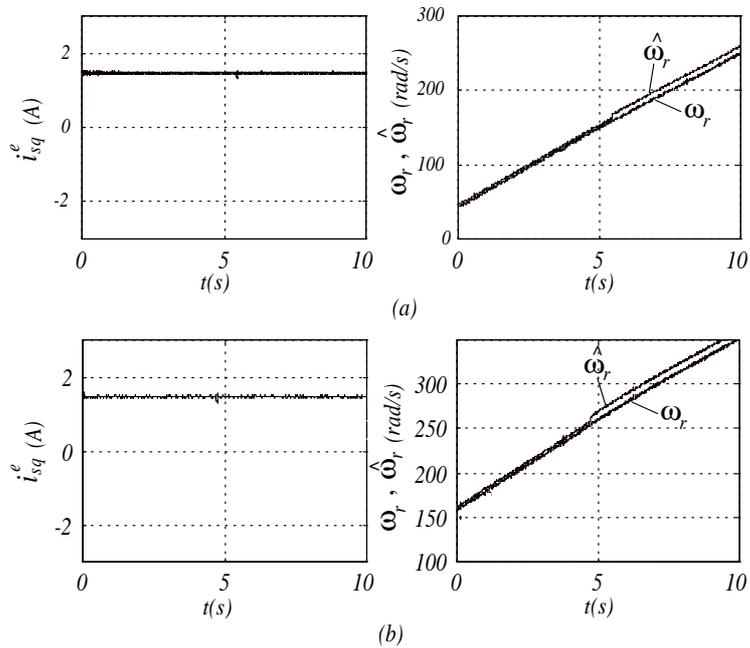


Figura 11: Corrente estatórica i_{sq}^e , velocidade medida ω_r e velocidade estimada $\hat{\omega}_r$ com adaptação: (a) Δr_r em 160 rad/s (b) Δr_r em 260 rad/s

mecanismo de adaptação é diferente da velocidade real. A velocidade estimada só é igual a velocidade real quando o valor correto de r_r é usado no cálculo do escorregamento.

9 CONCLUSÃO

Este artigo mostrou que é possível implementar um esquema adaptativo para manter o IFOC permanentemente sintonizado sem a necessidade de medição da velocidade. Além disso, não é necessário adicionar nenhuma tensão especial às tensões solicitadas pelo sistema de controle. O esquema

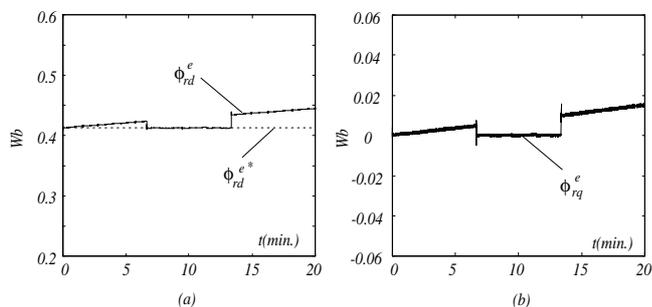


Figura 9: Desempenho dinâmico do MRAC para uma variação em r_r a uma taxa de 10% por 20 min: (a) ϕ_{rd}^e , ϕ_{rd}^{e*} ; (b) ϕ_{rq}^e .

proposto neste artigo é recomendado para aplicações aonde não há necessidade de controle de velocidade, porém é requerido manter o IFOC permanentemente sintonizado para se obter controle de conjugado com alto desempenho. Ainda é possível utilizá-la para manter o IFOC sintonizado em aplicações com controle de velocidade, desde que seja usado um sensor de velocidade específico para a realização da malha de velocidade. A técnica proposta provê uma solução simples, porém com controle de conjugado com alto desempenho, para aplicações onde não há necessidade de controle de velocidade. Além disso, o mecanismo de adaptação exibe baixa sensibilidade à variações em r_s e σl_s e conseqüentemente é robusto, pois é praticamente independente da constante de tempo rotórica. Os resultados experimentais mostraram o correto funcionamento da técnica proposta.

REFERÊNCIAS

- Astron, K. J. e Wittenmark, B. (1995). *Adaptive Control*, Addison-Wesley Publishing Company Inc., USA.
- Briz, F., Degner, M. W. e Lorenz, R. D. (2000). Analysis and design of current regulators using complex vectors, *IEEE Trans. on Industry Applications* **36**(3): 817–825.
- de Doncker, R. W. e Novotny, D. W. (1994). The Universal Field Oriented Controller, *IEEE Trans. on Industry Applications* **30**(1): 92–100.
- de S. Ribeiro, L. A., Jacobina, C. B., Lima, A. M. N. e Oliveira, A. C. (1997). Parameter Sensitivity of MRAC Models Employed in IFO-Controlled AC Motor Drive, *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **44**(4): 536–545.
- de S. Ribeiro, L. A., Jacobina, C. B., Lima, A. M. N. e Oliveira, A. C. (2000). Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms, *IEEE Trans. on Industry Applications* **36**(3): 743–754.
- Kerkman, R. J., Seibel, B. J., Rowan, T. M. e Schlegel, D. W. (1996). A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics* **32**(3): 585–593.
- Kubota, H. e Matsuse, K. (1994). Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation, *IEEE Trans. on Industry Applications* **30**(5): 1219–1224.
- Lorenz, R. D., Lipo, T. A. e Novotny, D. W. (1994). Motion control with induction motors, *Proceedings of IEEE: Special issue on power electronic and motion control* **82**(8): 1215–1240.
- Rowan, T. M., Kerkman, R. J. e Leggate, D. (1991). A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine, *IEEE Trans. on Industry Applications* **27**(4): 720–727.