

# ESTRATÉGIA ADAPTATIVA PARA MÁQUINAS ASSÍNCRONAS COM ORIENTAÇÃO INDIRETA PELO CAMPO

Luis A. de S. Ribeiro<sup>†</sup>, Cursino B. Jacobina<sup>‡</sup>, Antonio M. N. Lima<sup>†</sup> e Alexandre C. Oliveira<sup>†</sup>

<sup>†</sup>Centro Federal de Educação Tecnológica - São Luís, MA - Brasil

<sup>‡</sup>Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento e Máquinas

Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba

Caixa Postal 10.105 - 58109-970 Campina Grande, PB - E-mail: {jacobina, marcus}@dee.ufpb.br

**Resumo** - Este trabalho estuda a estratégia adaptativa do tipo MRAC (Model Reference Adaptive Control) aplicada no controle da máquina assíncrona com orientação indireta pelo campo rotórico (IFO). A estratégia MRAC foi estudada para cinco modelos de referência: tensões de eixo  $d$  e  $q$ , potência reativa, potência ativa e conjugado eletromagnético. A sensibilidade de cada modelo a erros no ganho de escorregamento é avaliada. São avaliadas também a robustez, em regime permanente e dinâmico, dos modelos a erros nos parâmetros dos quais eles dependem. Estes estudos mostram como selecionar um modelo de referência e a importância do conhecimento preciso dos parâmetros utilizados nos modelos. Resultados experimentais do sistema com MRAC com o modelo selecionado são apresentados, demonstrando as vantagens da utilização desta técnica no controle IFO.

**Abstract** - This paper studies the use of Model Reference Adaptive Control (MRAC) applied within an induction machine drive system that use indirect field oriented control (IFO). Five different MRAC reference models are considered:  $d$  and  $q$  axis voltage, reactive power, active power and torque models. The sensitivity of the slip gain of each model is evaluated. Also, the steady-state and transient robustness of the models to parameters uncertainty is computed for different loads and speeds. The results indicate how to select a suitable reference model and highlight the importance of good quality parameters. The experimental results confirmed the theoretical analysis and showed the advantage of the proposed methodology.

## NOMENCLATURA

$v_s^g, i_s^g$	vetores tensão e corrente estatóricas
$\phi_r^g$	vetor fluxo rotórico
$\omega_r, \omega_g$	velocidades mecânica e dos eixos $dq$
$\omega_b, \omega_{br}$	velocidades e escorregamento de $\phi_r^g$
$c_e, c_m$	conjugados eletromagnético e de carga
$l_s, l_r$	indutâncias próprias do estator e rotor
$l_m$	indutância mútua

$r_s, r_r$	resistências do estator e rotor
$\tau_r$	constante de tempo rotórica ( $l_r/\tau_r$ )
$J, F, P$	momento de inércia, coeficiente de atrito viscoso e número de par de pólos
$*$ , $\hat{\phantom{x}}$	indicam grandezas de referência e estimadas
$g, s, n, b$	indicam os referenciais genérico, estatórico, síncrono e do fluxo rotórico para os eixos $dq$

## I. INTRODUÇÃO

O controle com orientação indireta pelo fluxo rotórico (IFO) tem sido bastante utilizado em acionamentos de alto desempenho com máquinas assíncronas [1], [2], [3]. O grande problema deste tipo de acionamento é a dependência paramétrica. Dentre todos os parâmetros da máquina assíncrona, variações na constante de tempo rotórica ( $\tau_r$ ) são as mais importantes, pois produzem acoplamento entre os controles de fluxo e conjugado.

Várias técnicas adaptativas têm sido propostas para compensar os efeitos das variações em  $\tau_r$  no acionamento IFO. Dentre elas destacam-se as técnicas adaptativas tipo modelo de referência (MRAC). Nestas técnicas utiliza-se um modelo, denominado de referência, que geralmente depende dos parâmetros da máquina. O uso do MRAC para re-sintonizar o controle IFO em acionamentos com máquina assíncrona foi tratado em [4], [5]. Rowan *et alii* [5] apresentaram um estudo detalhado para os modelos de referência mais comuns, assumindo que os parâmetros da máquina são conhecidos.

Neste artigo, além da análise de sensibilidade apresentada em [5], características de regime permanente e dinâmicas são empregadas para avaliar os modelos de referência de tensões de eixos  $d$  e  $q$ , potência reativa, potência ativa e conjugado eletromagnético. Estas características mostram as sensibilidades dos modelos a erros no ganho de escorregamento e a robustez a erros nos parâmetros dos quais eles dependem.

Os valores dos parâmetros empregados para calcular as variáveis de referência utilizadas no MRAC e projetar os controladores do IFO foram obtidos por meio dos procedimentos propostos por Ribeiro *et alii* [6]. Resultados experimentais da estratégia MRAC, com o modelo tensão de eixo  $d$ , para um sistema de acionamento digital com uma máquina assíncrona de 1,5kW são apresentados.

## II. MODELO DA MÁQUINA ASSÍNCRONA

O modelo dinâmico de uma máquina assíncrona com os vetores tensão estatórica ( $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ ), corrente estatórica ( $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ ) e fluxo rotórico ( $\phi_r^g = \phi_{rd}^g + j\phi_{rq}^g$ ) como variáveis, em um referencial genérico (expoente  $g$ ), é dado por [2]:

$$v_s^g = \left( r_s + \frac{l_m^2}{\tau_r l_r} \right) i_s^g + \sigma l_s \frac{di_s^g}{dt} + j\omega_g \sigma l_s i_s^g + \left( j\omega_r - \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{l_m}{l_r} \phi_r^g \quad (1)$$

$$0 = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g - \frac{l_m}{\tau_r} i_s^g \quad (2)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} \text{Im}[i_s^g (\phi_r^g)^-] = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq}^g \phi_{rd}^g - i_{sd}^g \phi_{rq}^g) \quad (3)$$

$$P(c_e - c_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (4)$$

onde  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\text{Im}$  é o operador que recupera a parte imaginária e o expoente  $-$  indica o complexo conjugado.

## III. MRAC APLICADO À MÁQUINAS ASSÍNCRONAS

O controle IFO é definido a partir da equação (2) no referencial de campo rotórico (expoente  $b$ ,  $\omega_g \rightarrow \omega_b$  e  $\phi_r^b = \phi_r$ ):

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (5)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (6)$$

onde  $\tau_r = l_r/r_r$  é a constante de tempo rotórica e  $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$  é a frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico, cuja frequência angular em relação ao estator é  $\omega_b$ .

Na estratégia IFO o conjugado e o fluxo rotórico são controlados independentemente por meio de  $i_{sq}^b$  e  $i_{sd}^b$ , respectivamente. Os valores de referência (indicados pelo expoente  $*$ ) de  $i_{sd}^b$  e  $\omega_{br}$  são obtidos de (5) e (6) admitindo condições de regime permanente ( $d\phi_r/dt = 0$ ):

$$i_{sd}^{b*} = \frac{\phi_r^*}{l_m} \quad (7)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m}{\phi_r^* \tau_r} i_{sq}^{b*} = k_s^* i_{sq}^{b*} \quad (8)$$

O ganho de escorregamento  $k_s$  é definido como

$$k_s^* = \frac{l_m}{\phi_r^* \tau_r} = \frac{1}{i_{sd}^{b*} \tau_r} \quad (9)$$

A função básica do MRAC no acionamento IFO da máquina assíncrona é corrigir as variações do ganho de escorregamento  $k_s$ , causadas pela temperatura, saturação e efeito pelicular. Desta forma o MRAC mantém a frequência de escorregamento  $\omega_{br}^*$  correta e portanto a máquina em orientação pelo campo.

Na figura 1 mostra-se o diagrama de blocos de um controlador adaptativo MRAC usado no acionamento com máquina assíncrona. Nesta figura, o expoente  $s$  nas

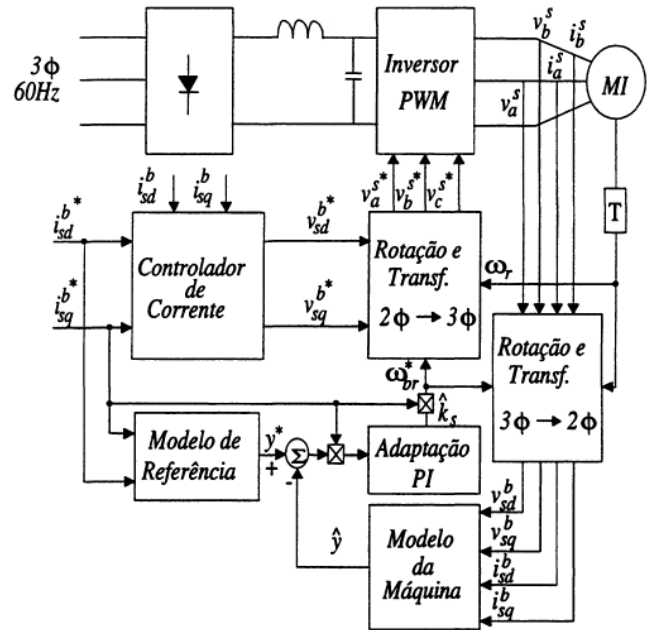


Figura 1 Diagrama de blocos da estratégia MRAC aplicada à máquinas assíncronas com orientação indireta pelo fluxo rotórico

variáveis indica que elas estão no referencial estatórico. O esquema adaptativo da figura 1 é basicamente o mesmo proposto em [4],[5] para corrigir as variações na constante de tempo rotórica. Neste esquema,  $y^*(t)$  é a variável de referência do MRAC. O erro de adaptação é definido por  $e(t) = y^*(t) - \hat{y}(t)$ , onde  $\hat{y}(t)$  é estimado a partir das tensões e correntes medidas nos terminais da máquina. Neste artigo o símbolo  $\hat{\cdot}$  indica grandezas estimadas. O erro de adaptação  $e(t)$ , multiplicado pela componente de corrente conjugado de referência  $i_{sq}^{b*}$  é usado como entrada para o mecanismo de adaptação, neste caso um controlador PI. O sinal de saída do controlador PI é uma estimativa do ganho do escorregamento  $k_s$ , conforme (9), que determina a frequência de escorregamento  $\omega_{br}^*$ .

O uso do MRAC requer um modelo de referência para gerar  $y^*(t)$ . Os modelos de referência mais comuns são apresentados nesta seção. Estes modelos são derivados das equações da máquina admitindo-se que as condições de orientação pelo campo são válidas.

### A. Modelo de Tensão Eixo-d

A equação do modelo de referência para  $v_{sd}^{b*}$  em condições IFO, obtida de (1) e (2) no referencial de campo rotórico em regime permanente, é dada por:

$$v_{sd}^{b*} = \hat{r}_s i_{sd}^{b*} - \omega_b^* \hat{\sigma} l_s i_{sq}^{b*} \quad (10)$$

onde  $\hat{\sigma} l_s = \hat{l}_s - l_m^2/l_r$ . Em (10),  $i_{sd}^{b*}$  e  $i_{sq}^{b*}$  são as correntes de referência de eixos  $dq$  no referencial de campo rotórico.

A tensão estimada  $v_{sd}^{b*}$  é calculada das tensões  $v_a^s$  e  $v_b^s$ , medidas no referencial estatórico, e transformadas por meio do ângulo de posição do fluxo rotórico  $\delta_b^*$  ( $d\delta_b^*/dt = \omega_{br}^* + \omega_r$ ).

### B. Modelo de Tensão Eixo-q

A equação do modelo de referência para  $v_{sq}^{b*}$  em condições IFO, também obtida de (1) e (2) no referencial de campo rotórico em regime permanente, é dada por:

$$v_{sq}^{b*} = \hat{r}_s i_{sq}^{b*} + \omega_b \hat{l}_s i_{sd}^{b*} \quad (11)$$

A tensão estimada  $v_{sq}^b$  é obtida de forma semelhante a utilizada para  $v_{sd}^b$ .

### C. Modelo de Conjugado

Por meio de (3) e (5) em regime permanente, o conjugado eletromagnético de referência da máquina assíncrona, sob condições IFO, é dado por:

$$c_e^* = P(\hat{l}_s - \hat{\sigma}l_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (12)$$

Uma outra possibilidade de cálculo de  $c_e^*$  é subtrair as perdas resistivas da potência ativa (16) e dividir o resultado pela velocidade síncrona  $\omega_b^*/P$ . O conjugado eletromagnético não é, em geral, disponível por meio de medição direta. Neste caso,  $\hat{c}_e$  deve ser computado a partir das grandezas terminais da máquina [4] ou a partir da potência ativa (15).

### D. Modelo de Potência Reativa

A potência reativa na máquina assíncrona é expressa por

$$Q = v_{sq}^b i_{sd}^b - v_{sd}^b i_{sq}^b \quad (13)$$

A variável de referência deste modelo  $Q^*$  é obtida substituindo (10) e (11) em (13), e é dada por

$$Q^* = \omega_b^* (\hat{l}_s i_{sd}^{b*2} + \hat{\sigma}l_s i_{sq}^{b*2}) \quad (14)$$

### E. Modelo de Potência Ativa

A potência ativa absorvida pela máquina assíncrona é dada por

$$P_a = v_{sd}^b i_{sd}^b + v_{sq}^b i_{sq}^b \quad (15)$$

A variável de referência  $P_a^*$  é obtida substituindo (10) e (11) em (15). Ela é dada por

$$P_a^* = \hat{r}_s (i_{sd}^{b*2} + i_{sq}^{b*2}) + \omega_b^* (\hat{l}_s - \hat{\sigma}l_s) i_{sd}^{b*} i_{sq}^{b*} \quad (16)$$

## IV. ANÁLISE DE SENSIBILIDADE

Esta análise refere-se a sensibilidade dos modelos apresentados à variações em  $k_s$  (por exemplo:  $\Delta v_{sd}^*/\Delta k_s$ ), para diferentes condições de carga, a velocidade e fluxo nominais.

A partir de (2) num referencial síncrono qualquer (exponente  $n$ ,  $\omega_g \rightarrow \omega_n$ ) e em regime permanente (derivadas nulas), obtém-se as seguintes expressões:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^n = \frac{\phi_{rd}^n}{\tau_r} - \omega_{nr} \phi_{rq}^n \quad (17)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^n = \frac{\phi_{rq}^n}{\tau_r} + \omega_{nr} \phi_{rd}^n \quad (18)$$

onde  $\omega_{nr} = \omega_n - \omega_r$ .

Resolvendo-se (17)-(18) para os fluxos, tem-se

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd}^n \\ \phi_{rq}^n \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} \begin{bmatrix} 1 & \tau_r \omega_{nr} \\ -\tau_r \omega_{nr} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^n \\ i_{sq}^n \end{bmatrix} \quad (19)$$

onde  $\lambda = (1 + \tau_r^2 \omega_{nr}^2)/l_m$ .

Utilizando-se (1), neste mesmo referencial e em regime permanente, e (19) obtém-se as seguintes expressões para as tensões de eixos-d e q:

$$v_{sd}^n = r_s i_{sd}^n - \omega_n [\sigma l_s i_{sq}^n + \frac{l_m}{\lambda l_r} (i_{sq}^n - \tau_r \omega_{nr} i_{sd}^n)] \quad (20)$$

$$v_{sq}^n = r_s i_{sq}^n + \omega_n [\sigma l_s i_{sd}^n + \frac{l_m}{\lambda l_r} (i_{sd}^n + \tau_r \omega_{nr} i_{sq}^n)] \quad (21)$$

Observa-se que fazendo-se  $\omega_{nr} = \omega_{br} = k_s i_{sq}^b$  com o valor de  $k_s$  igual àquele de (9), as condições de orientação pelo fluxo rotórico (7) e (8) são satisfeitas pelas equações (19), (20) e (21) ( $n \rightarrow b$ ).

No estudo que se segue, fez-se  $\omega_{nr} = k_s i_{sq}^n$ , para valores de  $k_s$ , entre 0% e 300% do valor correto do IFO ( $k_{so}$ ) e com as equações (19), (20) e (21) determinou-se os fluxos e as tensões em função das condições de carga ( $i_{sq}^n$ ), a fluxo nominal (definido por  $i_{sd}^n$ ). Destas variáveis e utilizando as equações (12), (13) e (15), determinou-se as outras quantidades  $c_e$ ,  $Q$  e  $P_a$ . O subscrito  $o$  que aparece nas figuras desta e da próxima seção é usado para indicar o valor nominal do ganho de escorregamento ou dos parâmetros da máquina.

As figuras 2 a 5 apresentam os resultados deste estudo. Nestas curvas traça-se as quantidades  $\hat{y}$  normalizadas por  $y^*$  em função de  $k_s$ , normalizado em relação ao valor correto para orientação pelo campo ( $k_{so}$ ). As quantidades de referências  $y^*$  ( $v_{sd}^b$ ,  $v_{sq}^b$ ,  $P_a^*$ ,  $Q^*$ ,  $c_e^*$ ) foram obtidas quando a máquina está funcionando em regime permanente e com controle IFO corretamente sintonizado. Para cada  $y$  é traçada uma série de curvas com carga variando de 10% a 100% do valor nominal em 60Hz. Observou-se que a frequência (velocidade) não influencia na forma das curvas apresentadas. As curvas de sensibilidade do conjugado não foram apresentadas aqui porque são semelhantes as obtidas com o modelo de potência ativa (figura 5).

Os resultados obtidos deste estudo são sumariados abaixo:

- Os modelos de potência ativa (figura 5) e de conjugado apresentaram problemas de divergência do controlador. Em dois pontos diferentes tem-se  $P_a/P_a^* = 1$ , indicando a possibilidade de convergência ( $e(t) = 0$ ) para um  $k_s$  incorreto.
- O modelo de tensão de eixo-q (figura 4) e o modelo de potência reativa (figura 2) podem divergir sob condições de baixa carga.
- Os modelos de tensão de eixo-d (figura 3), potência reativa (figura 2) e tensão de eixo-q (figura 4) em ordem decrescente apresentam maiores sensibilidades à falta de sintonia da estratégia IFO.
- O modelo de tensão de eixo-d (figura 3) não apresenta qualquer problema de divergência, mesmo sob condições de baixa carga.

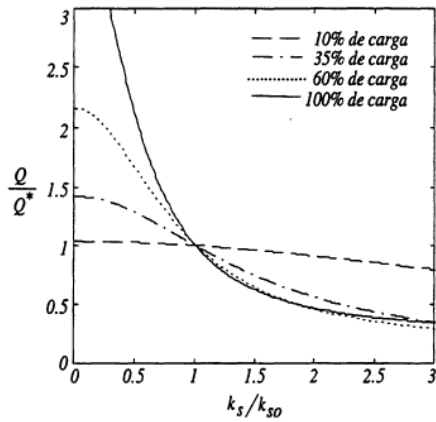


Figura 2 Potência reativa normalizada versus ganho de escorregamento normalizado

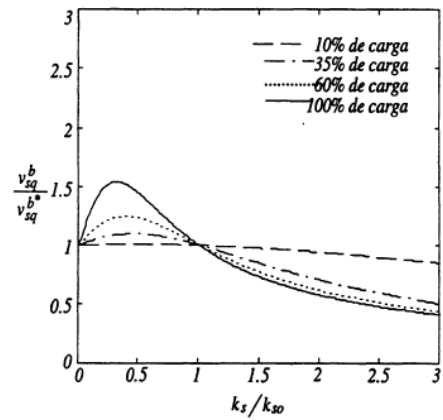


Figura 4 Tensão de eixo-q normalizada versus ganho de escorregamento normalizado

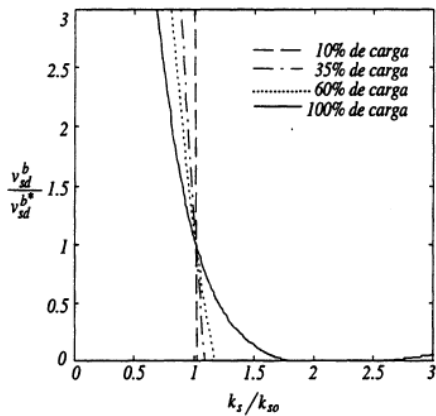


Figura 3 Tensão de eixo-d normalizada versus ganho de escorregamento normalizado

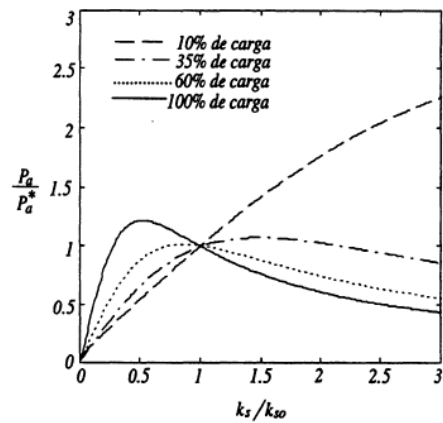


Figura 5 Potência ativa normalizada versus ganho de escorregamento normalizado

Estes resultados confirmam as conclusões apresentadas por Rowan *et alii* [5] referentes aos modelos de conjugado, potência reativa e de tensões de eixos  $d$  e  $q$ , estudados naquele artigo.

## V. ROBUSTEZ PARAMÉTRICA

Nas estratégias MRAC apresentadas, se alguns dos parâmetros dos modelos de referência variarem o desempenho do MRAC pode deteriorar. Neste estudo a robustez dos modelos de referência a variações em  $r_s$ ,  $\sigma l_s$ , e  $l_s$  é avaliada em diversas condições de carga e velocidade. Os estudos com os modelos de potência ativa e conjugado não foram realizados, pois estes modelos não apresentam boas propriedades de convergência.

### A. Análise de regime permanente

A análise de regime permanente enfoca o problema de como  $y^*(t)$  é afetado pelas incertezas paramétricas. Na figura 6 é mostrada a robustez de  $v_{sd}^{b*}$  à  $\Delta r_s$  (variações no valor de  $r_s$ ) para diferentes valores de carga e velocidade. A robustez à  $\Delta r_s$  é grande quando a carga e a velocidade são altas, mas ela diminui à medida que a carga ou a velocidade ou ambas são reduzidas. Pode-se notar que

mesmo em alta velocidade a robustez é pequena em baixas condições de carga. A figura 6 mostra que para um  $\Delta r_s$  de 30% em 10% da carga nominal a tensão de eixo- $d$  varia de 40% em 10Hz e de 17% em 60Hz.

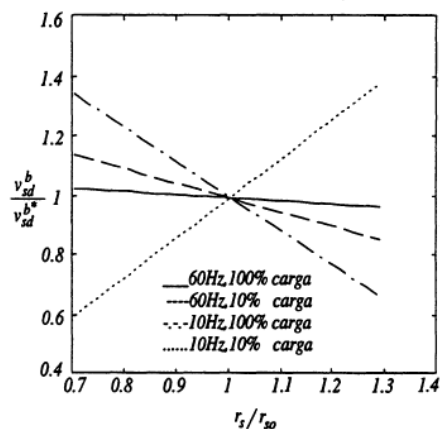


Figura 6 Robustez do modelo de tensão de eixo-d à  $\Delta r_s$

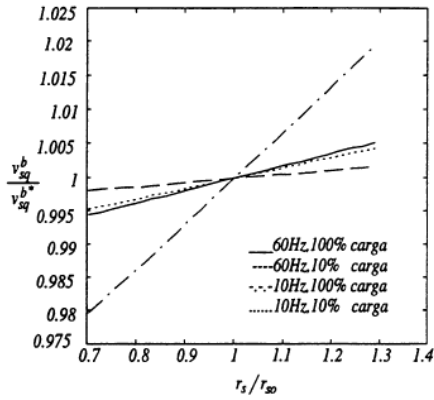


Figura 7 Robustez do modelo de tensão de eixo- $q$  à  $\Delta r_s$

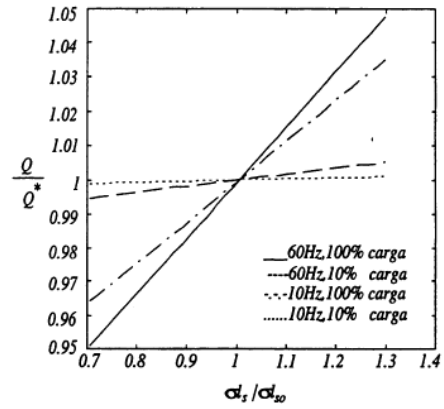


Figura 9 Robustez do modelo de potência reativa à  $\Delta(\sigma l_s)$

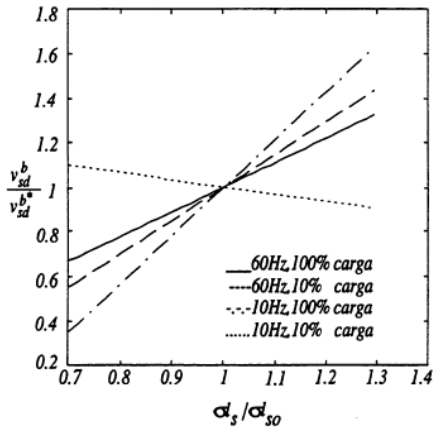


Figura 8 Robustez do modelo de tensão de eixo- $d$  à  $\Delta(\sigma l_s)$

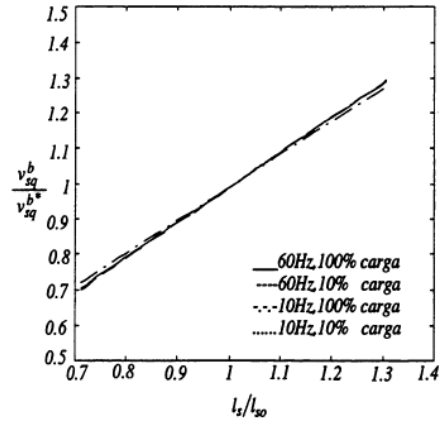


Figura 10 Robustez do modelo de tensão de eixo- $q$  à  $\Delta l_s$

A figura 7 mostra a robustez de  $v_{sq}^{b*}$  à  $\Delta r_s$  para diferentes valores de carga e velocidade. A robustez à  $\Delta r_s$  é grande mas diminui à medida que a velocidade diminui. Quando a carga aumenta, a robustez à  $\Delta r_s$  diminui, contudo é maior que a robustez do modelo de tensão de eixo- $d$  para um dado  $\Delta r_s$ .

A figura 8 mostra a influência de  $\Delta(\sigma l_s)$  no modelo de tensão de eixo- $d$ . Em condições de baixa carga,  $\Delta v_{sd}^{b*}$  aumenta à medida que a velocidade aumenta. Contudo, em carga nominal,  $\Delta v_{sd}^{b*}$  aumenta quando a velocidade diminui. A tensão de eixo- $d$  é pouco robusta à variações em  $\sigma l_s$ . Como um exemplo, 10% de variação em  $\sigma l_s$ , em carga nominal e 60Hz, gera uma variação de 10% na tensão de eixo- $d$ , e 15% em baixa carga e 60Hz.

A figura 9 mostra a influência de  $\Delta(\sigma l_s)$  no modelo de potência reativa. A robustez diminui à medida que a carga aumenta, mas é maior que a robustez do modelo de tensão de eixo- $d$  sob as mesmas condições.

A figura 10 mostra a influência de  $\Delta l_s$  no modelo de tensão de eixo- $q$ . A robustez quase não depende das condições de carga e velocidade.

A figura 11 mostra a influência de  $\Delta l_s$  no modelo de potência reativa. A robustez do modelo de potência reativa à  $\Delta l_s$  é quase independente do valor da velocidade,

mas diminui à medida que a carga diminui. Para um  $\Delta l_s = 30\%$ ,  $\Delta Q^*$  pode variar até 25% em carga nominal e 30% em condições de baixa carga.

### B. Análise transitória

A análise transitória refere-se à evolução no tempo da quantidade adaptada  $k_s$ , para uma dada velocidade e

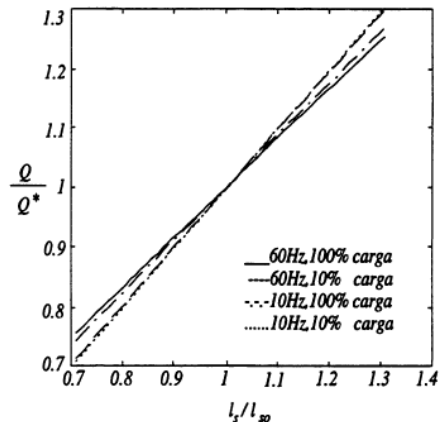


Figura 11 Robustez do modelo de potência reativa à  $\Delta l_s$

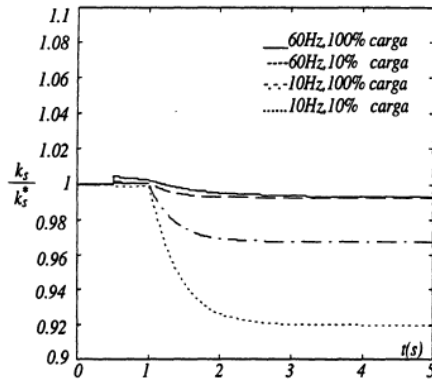


Figura 12 Desempenho transitório do modelo de tensão de eixo-d para um  $\Delta r_s = 0.7r_s$  em  $t = 1.0s$

carga, em resposta à  $\Delta r_s$ , ou  $\Delta(\sigma l_s)$ , ou  $\Delta l_s$ . As figuras 12 a 17 mostram os desempenhos transitórios dos modelos analisados. Nestes testes, o MRAC é ligado em  $t = 0.5s$ . O pequeno transitório observado nas curvas em  $t = 0.5s$  deve-se a condição inicial zero do controlador PI. Já os parâmetros  $r_s$ ,  $l_s$  e  $\sigma l_s$  foram alternadamente variados de 30% em  $t = 1.0s$ . Estas variações foram feitas nos modelos de referência.

As figuras 12 e 13 mostram os desempenhos transitórios dos modelos de tensão de eixos-d e q para um  $\Delta r_s = 30\%$ . Observa-se que embora  $\Delta v_{sd}^{b*}/\Delta r_s$  seja maior que  $\Delta v_{sq}^{b*}/\Delta r_s$  (veja figuras 6 e 7),  $\Delta k_s/\Delta r_s$  é aproximadamente o mesmo para os dois modelos. Este resultado é aparentemente contraditório. Mas é importante observar que o modelo de tensão de eixo-d é o mais sensível à  $\Delta k_s$  (veja Seção IV) e portanto pequenas variações em  $k_s$  são suficientes para corrigir a diferença causada pelo erro em  $r_s$ . Por outro lado, o efeito das variações na resistência estática é mais pronunciado em baixa velocidade e baixa carga. Os parâmetros do controlador PI (veja figura 1) empregados com o modelo de tensão de eixo-d foram os mesmos para todas as condições de operação. Como pode ser notado na figura 12, o tempo requerido para  $k_s$  atingir o novo valor é praticamente o mesmo. Entretanto, para obter o mesmo comportamento com os modelos de tensão de eixo-q e potência reativa foi necessário ajustar os parâmetros do controlador PI.

As figuras 14 e 15 mostram os desempenhos transitórios dos modelos de potência reativa e tensão de eixo-d para um  $\Delta(\sigma l_s) = 30\%$ . Pode-se observar que mesmo com  $\Delta v_{sd}^{b*}/\Delta(\sigma l_s) \gg \Delta Q^*/\Delta(\sigma l_s)$  (veja figura 8 e figura 9) o  $\Delta k_s/\Delta(\sigma l_s)$  resultante é somente duas vezes maior para o modelo de tensão de eixo-d (veja Seção IV).

As figuras 16 e 17 apresentam os desempenhos transitórios dos modelos de potência reativa e tensão de eixo-q para um  $\Delta l_s = 30\%$ . Pode-se observar que mesmo com  $\Delta Q^*/\Delta l_s \cong \Delta v_{sq}^{b*}/\Delta l_s$  (veja figuras 10 e 11) o  $\Delta k_s/\Delta l_s$  resultante é duas vezes maior para o modelo de tensão de eixo-q, isto porque este modelo é menos sensível à  $\Delta k_s$ . Esta conclusão é válida para altas cargas. Com pequenas cargas ambos os modelos divergem. Isto era esperado

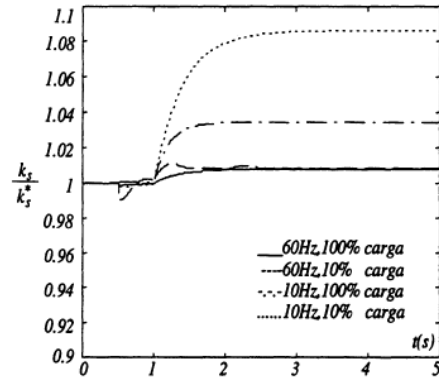


Figura 13 Desempenho transitório do modelo de tensão de eixo-q para um  $\Delta r_s = 0.7r_s$  em  $t = 1.0s$

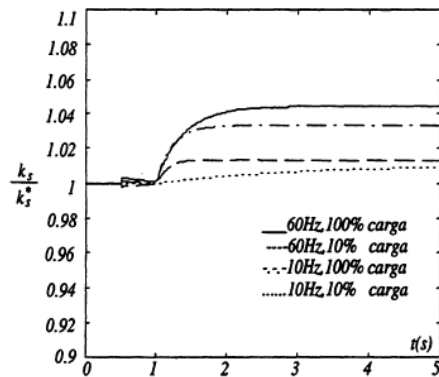


Figura 14 Desempenho transitório do modelo de potência reativa para um  $\Delta(\sigma l_s) = 0.7\sigma l_s$  em  $t = 1.0s$

pois estes modelos apresentam problemas de sensibilidade (veja Seção IV).

Como conclusão geral destes estudos, recomenda-se a utilização do modelo de referência de tensão de eixo-d nos controladores adaptativos tipo modelo de referência. É importante observar que um máximo  $\Delta k_s = 11\%$  ocorre no modelo de tensão de eixo-d para um  $\Delta(\sigma l_s) = 30\%$ . Contudo, como é mostrado em [6],  $\sigma l_s$  pode ser estimado com precisão.

## VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema de acionamento da figura 1 implementado para a realização dos estudos experimentais é composto pelos seguintes sub-sistemas: retificador trifásico não-controlado; inversor trifásico a transistores bipolares; máquina assíncrona com rotor bobinado e sensores de corrente, tensão e posição; microcomputador PC-486 - DX2 - 66MHz com placas de aquisição de dados e geração de sinais de comando para o inversor. O período de amostragem utilizado foi de  $100\mu s$ .

As figuras 18 e 19 apresentam os resultados com o MRAC, utilizando os parâmetros estimados em [6], fornecidos no Apêndice A. Nos testes experimentais a referência do controlador de velocidade foi mantida constante em  $100\text{rad/s}$ . Três resistores externos de  $2.8\Omega$  fo-

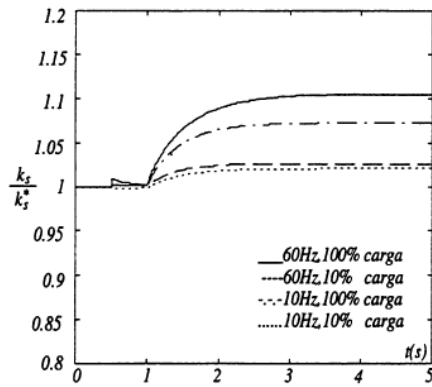


Figura 15 Desempenho transitório do modelo de tensão de eixo-d para um  $\Delta(\sigma l_s) = 0.7\sigma l_s$  em  $t = 1.0s$

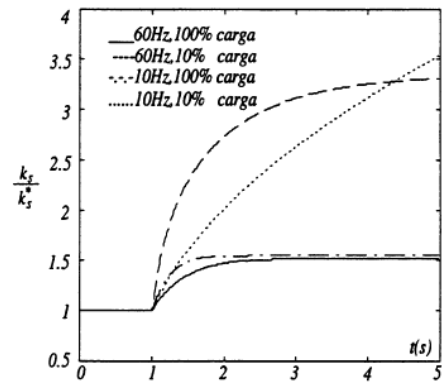


Figura 17 Desempenho transitório do modelo de tensão de eixo-q para um  $\Delta l_s = 0.7l_s$  em  $t = 1.0s$

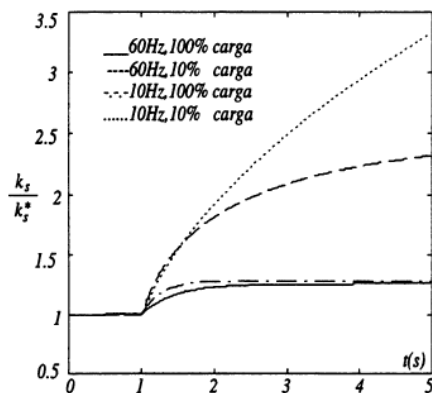


Figura 16 Desempenho transitório do modelo de potência reativa para um  $\Delta l_s = 0.7l_s$  em  $t = 1.0s$

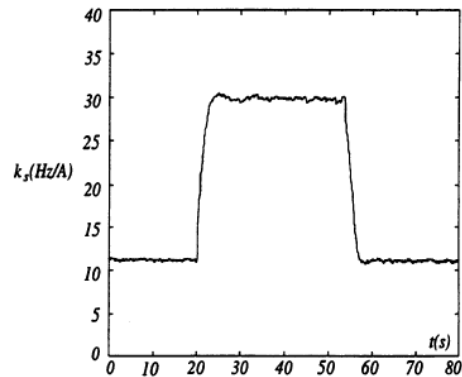


Figura 18 Resposta de  $k_s$  para a seqüência de chaveamento de resistência

ram inseridos ( $t = 20s$ ) em série com os enrolamentos rotóricos e em seguida retirados ( $t = 55s$ ). A estratégia do MRAC foi implementada usando o modelo de tensão de eixo-d, em condições de baixa carga. No primeiro teste (figura 18) o controlador adaptativo foi ligado. Como pode-se observar na figura 18, o ganho de escorregamento  $k_s$  converge rapidamente ( $\cong 5s$ ) para o novo valor ( $k_s = 30Hz/A$ ) depois que os resistores foram inseridos. Também, depois de retirados,  $k_s$  retorna rapidamente ao valor anterior ( $k_s = 11.2Hz/A$ ). Na figura 19 mostra-se a amplitude da corrente estatórica ( $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$ ) medida durante o primeiro teste (linha contínua). Observa-se que a corrente varia durante os instantes de chaveamento, mas retorna rapidamente ao valor original. No segundo teste a mesma seqüência de chaveamento foi empregada e o controlador adaptativo foi desligado. Neste caso, a corrente aumenta cerca de 10% (linha tracejada na figura 19) quando os resistores são inseridos e permanece neste valor até que eles sejam retirados. Isto demonstra claramente que a razão conjugado por corrente da máquina não é mantida. É importante observar que quando o controlador adaptativo é acionado não há modificação da capacidade conjugado por corrente estatórica.

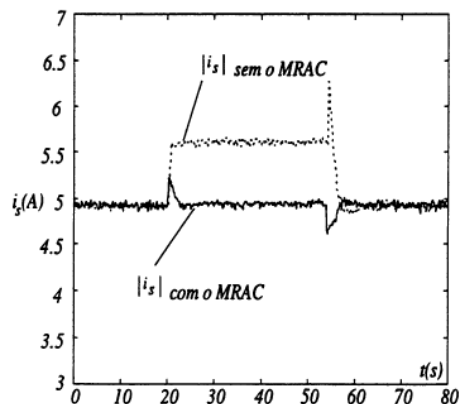


Figura 19 Módulo da corrente estatórica com e sem o controlador adaptativo

O projeto dos controladores do sistema de acionamento (IFO e MRAC) requer o conhecimento dos parâmetros da máquina. Em geral, estes parâmetros são obtidos por meio de testes padrões (rotor bloqueado e vazio) como recomendado pelas instituições normativas [7]. Os parâmetros da máquina obtidos com testes padrões e com

os procedimentos propostos em [6] são dados no Apêndice A. Por meio destes parâmetros, pode-se calcular o valor de  $k_s$  para um dado ponto de operação usando (9). Com os parâmetros dos testes padrões o ganho de escorregamento foi  $k_s = 5.03 Hz/A$ . Por outro lado, com os parâmetros estimados em [6] obteve-se  $k_s = 11.62 Hz/A$ . Este último valor é bastante similar ao observado experimentalmente neste artigo, o que mostra a importância da abordagem proposta em [6]. Finalmente, é claro que mesmo usando uma estratégia adaptativa é essencial utilizar bons parâmetros nos modelos e para o cálculo inicial de  $k_s$ .

## VII. CONCLUSÕES

Neste artigo foi apresentado um estudo de regime permanente e dinâmico dos modelos mais comuns utilizados na adaptação do controle IFO em acionamentos com máquina assíncrona. Os estudos de sensibilidade mostraram que o modelo de eixo- $d$  é o mais sensível à falta de sintonia do IFO. Os estudos de robustez paramétrica revelaram que o modelo de tensão de eixo- $d$  é o menos robusto a  $\Delta r_s$  e  $\Delta(\sigma l_s)$ , enquanto que o modelo de tensão de eixo- $q$  é o menos robusto a  $\Delta l_s$ . Contudo, a alta sensibilidade do modelo de eixo- $d$  possibilita que um pequeno  $\Delta k_s$  seja suficiente para corrigir os efeitos das incertezas paramétricas em  $v_{sd}^{b*}$ . Com as análises de sensibilidade e de robustez paramétrica desenvolvidas, pode-se seguramente selecionar um bom modelo de referência para implementar a estratégia MRAC.

Os testes experimentais demonstraram a eficiência do modelo de referência de tensão de eixo- $d$ , utilizado em MRAC, para recuperar a condição de sintonia do acionamento com orientação indireta pelo fluxo rotórico. Os resultados experimentais também demonstraram que é possível manter a taxa conjugado por corrente do acionamento quando o MRAC está ligado. Manter a condição de desacoplamento do IFO pode implicar num melhor aproveitamento da capacidade do acionamento. É claro que o uso de uma estratégia adaptativa não significa menosprezar a importância de uma estimação de parâmetros prévia. Os resultados experimentais demonstraram que os parâmetros determinados com os testes clássicos devem ser melhorados a fim de se obter um alto desempenho do acionamento com máquina elétricas.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o suporte financeiro do CNPq.

## APÊNDICE A: PARÂMETROS DA MÁQUINA

Na tabela abaixo os parâmetros designados como Padrão e Estimado correspondem aos testes de rotor bloqueado e vazio [7] e estimados com a abordagem proposta por Ribeiro *et alii* [6], respectivamente.

Parâmetros da Máquina				
$\theta_i$	$r_s$	$\tau_r$	$\sigma l_s$	$l_s$
Padrão	1,8	0,0427	0,0213	0,1279
Estimado	1,85	0,0185	0,0195	0,1152

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. D. Lorenz, T. A. Lipo, D. W. Novotny, "Motion control with induction motors", *Proceedings of IEEE: Especial Issue on Power Electronic and Motion Control*, vol. 82, no. 8, pp. 1215-1240, Aug. 1994.
- [2] C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, "Estratégias de Controle para Sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona", *Controle & Automação*, vol. 7, no. 1, pp. 15-28, Janeiro-Abril 1996.
- [3] G. O. Garcia, R. M. Stephan, E. H. Watanabe, "Controle de Velocidade de um Motor de Indução Através de Técnicas de Campo Orientado Indireto e Escorregamento Controlado", *Anais do VIII Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 955-960, Belém - Pa 1990, SBA.
- [4] R. D. Lorenz, B. D. Lawson, "A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 3, pp. 420-424, May/June 1990.
- [5] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, D. Leggate, "A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 720-727, July/Aug. 1991.
- [6] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, "Dynamic estimation of the induction machine parameters and speed", *Conf. Rec. PESC*, pp. 1281-1287, Atlanta-Georgia, USA 1995.
- [7] I. S. Board, IEEE Standard Collection: Electric Machinery, IEEE Pres., Piscataway, New Jersey 1995.

## DADOS BIOGRÁFICOS

**Luiz Antonio de Souza Ribeiro**, nasceu em São Luís - Maranhão, em 26 de outubro de 1967. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA). Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, em 1995. Atualmente é Professor do Departamento de Eletro-Eletrônica do Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão e encontra-se afastado cursando o Doutorado na UFPB. Sua área de maior interesse é estimação de parâmetros e velocidade de motores de indução em acionamentos. É Membro do IEEE.

**Cursino Brandão Jacobina**, nasceu em Correntes - Pernambuco, em 17 de abril de 1955. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1978. Obteve o Diplôme d'Études Approfon-



dies (DEA) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França em 1980 e o título de Docteur Ingénieur pelo mesmo instituto em 1983. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seu principal interesse é na área de pesquisa de sistemas de acionamento com máquinas elétricas. É Membro da SOBRAEP, da SBA e do IEEE.

**Antonio Marcus Nogueira Lima**, nasceu em Recife - Pernambuco, em 15 de março de 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1982 e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela mesma instituição em 1985. Obteve o grau de doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França, em 1989. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seus principais interesses de pesquisa são sistemas de acionamento com máquinas elétricas, instrumentação eletrônica e sistemas de controle. É Membro da SBA e do IEEE.

**Alexandre Cunha Oliveira**, nasceu em Fortaleza - Ceará, em 2 de junho de 1970. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, em 1993. Obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB, em 1995. Desde junho de 1996 ele é Professor do Departamento de Eletricidade do Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão. Sua área de interesse compreende análise, projeto e desenvolvimento de sistemas de controle de alto desempenho para máquinas assíncronas. É Membro do IEEE.