CONTROLADOR DE VELOCIDADE USANDO MODOS DESLIZANTES SUAVES PARA UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Alex F. A. Furtunato*
alex@cefet-rn.br

Andrés O. Salazar**
andres@leca.ufrn.br

Aldayr D. Araújo**
aldayr@leca.ufrn.br

*Gerência de Informática – CEFET-RN
**Departamento de Engenharia Elétrica – UFRN

Resumo – Neste trabalho é apresentado um sistema de controle de velocidade de um motor de indução. A modelagem do motor de indução é feita através do Controle Vetorial com orientação pelo fluxo do rotor indireto. A estratégia de controle utilizada é o Controle Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável, que destina-se ao controle de plantas com incertezas. Suas características principais são o uso de uma lei de controle chaveada em uma estrutura com modelo de referência e a necessidade das medidas apenas da entrada e saída da planta. O sistema é formado por um motor de indução de 0.25HP com rotor em gaiola de esquilo, acionado por um inversor de tensão com modulação por largura de pulso e controle de corrente, e um microcomputador Pentium-100MHz com placas de aquisição de dados. São apresentados os resultados práticos para diferentes condições de funcionamento do sistema, comprovando a eficiência dessa estratégia com relação à robustez a distúrbios de carga e variações paramétricas.

Abstract – This paper presents an angular shaft speed control system of an induction motor. The induction motor model is obtained with the vector control technique with rotor flux orientation. The used control strategy is the Variable Structure Model Reference Adaptive Control, that is applied to control uncertain plants. Its main characteristics are a switched control law and a model reference structure with only plant input and output measurements. The system is constituted by a 0.25HP induction motor with squirrel cage rotor, supplied by a voltage source inverter with pulse width modulation and current control, and a Pentium-100MHz microcomputer with acquisition cards. Practical results are presented to different system operation conditions to show the efficiency of this strategy related to its robustness to load disturbances and parametric variations.

1. INTRODUÇÃO

Os motores de indução foram utilizados, durante muito tempo, em acionamentos de baixo desempenho devido a sua estrutura não-linear e multivariável (Gabriel *et al.* 1980, Leonhard 1996). Os acionamentos de alto desempenho eram dominados totalmente pelas máquinas de corrente contínua, devido a possibilidade de obtenção de modelos linearizados para longas faixas em torno de um ponto de operação, e a estrutura bastante simples, facilitando o projeto e implementação de controladores.

Contudo, as máquinas CC têm as desvantagens de possuirem custos elevados, necessitarem de manutenções mais freqüentes e terem sua utilização não recomendada para alguns ambientes. Ao contrário, os motores de indução são mais baratos, necessitam de pouquíssima manutenção e podem ser usados em ambientes diversos (Fitzgerald & Kingsley 1975).

Somente com o surgimento, na década de 70, da teoria de controle vetorial (Blaschke 1972), é que se teve ferramentas teóricas para um controle mais preciso das máquinas de corrente alternada. Adicionalmente, a partir da década de 80, com o desenvolvimento dos componentes eletrônicos, o motor de indução começou a surgir como uma alternativa em aplicações de alto desempenho (Jacobina & Lima 1996, Filho *et al.* 1996).

A técnica de controle vetorial utilizada nesse trabalho denomina-se Campo Orientado Indireto – COI (Garcia 1990, Ortega & Taoutaou 1996, Novotny & Lorenz 1986). Nessa técnica, a estimação do fluxo de referência é feita em malha aberta e o fluxo escolhido como referência foi o fluxo enlaçado pelo rotor. Essa escolha está relacionada com a simplicidade do modelo obtido, além da boa resposta dinâmica, sendo tão eficiente quanto as técnicas que fazem estimação de fluxo em malha fechada através de observadores.

Na técnica COI, a estimação do fluxo depende dos valores dos parâmetros da máquina. O uso de valores incorretos de parâmetros na modelagem vetorial causa o acoplamento das equações de fluxo e torque (Branco 1991, Larrea 1993), degradando o desempenho do sistema de controle. No motor de indução, alguns parâmetros variam com a condição de operação, principalmente a constante de tempo rotórica, o que impõe o uso de alguma estratégia de controle com mecanismo de adaptação que compense possíveis variações de parâmetros.

Isso motivou o uso do Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável – VS-MRAC – neste trabalho. Essa estratégia de controle é indicada para plantas com incertezas, sendo insensível a variações paramétricas e perturbações uniformemente limitadas. A técnica é baseada na síntese do sinal

[0]Artigo submetido em 10/09/1999
1a. Revisão em 05/01/2000; 2a. Revisão em 17/04/2001
Aceito sob recomendação do Ed. Cons. Prof. Dr. Liu Hsu

de controle e não na adaptação de parâmetros.

Controle Robusto e Controle Adaptativo são duas técnicas usadas para controlar plantas com incertezas. O Controle a Estrutura Variável (VSC – Variable Structure Control) com modos deslizantes é um tipo de controle robusto. O controle VSC foi primeiramente proposto na década de 50 na extinta União Soviética (Emelyanov 1967). Essa técnica de controle só começou a ser amplamente pesquisada no ocidente a partir dos anos 70. A principal vantagem do controle VSC é a obtenção de um sistema de controle robusto, insensível a variações paramétricas e distúrbios externos (Utkin 1993, Gao & Hung 1993, Hung *et al.* 1993).

Desde, então, já foram propostas várias aplicações para a técnica VSC. Em relação ao motor de indução temos diversas contribuições (Sabanovic & Izozimov 1981, Bose 1985, Ho & Sen 1990, Soto & Yeung 1995).

O Controle Adaptativo (Åstrom & Wittenmark 1989, Ioannou & Sun 1996, Slotine & Li 1991), por sua vez, teve sua motivação com o projeto de aeronaves autopilotáveis em meados dos anos 50. Contudo, devido a falta de provas de estabilidade, houve uma significativa perda de interesse no estudo desse tipo de controlador. A partir dos anos 60, porém, houve um grande desenvolvimento da teoria de controle adaptativo. Do início dos anos 80 em diante, foram propostas modificações para garantir a estabilidade e robustez de sistemas com controladores adaptativos.

O VS-MRAC foi desenvolvido inicialmente por Hsu e Costa (Hsu & Costa 1989), para o caso de plantas com grau relativo (excesso de pólos) igual a 1. Uma generalização para o caso de plantas com grau relativo qualquer foi apresentada, mais tarde, por Hsu (Hsu 1990). Diversos aspectos de ordem prática foram abordados e simplificações do algoritmo original foram propostas por Araújo (Araújo 1993), facilitando a aplicação prática desse controlador (Hsu & Costa 1996).

O controlador VS-MRAC tem sido implementado com grande sucesso no controle de velocidade de máquinas de corrente contínua (Silva *et al.* 1996). Neste trabalho, a aplicação dessa estratégia ao controle de velocidade de motores de indução reforça as suas qualidades, como rápida resposta dinâmica e robustez a variações paramétricas e distúrbios externos (Furtunato 1997).

2. MODELAGEM

A modelagem do motor de indução já foi bastante discutida em diversos trabalhos. Dessa forma, partiremos do modelo matemático em notação vetorial (Leonhard 1996). As equações que descrevem a dinâmica do motor de indução são:

$$\underline{u}_S(t) = R_S \underline{i}_S(t) + L_S \frac{d}{dt}\left(\underline{i}_S(t)\right) + L_M \frac{d}{dt}\left(\underline{i}_R(t) e^{j\varepsilon}\right) \quad (1)$$

$$0 = R_R \underline{i}_R(t) + L_R \frac{d}{dt}\left(\underline{i}_R(t)\right) + L_M \frac{d}{dt}\left(\underline{i}_S(t) e^{-j\varepsilon}\right) \quad (2)$$

$$T_e(t) = \frac{2}{3} L_M \Im m \left\{ \underline{i}_S(t) \left[\underline{i}_R(t) e^{j\varepsilon}\right]^* \right\} \quad (3)$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = T_e(t) - T_L(t) \quad (4)$$

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \omega \quad (5)$$

onde

$\underline{u}_S$	Vetor tensão do estator.
$\underline{i}_S,\ \underline{i}_R$	Vetores corrente do estator e corrente do rotor, respectivamente.
$R_S,\ R_R$	Resistências por fase do estator e do rotor, respectivamente.
$L_S,\ L_R$	Indutâncias próprias por fase do estator e do rotor, respectivamente.
L_M	Indutância de magnetização por fase.
T_e	Torque eletromagnético no eixo do motor.
T_L	Torque de carga.
J	Momento de inércia do rotor.
ω	Velocidade angular do eixo do motor.
ε	Posição angular do eixo do motor.
$\Im m\{x\}$	Componente imaginário de um número complexo "x".
$[x]^*$	Operador complexo conjugado de um vetor "x".

Observando o modelo definido anteriormente, podemos notar a complexidade das relações entre as diversas variáveis que compõem a dinâmica de um motor de indução. Sendo necessário, portanto, o uso do Controle Vetorial para tornar o modelo mais simples.

Na prática, o que se busca com a modelagem vetorial é a observação das correntes do estator de um referencial fixo a um fluxo de referência. Dessa forma, definindo um novo sistema de coordenadas, visto na Figura (1), com o eixo de referência direto, ou eixo real ($\Re e$), coincidindo com o vetor fluxo do rotor ($\underline{\psi}_R$), a componente do vetor fluxo do rotor no eixo em quadratura, ou eixo imaginário ($\Im m$), é anulada, ou seja, $\psi_{Rq} = 0$.

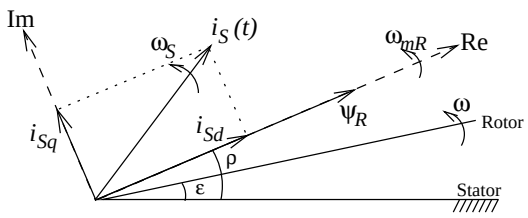

Figura 1: Diagrama vetorial do motor de indução (ω_{mR} é a velocidade do fluxo do rotor com relação ao rotor e ω_S é a velocidade síncrona).

Baseado da Figura (1) e partindo-se da Equação (2), podemos obter

$$0 = \frac{R_R}{L_R}(\psi_{Rd} - L_M \underline{i}_S e^{-j\rho}) + \frac{d}{dt}(\psi_{Rd}) + j\left(\frac{d\rho}{dt} - \omega\right)\psi_{Rd} \quad (6)$$

onde

ψ_{Rd}	Componente do vetor fluxo do rotor no eixo direto.
ρ	Posição angular do vetor fluxo do rotor em relação ao estator.

Observando o diagrama vetorial da Figura (1) e com a Equação (6), as componentes do vetor corrente do estator no eixo direto e em quadratura são calculadas como

$$i_{Sd} = \frac{1}{L_M}\psi_{Rd} + \frac{L_R}{R_R L_M}\frac{d\psi_{Rd}}{dt} \quad (7)$$

$$i_{Sq} = \frac{L_R}{R_R L_M}\left(\frac{d\rho}{dt} - \omega\right)\psi_{Rd} \quad (8)$$

e o torque da máquina fica representado por

$$T_e = \frac{2}{3}\frac{L_M}{L_R}\psi_{Rd} i_{Sq} \tag{9}$$

sendo similar ao torque de uma máquina de corrente contínua. Pela Equação (9), mantendo-se a componente de fluxo no eixo direto constante, o torque pode ser controlado apenas pela componente da corrente em quadratura, através de uma relação linear, até o limite do valor de velocidade nominal do motor. Para obtermos o torque máximo, o fluxo de referência será mantido constante e em seu valor máximo permitido ($\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = 0$). Com essa consideração, as Equações (7) e (8) são suficientes para obtermos o controle desacoplado do motor de indução (Figura 2)

$$i^*_{Sd} = \frac{\psi^*_{Rd}}{L_M} \tag{10}$$

$$\rho = \varepsilon + \frac{R_R L_M}{L_R}\int \frac{i^*_{Sq}}{\psi^*_{Rd}} dt \tag{11}$$

onde

$i^*_{Sd},\ i^*_{Sq}$ Valores de referência das componentes do vetor corrente do estator nos eixos direto e em quadratura, respectivamente.

ψ^*_{Rd} Valor de referência da componente do vetor fluxo do rotor no eixo direto.

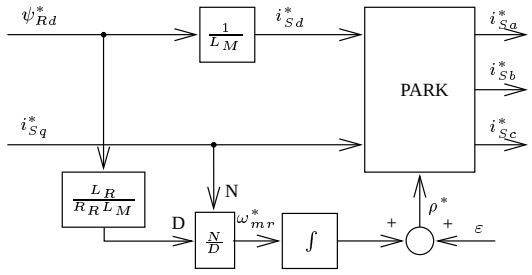

Figura 2: **Controle vetorial indireto do motor de indução (ω^*_{mR} é a referência da velocidade do fluxo do rotor com relação ao rotor, ρ^* é a referência da posição do fluxo do rotor com relação ao estator e $i^*_{Sa},\ i^*_{Sb},\ i^*_{Sc}$ são as referências das correntes em cada fase do estator).**

A partir de um inversor do tipo fonte de tensão (Voltage Source Inverter – VSI), com modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation – PWM) e controle de corrente, é possível impor correntes ao motor. Conseqüentemente, o conjunto formado pelo controle vetorial indireto, inversor e motor de indução é equivalente a uma máquina de corrente contínua (Figura 3), onde o campo é representado pela componente do vetor fluxo do rotor no eixo direto, e a corrente de armadura é representada pela componente do vetor corrente do estator no eixo em quadratura.

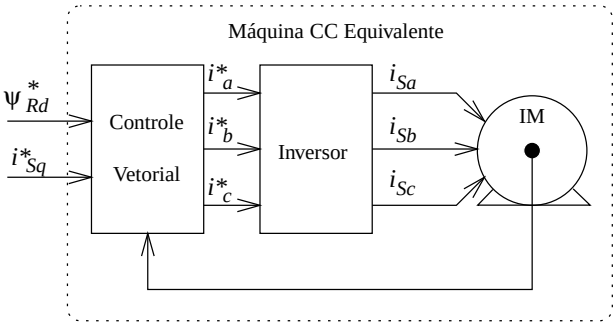

Figura 3: **Máquina CC equivalente ($i_{Sa},\ i_{Sb},\ i_{Sc}$ são as correntes em cada fase do estator).**

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

O projeto do controlador VS-MRAC teve como motivação o interesse em se criar um controlador que, fazendo apenas medidas da entrada e saída da planta, tornasse o sistema em malha fechada robusto em relação às incertezas nos parâmetros, distúrbios externos e dinâmica não-modelada, além de um bom desempenho transitório.

Assumindo a planta como uma máquina CC equivalente, visto na Figura (3), o sistema a ser controlado pode ser representado por uma equação diferencial de primeira ordem. Por isso, nesse trabalho, será explicado somente o algoritmo VS-MRAC para plantas desta ordem. O algoritmo para plantas de ordens superiores, assim como as provas de estabilidade, podem ser encontradas em outros trabalhos (Araújo 1993, Hsu *et al.* 1994, Hsu 1990).

No VS-MRAC (Figura 4), o desempenho desejado para a planta é especificado através de um modelo de referência, e os parâmetros do controlador são ajustados através do erro entre a saída do modelo e a saída da planta.

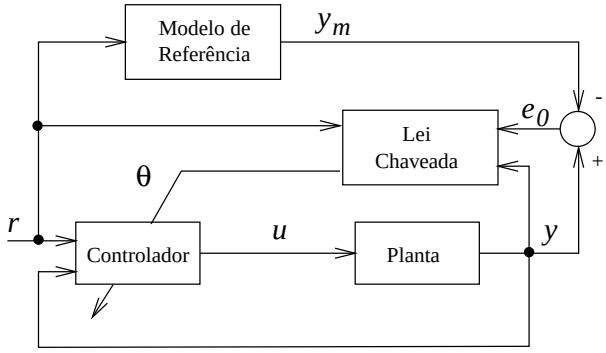

Figura 4: **Estrutura do VS-MRAC.**

A modelagem do motor de indução, para um determinado ponto de operação, leva a uma planta de primeira ordem dada por

$$W(s) = \frac{K_p}{s + a_p} \tag{12}$$

onde K_p e a_p são conhecidos com incertezas e apresentam variações dependendo do ponto de operação e o símbolo s representa a variável de Laplace. A planta tem entrada u (i_{Sq}) e saída y (ω).

O modelo deve ser Estritamente Real Positivo (ERP) e com mesmo grau relativo (diferença entre pólos e zeros, neste caso igual a 1) da planta e é dado por

$$M(s) = \frac{K_m}{s + a_m} \tag{13}$$

com entrada r e saída y_m. As constantes K_p e K_m devem ter o mesmo sinal (positivo, sem perda de generalidade).

O erro de saída é

$$e_0 = y - y_m \tag{14}$$

O rastreamento do modelo é alcançado com o sinal de entrada igual a

$$u = \theta^*_1 y + \theta^*_2 r \tag{15}$$

onde

$$\theta_1^* = \frac{a_p - a_m}{K_p} \tag{16}$$

$$\theta_2^* = \frac{K_m}{K_p} \tag{17}$$

são os valores dos parâmetros do controlador para os quais a saída da planta converge para a saída do modelo (condição de "matching").

O algoritmo de adaptação utiliza leis chaveadas para o rastreamento do modelo. Isso resulta em um tipo de movimento denominado de "Modo Deslizante", característico dos sistemas a estrutura variável. Nesses sistemas, a dinâmica desejada é obtida com as trajetórias restritas a uma dada "Superfície Deslizante".

Dessa forma, escolhendo a superfície deslizante

$$e_0 = 0 \tag{18}$$

teremos como condição para o alcance do deslizamento,

$$\dot{e}_0 e_0 < 0 \tag{19}$$

A condição de deslizamento pode ser satisfeita com o sinal de controle igual a

$$u = \theta^T \begin{bmatrix} y \\ r \end{bmatrix} + \theta_{nom}^T \begin{bmatrix} y \\ r \end{bmatrix} \tag{20}$$

com

$$\theta = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} \tag{21}$$

$$\theta_{nom} = \begin{bmatrix} \theta_{1\,nom} \\ \theta_{2\,nom} \end{bmatrix} \tag{22}$$

e

$$\begin{cases} \theta_1 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(e_0 y) & , \quad \bar{\theta}_1 > |\theta_1^* - \theta_{1\,nom}| \\ \theta_2 = -\bar{\theta}_2 \operatorname{sgn}(e_0 r) & , \quad \bar{\theta}_2 > |\theta_2^* - \theta_{2\,nom}| \end{cases} \tag{23}$$

onde

θ	Vetor de parâmetros do controlador.
θ_{nom}	Vetor de parâmetros nominais do controlador, baseado nos parâmetros nominais da planta.
x^T	representa o transposto de um vetor "x".

Através da análise de estabilidade via Lyapunov pode-se demonstrar a estabilidade global assintótica de $e_0 = 0$, e que

$$e_0 = 0 \tag{24}$$

é alcançado em tempo finito.

É possível alterar o sinal de controle para que seja utilizado apenas um relé com amplitude modulada. O algoritmo com esse novo sinal de controle é denominado de VS-MRAC compacto, e pode ser obtido através da simplificação da Equação (20),

$$u = -(\bar{\theta}_1 |y| + \bar{\theta}_2 |r|) \operatorname{sgn}(e_0) + \theta_{nom}^T \begin{bmatrix} y \\ r \end{bmatrix} \tag{25}$$

Se $|y| \leq M_1$ e $|r| \leq M_2$, o sinal de controle pode ser adicionalmente simplificado para

$$u = -K_0 \operatorname{sgn}(e_0) + \theta_{nom}^T \begin{bmatrix} y \\ r \end{bmatrix} \tag{26}$$

onde

$$K_0 \geq \bar{\theta}_1 M_1 + \bar{\theta}_2 M_2 \tag{27}$$

sendo esse algoritmo denominado de VS-MRAC a relé. A estabilidade, neste caso, é apenas local, em torno de $e_0 = 0$.

A utilização de leis chaveadas causa o aparecimento de componentes de alta freqüência no sinal de controle, denominadas de "chattering", que podem degradar o controle. Por isso, é proposta uma modificação na função relé para a diminuição do "chattering". Essa modificação consiste em adicionar uma região linear ao relé original. A função relé modificada é

$$\operatorname{sgm}(e_0) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(e_0) & ; \quad |e_0| > \Delta_0 \\ \frac{e_0}{\Delta_0} & ; \quad |e_0| \leq \Delta_0 \end{cases} \tag{28}$$

onde Δ_0 define a largura da região linear em torno de e_0.

A introdução de regiões lineares nas funções de chaveamento leva ao surgimento de erros em regime permanente na saída da planta. Quando o sinal de referência e o distúrbio são do tipo degrau, o erro em regime permanente pode ser eliminado por meio de um compensador PI (Kuo 1995)

$$u = -K_0 \operatorname{sgm}(e_0) + u_{nom} - p(t) - i(t) \tag{29}$$

onde

$$u_{nom} = \theta_{1\,nom} y + \theta_{2\,nom} r \tag{30}$$

Com a finalidade de evitar a deterioração do comportamento transitório do sistema, $p(t)$ e $i(t)$ são saturados com uma técnica de "anti-reset windup".

$$p(t) = \begin{cases} \varepsilon_1 \operatorname{sgn}(e_0) & ; |c_1 e_0| > \varepsilon_1 \\ c_1 e_0 & ; \text{em caso contrário} \end{cases} \tag{31}$$

$$i(t) = c_2 \int_0^t z(\tau) d\tau \begin{cases} z = 0 & ; |i(t)| > \varepsilon_2 \text{ e } i(t) e_0 > 0 \\ z(\tau) = e_0(\tau) & ; \text{em caso contrário} \end{cases} \tag{32}$$

O sinal do compensador fica limitado por $\varepsilon_1 + \varepsilon_2$. As constantes c_1, c_2, ε_1 e ε_2 são ajustadas através de simulações, de modo a evitar a deterioração do comportamento transitório e eliminar rapidamente o erro em regime permanente.

Uma outra estratégia para a diminuição do "chattering" é o uso de um filtro de saída no sinal de controle

$$u_{av} = \frac{1}{\tau s + 1} u_0 \tag{33}$$

onde τ é a constante de tempo.

Neste caso, há a necessidade da introdução de uma predição do erro de saída e o algoritmo modificado é dado por

$$u = -u_{av} + \theta_{1\,nom} y + \theta_{2\,nom} r - p(t) - i(t) \tag{34}$$

$$u_0 = K_0 \operatorname{sgm}(e_0') \tag{35}$$

$$e_0' = e_0 - \hat{e}_0 \tag{36}$$

$$\hat{e}_0 = K_{nom} M(s) [u_0 - u_{av}] \tag{37}$$

O filtro introduz apenas um erro residual que, pela escolha adequada de τ, torna-se pequeno. A estabilidade exponencial global de um pequeno conjunto residual no espaço de estado do erro do VS-MRAC pode ser garantida (Hsu 1997).

4. IMPLEMENTAÇÃO

O sistema de acionamento é mostrado na Figura (5). Esse sistema é composto de quatro partes principais: um motor a ser controlado, uma máquina para impor carga ao eixo do motor, um inversor e um microcomputador.

A máquina usada no experimento é um motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo com 0.25HP, 4 pólos, 1725rpm, 380/220V, 60Hz. A carga é aplicada ao eixo do motor por meio de um gerador CC acoplado ao seu eixo, alimentando uma carga resistiva de valor conhecido. A alimentação do motor de indução é feita através de um inversor trifásico VSI/PWM com controle de corrente por janela de histerese (Murphy & Turnbull 1988). No controle de corrente foram usados sensores de efeito hall para a medição das correntes em duas das fases do motor. Por último, temos um microcomputador Pentium-100MHz que interpreta a leitura de velocidade, executa o algoritmo de controle e envia os sinais necessários para o inversor (i_a^* e i_b^*).

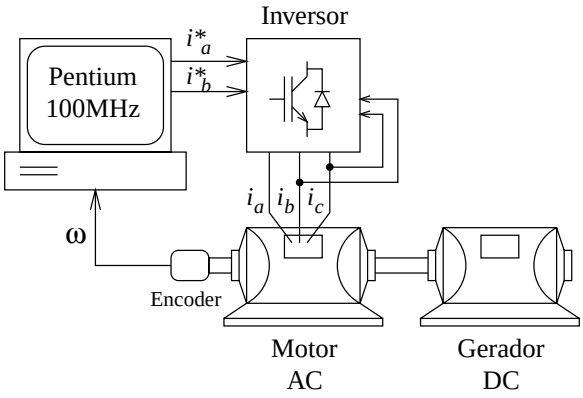

Figura 5: **Estrutura básica do sistema de acionamento.**

O software de controle foi implementado através da linguagem C. O algoritmo de controle é acionado através de interrupções, geradas pelo timer do microcomputador a intervalos de amostragem de $200\mu s$. O algoritmo implementado foi o VS-MRAC a relé com região linear e filtro de saída (Figura 6).

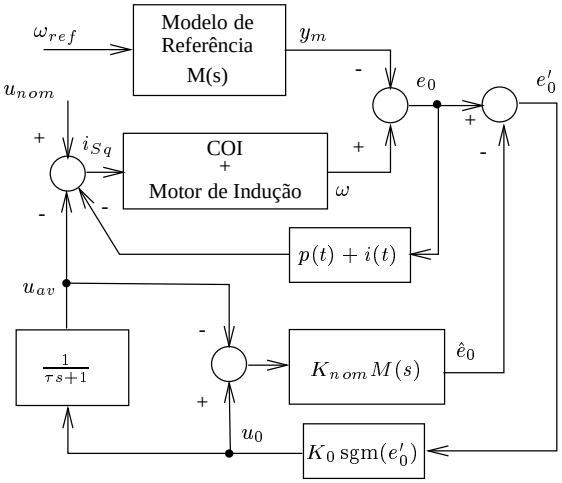

Figura 6: **VS-MRAC a relé com região linear e filtro de saída.**

A aquisição do valor da posição do eixo do motor é feita através de um encoder digital absoluto com 10 bits de resolução. A velocidade é calculada por uma derivada discreta entre dois instantes de medição. Esse procedimento gera um erro de medição de velocidade que aparece na curva de velocidade como um ruído.

A obtenção dos parâmetros do controlador VS-MRAC, assim como a equação de primeira ordem que representa a planta, foram baseadas em simulações feitas com o modelo mecânico da máquina. Ou seja, ao simular um motor de indução com controle vetorial, sendo alimentado pela corrente de referência em quadratura (i_{Sq}^*) enquanto o fluxo de referência (ψ_{Rd}^*) é mantido constante, a relação entre o torque elétrico e a corrente de referência é aproximadamente

$$T_e = K i_{Sq}^* \tag{38}$$

onde K é uma constante obtida a partir da Equação (9).

Substituindo a equação anterior na Equação (4), e supondo que o torque de carga é devido somente ao atrito, teremos

$$\frac{\omega}{i_{Sq}^*} = \frac{\frac{K}{J}}{s + \frac{D}{J}} \tag{39}$$

onde D representa o coeficiente de atrito viscoso da máquina.

Nos testes realizados, o fluxo de referência (ψ_{Rd}^*) foi mantido em seu valor nominal, sendo igual a 0.93Wb. A Tabela (I) lista os valores nominais dos parâmetros do motor, obtidos em ensaios, os parâmetros do controlador PI com "anti-reset windup", e os parâmetros do controlador VS-MRAC.

Tabela I

Parâmetros		
Motor	**VS-MRAC**	
$R_S = 29.5012\Omega$	$K_p = 4.36x10^5$	$a_p = 6$
$R_R = 17.8384\Omega$	$K_m = 100$	$a_m = 100$
$L_S = 0.0534\,\mathrm{H}$	$\theta_{1_{nom}} = -0.0002$	$\theta_{2_{nom}} = 0.0002$
$L_R = 0.0637\,\mathrm{H}$	$K_0 = 0.4$	$\Delta_0 = 1$
$L_M = 1.0417\,\mathrm{H}$	$c_1 = 0.1$	$c_2 = 0.01$
$n_P = 2$	$\varepsilon_1 = 0.05$	$\varepsilon_2 = 0.3$
$J = 0.0005\,\mathrm{Kg}\,m^2$	$K = 228.4$	$\tau = 0.15$
$D = 0.003\frac{\mathrm{Kg}\,m^2}{s}$	**PI**	
	$K_c = 0.0015$	$\tau_i = 0.93$
	$K_{anti-windup} = 0.0005$	

O ensaio em regime transitório é representado por uma inversão de velocidade entre os dois limites de velocidade nominal da máquina em vazio com o controlador VS-MRAC. No ensaio em regime permanente, foi aplicado um degrau de carga ao eixo do motor e observou-se a sua influência na velocidade da máquina utilizando-se o algoritmo VS-MRAC, o algoritmo PI e o algoritmo VS-MRAC com compensador PI.

O ensaio de inversão de velocidade é mostrado na Figura (7). A inversão foi feita de 1725rpm até -1725rpm com o motor em vazio. Como podemos observar, o tempo gasto durante a inversão foi de apenas 230 ms. Podemos notar que a curva de velocidade (curva 1) mantém uma inclinação praticamente constante em todo o processo de inversão. Também, deve-se ressaltar que R_R sofre variações neste ensaio devido a variações de velocidade da máquina.

Na Figura (8) é mostrada a resposta do motor a aplicação de um degrau de carga de 0.2 N-m ao seu eixo, utilizando-se o controlador VS-MRAC. Observa-se, pela figura, que a velocidade

do motor sofreu uma pequena variação e retornou rapidamente, porém ela se mantém um pouco abaixo da velocidade nominal (erro de regime). Este erro de regime é causado pelo uso de uma região linear na lei de controle chaveada.

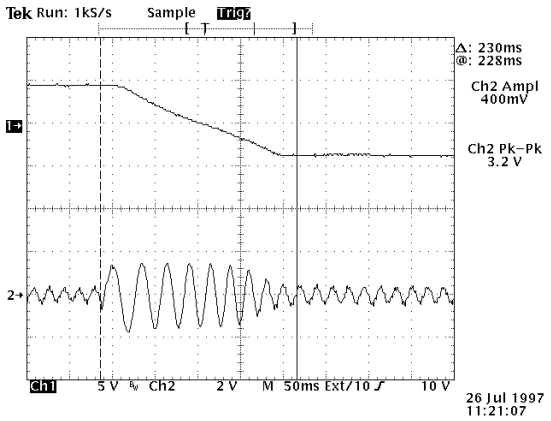

Figura 7: **Inversão de velocidade do motor de 1725rpm a -1725rpm, em vazio. Curva 1: Velocidade (2100rpm/div). Curva 2: Corrente em uma das fases (0.8A/div).**

Para comprovar o bom desempenho do VS-MRAC, foi implementado um controlador PI para o mesmo sistema testado. A Figura (9) mostra a resposta do sistema com controlador PI ao degrau de carga de 0.2 N-m. No instante de aplicação do degrau, a velocidade da máquina (curva 1) tem um decaída abrupta e depois vai subindo lentamente, pela atuação do termo integral, até alcançar o seu valor nominal.

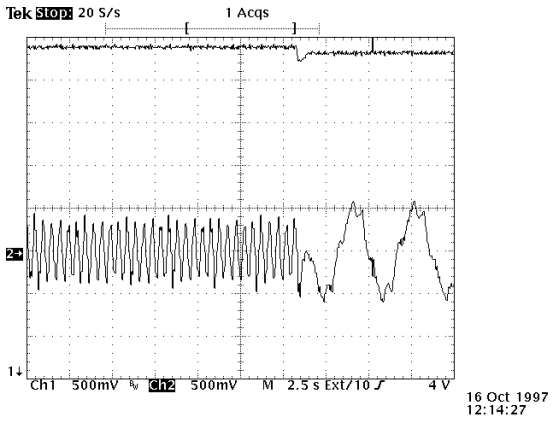

Figura 8: **Resposta do sistema com controlador VS-MRAC a um degrau de carga de 0.2 N-m. Curva 1: Velocidade. Curva 2: Corrente de fase.**

Por último, temos a resposta do controlador VS-MRAC com a introdução de um compensador PI para a eliminação do erro em regime. A Figura 10 mostra a resposta desse controlador a aplicação de um degrau de carga de 0.2 N-m ao eixo do motor. Como pode ser visto pela figura, o controlador recupera rapidamente a velocidade do motor, após a aplicação da carga, e apresenta erro de regime nulo.

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de um sistema de controle de velocidade de um motor de indução. A modelagem foi feita através da técnica de controle vetorial orientado pelo fluxo do rotor indireto. A estratégia de controle usada foi o Controle Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável.

Foram desenvolvidas as equações tanto da modelagem matemática do motor quanto da estratégia de controle VS-MRAC.

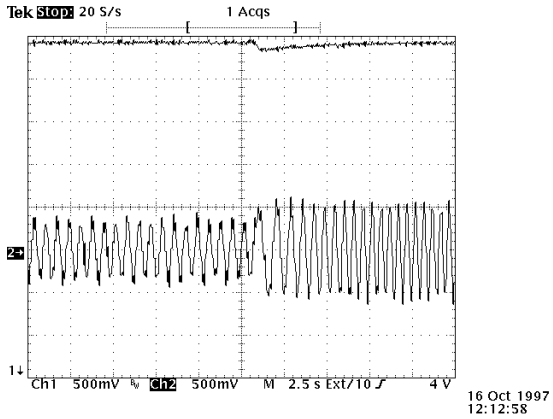

Figura 9: **Resposta do sistema com controlador PI a um degrau de carga de 0.2 N-m. Curva 1: Velocidade. Curva 2: Corrente de fase.**

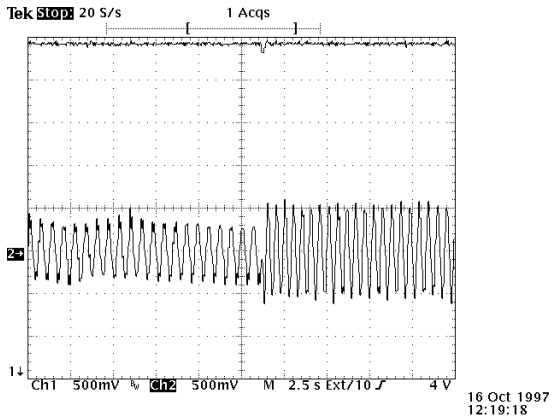

Figura 10: **Resposta do sistema com controlador VS-MRAC e compensador PI a um degrau de carga de 0.2 N-m. Curva 1: Velocidade. Curva 2: Corrente de fase.**

Os resultados práticos apresentados comprovaram a boa resposta da estratégia utilizada. A resposta dinâmica é bastante rápida.

O uso do filtro de saída contribuiu para aumentar a robustez do VS-MRAC a ruídos na saída da planta, causados pela medição discreta da velocidade.

Nos testes de variação de carga foram utilizados os controladores VS-MRAC e PI. Aparentemente o controlador PI apresentou um melhor desempenho à variação de carga quando comparado com o controlador VS-MRAC. Isto se deve a utilização de regiões lineares no controlador VS-MRAC, o que causa um erro de regime. Contudo, com a inclusão de um compensador PI na lei de controle do VS-MRAC obteve-se uma resposta bem melhor que nos dois casos anteriores. Ou seja, o sistema tornou-se bastante robusto a variações de carga, com um excelente desempenho transitório, com uma freqüência de chaveamento baixa e com erro de regime permanente nulo.

Se for feita uma comparação dos resultados obtidos neste trabalho, com aqueles que utilizam apenas a técnica VSC (Ho & Sen 1990, Soto & Yeung 1995), podemos notar que a técnica VS-MRAC produz respostas similares ou até melhores, com um sinal de controle suave e utilizando apenas medições da velocidade.

AGRADECIMENTOS

Os autores externam seus agradecimentos ao professor Alberto Palacios Powlovsky pela ajuda dada durante a sua estadia na UFRN.

Agradecemos também a Eletrobrás, CNPQ e Capes pelo apoio financeiro.

Referências

Aldayr D. Araújo, (1993) Contribuição à Teoria de Controle Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável: Uma Abordagem Entrada / Saída, Universidade Federal do Rio de Janeiro, *Tese de Doutorado*, Rio de Janeiro-RJ.

K.J. Åström and B. Wittenmark, (1989) Adaptive Control, Addison-Wesley.

Felix Blaschke, (1972) The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines. *Adjustable Speed AC Drive Systems*, IEEE Press, Bimal K. Bose.

B. K. Bose, (1985) Sliding Mode Control of Induction Motor, Conf. Rec. IEEE Indust. Applicat. Annu. Meeting, 1985, pp. 479–486.

Paulo José C. Branco, (1991) Controle Vetorial de Motor de Indução por Microcomputador com Adaptação da Constante de Tempo Rotórica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, *Dissertação de Mestrado*, 1991, Rio de Janeiro-RJ.

S. V. Emelyanov, (1967) Variable Structure Control Systems, Moscow: Nauka (in Russian).

Eurico B.S. Filho, Antônio M.N. Lima and Cursino B. Jacobina and Edison C. Silva, (1996) Sistema de Acionamento Digital com Máquina Assíncrona em Orientação pelo Campo, Controle & Automação", Vol. 7(1), 1996, pp. 7–14.

A.E. Fitzgerald and C. Kingsley Jr., (1975) Máquinas Elétricas, McGraw-Hill.

Alex Fabiano A. Furtunato, (1997) Implementação de um Controlador de Velocidade Usando Modos Deslizantes Suaves para um Motor de Indução Trifásico, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, *Dissertação de Mestrado*, 1997, Natal-RN.

R. Gabriel, W. Leonhard and Craig J. Nordby, (1980) Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors. *Adjustable Speed AC Drive Systems*, IEEE Press, Bimal K. Bose.

Weibing Gao and James C. Hung, (1993) Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 1(40), 1993, pp. 45–55.

Guilhermo O. Garcia, (1990) Controle de Velocidade de Motor de Indução Usando as Técnicas de Campo Orientado Indireto e Escorregamento Controlado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, *Dissertação de Mestrado*, 1990, Rio de Janeiro-RJ.

Guilhermo O. Garcia, (1994) Controladores Eficientes para o Acionamento de Motores de Indução, Universidade Federal do Rio de Janeiro, *Tese de Doutorado*, 1994, Rio de Janeiro-RJ.

Edward Y. Y. Ho and Paresh C. Sen, (1990) A Microcontroller-Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 3(37), 1990, pp. 227–235.

Liu Hsu and Ramon R. Costa, (1989) Variable Structure Model Reference Adaptive Control Using Only Input and Output Measurements - Part I, International Journal of Control, Vol. 49(02), 1989, pp. 399–416.

Liu Hsu, (1990) Variable Structure Model Reference Adaptive Control Using only Input and Output Measurements - General case, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35(11), 1990, pp. 1238–1243.

Liu Hsu and Ramon R. Costa, (1996) Adaptive Control with Sliding Modes: Theory and Applications, Anais do XI CBA, Minicursos, pp. 39–60.

Liu Hsu, (1997) Smooth Sliding Control of Uncertain Systems Based on a Prediction Error, IJ Robust and Nonlinear Control, Vol. 7, 1997, pp. 353–372.

Liu Hsu, Aldayr D. Araújo and Ramon R. Costa, (1994) Analysis and Design of I/O Based Variable Structure Adaptive Control, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39(1), 1994, pp. 4–21.

Liu Hsu, F. Lizarralde and Aldayr D. Araújo, (1997) New Results on Output-Feedback Variable Structure Model-Reference Adaptive Control: Design and Stability Analysis, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 42(3), 1997, pp. 1–7.

John Y. Hung, Weibing Gao and James C. Hung, (1993) Variable Structure Control: A survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 1(40), 1993, pp. 2–22.

Petros A. Ioannou and Jing Sun, (1996) Robust Adaptive Control, Prentice-Hall.

Cursino B. Jacobina and Antônio M.N. Lima, (1996) Estratégias de Controle para Sistemas de Acionamento com Máquina Assíncrona, Controle & Automação, Vol. 7(1), 1996, pp. 15–28.

Benjamin C. Kuo, (1995) Automatic Control Systems, Prentice-Hall, Seventh Edition.

José Andrés S. Larrea, (1993) Estudo Comparativo dos Métodos de Controle Vetorial para Motores de Indução, Universidade Federal do Rio de Janeiro, *Dissertação de Mestrado*, 1993, Rio de Janeiro-RJ.

Werner Leonhard, (1996) Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 2nd Edition.

J.M.D. Murphy and F.G. Turnbull, (1988) Power Electronics Control of AC Motors, Pergamon Press, 1st Edition.

D.W. Novotny and R.D. Lorenz, (1986) Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives, IEEE Industry Applications Society, 2nd Edition.

R. Ortega and D. Taoutaou, (1996) Indirect Field-Orientation Speed Regulation for Induction Motor is Globally Stable, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35(11), 1990 pp. 1238–1243.

Asif Sabanovic and Dmitrij B. Izosimov, (1981) Application of Sliding Modes to Induction Motor Control, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 1(17), 1981, pp. 41–49.

Walmy André C.M. Silva, Aldayr D. Araújo and Andrés O. Salazar, (1996) Implementação de um Controlador Adaptativo com Estrutura Variável Aplicado ao Controle de Velocidade de Motores CC, Anais do XI CBA, Vol. 1, 1996, pp. 45-50.

Jean-Jacques E. Slotine and Weiping Li, (1991) Apllied Nonlinear Control, Prentice-Hall.

Rogelio Soto and K. S. Yeung, (1995) Sliding-Mode Control of an Induction Motor Without Flux Measurement, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31(4), 1995, pp. 744–750.

Vadim I. Utkin, (1993) Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics,Vol. 1(40), 1993, pp. 23–36.