

AJUSTE DE UM CONTROLADOR DUAL ADAPTATIVO ROBUSTO PARA UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO LÓGICA NEBULOSA

Caio D. Cunha Aldayr D. Araújo David S. Barbalho Francisco C. Mota

Departamento de Engenharia Elétrica –UFRN– CEP:59.072-970 Natal-RN, fone 84 215 3732-fax 84 215 3731
e-mail: dorneles@ufrnet.br, aldayr@leca.ufrn.br, davidsb@ct.ufrn.br, mota@leca.ufrn.br

Resumo – Neste trabalho é apresentado um controlador Dual Adaptativo Robusto utilizado no controle de velocidade de um motor de indução trifásico. O controlador Dual propõe uma ligação entre um controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) e um controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável (VS-MRAC), através da variação de um parâmetro. A idéia básica é incorporar as vantagens de desempenho transitório do controlador (VS-MRAC) com as propriedades de regime permanente do controlador MRAC convencional. Desta forma, obtém-se um sistema de controle robusto às incertezas paramétricas e perturbações externas, com desempenho rápido e pouco oscilatório durante o transitório e um sinal de controle suave e de pequena magnitude em regime permanente. A formalização da idéia intuitiva do comportamento do parâmetro de ajuste do controlador Dual é feita através da utilização de lógica nebulosa.

Palavras chaves – Controlador Dual, lógica nebulosa, controlador adaptativo, sistemas com estrutura variável, controle orientado pelo campo, motor de indução trifásico.

Abstract – This work presents a Dual Adaptive Robust Controller applied to the angular shaft speed control of a three-phase induction motor. A liaison between a Model Reference Adaptive Controller (MRAC) and a Variable Structure Model Reference Adaptive Controller (VS-MRAC) through a tuning parameter is proposed. The basic idea of the Dual controller is adding both the advantages of the VS-MRAC transient behavior with the steady-state properties of the conventional MRAC. In this way, a robust control system to parametric uncertainties and external disturbances with fast response, small oscillations and a smooth and low level control signal is obtained. The intuitive idea related to the Dual controller tuning parameter is implemented with fuzzy logic.

1. INTRODUÇÃO

Os motores de indução vêm gradativamente ocupando o espaço que antes era destinado aos motores de corrente contínua, no tocante a acionamentos de alto desempenho.

A técnica de controle vetorial, baseada na orientação dada pelo campo do rotor, aplicada a motores de indução, proporciona um desempenho similar ao da máquina CC, com desacoplamento entre conjugado e fluxo, quando o motor é alimentado por fontes de corrente ideais. Esta técnica é conhecida como controle orientado pelo campo (FOC). A escolha do fluxo do rotor como referência para o eixo d é o que possibilita o desacoplamento entre o conjugado e o fluxo do motor [Cunha, 2001; Larrea, 1993; Leonhard, 1996].

Neste esquema de controle, um elemento importante de incerteza é o valor da constante de tempo rotórica que varia com as condições de operação, alterando o desempenho do sistema. Daí a necessidade de métodos de controle adaptativo e/ou robusto, os quais se aplicam a sistemas que apresentam incertezas paramétricas.

No controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) convencional, que usa leis integrais de adaptação, a saída da planta segue um modelo de referência especificado. Mesmo com as modificações para aumentar a robustez do algoritmo convencional (fator σ , normalização, etc.) [Ioannou e Sun, 1996], em geral o transitório é lento e oscilatório. Uma alternativa para melhorar o desempenho transitório consiste na utilização de um controlador com estrutura variável (VSC), que se baseia em uma função de chaveamento das variáveis de estado da planta. Esta função de chaveamento força uma trajetória a permanecer sobre uma superfície deslizante, tornando o sistema insensível a

incertezas paramétricas e perturbações. Entretanto, há necessidade da medição de todas as variáveis de estado da planta [Utkin, 1992], o que torna difícil sua implementação prática.

Hsu e Costa [Hsu e Costa, 1989] propuseram um controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável (VS-MRAC), utilizando a estrutura de controle por modelo de referência do MRAC e leis chaveadas, como no VSC, para o sinal de controle. Apesar do bom desempenho transitório, em geral temos um elevado nível do sinal de controle e o fenômeno de “chattering”. O efeito de “chattering” pode ser minimizado introduzindo-se uma região linear na função de chaveamento [Hsu, Araújo e Costa, 1994] e/ou usando um filtro de saída no sinal de controle [Hsu, 1997]. A introdução de regiões lineares nas funções de chaveamento leva ao surgimento de erro em regime permanente que deve ser atenuado com a introdução de um compensador PI. Já a introdução do filtro de saída tem um efeito similar ao aumento do grau relativo da planta, aumentando a complexidade do algoritmo de controle.

O controlador Dual Adaptativo Robusto, inicialmente conhecido como controlador binário, foi proposto por Hsu e Costa [Hsu e Costa, 1994] a partir do trabalho de Emelyanov [Emelyanov, 1987]. A idéia é um algoritmo entre o VS-MRAC e o MRAC convencional, no qual o problema de chaveamento possa ser minimizado enquanto são mantidas as boas propriedades transitórias.

A proposta desse trabalho é que a transição entre o VS-MRAC e o MRAC seja feita à medida que o sistema evolui, usando o VS-MRAC durante o transitório e tendendo ao MRAC quando o sistema se aproxima do regime permanente. O objetivo é conseguir um sistema robusto, com desempenho rápido e pouco oscilatório (características do VS-MRAC), e sinal de controle suave e de pequena

magnitude em regime permanente (características do MRAC).

A transição entre o VS-MRAC e o MRAC é feita pela variação apenas de um parâmetro (parâmetro μ), na lei de controle [Cunha e outros, 2000; Cunha, 2001]. Quando esse parâmetro aproxima-se de **zero** o algoritmo tende ao VS-MRAC, quando se aproxima do valor **unitário** tende ao MRAC, com os valores intermediários representando a transição entre um e outro. Dois elementos determinantes na escolha de μ são o erro, que indica o quanto a saída da planta está distante da saída do modelo de referência, e a sua derivada, que indica a rapidez com a qual a saída da planta se aproxima ou se afasta da saída do modelo especificado.

Para a escolha do parâmetro μ é proposta a utilização de lógica nebulosa [Driankov e outros, 1996]. A teoria da lógica nebulosa baseia-se no fato de que no pensamento humano os elementos não possuem uma classificação exata e sim pertencem a um conjunto com fronteiras nebulosas (difusas), ou seja, a sua passagem de uma classe a outra se dá de uma forma gradual e não abrupta. Os algoritmos que usam a lógica nebulosa se baseiam em modelos lingüísticos da forma:

Se{as condições são satisfeitas} **então** {um conseqüente é aferido}.

Nesse modelo lingüístico, pressupõe-se uma boa experiência humana na formulação das regras do tipo **se**{antecedente} **então**{conseqüente} e na aferição desse conseqüente. No caso da escolha do parâmetro μ do controlador Dual Adaptativo Robusto, tal experiência foi adquirida através de muitas simulações com vários valores diferentes do parâmetro μ , observando-se o comportamento do erro e da sua variação em cada caso.

Na Seção 2 mostra-se o modelo do motor de indução e na Seção 3 é feito o desenvolvimento do controlador Dual. O sistema de acionamento é apresentado na Seção 4 e os resultados de simulações na Seção 5. Na Seção 6 encontram-se os resultados práticos e na Seção 7 as conclusões.

2. MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO

Nesta seção utiliza-se a técnica vetorial para a modelagem do motor de indução, fundamental no estudo do controle orientado pelo campo [Cunha, 2001; Leonhard, 1996].

Define-se um sistema de eixos ortogonais complexos, \mathbf{d} e \mathbf{q} , onde o fluxo do rotor é tomado como marco de referência para o eixo \mathbf{d} . O diagrama vetorial representativo do motor está esquematizado na Figura 1, onde

δ - ângulo do vetor corrente de estator em relação ao fluxo do rotor;

ρ - ângulo do fluxo do rotor em relação ao eixo da fase 1 do estator;

ω_s - velocidade elétrica angular do vetor corrente de estator;

$\psi_{rd}(t)$ - fluxo do rotor com referência ao eixo \mathbf{d} ;

\mathcal{E} - ângulo entre os eixos das fases 1 do estator e 1 do rotor;

$i_s(t)$ - vetor corrente de estator;

i_{sd}, i_{sq} - componente dos vetores correntes de estator segundo os eixos direto e em quadratura, respectivamente;

$\omega(t) = \frac{d\mathcal{E}(t)}{dt}$ - velocidade mecânica angular do rotor.

Da Figura 1, tem-se

$$i_s(t) = (i_{sd}(t) + j i_{sq}(t)) e^{j\rho} \quad (1)$$

$$\psi_r(t) = \psi_{rd}(t) e^{j(\rho - \mathcal{E})} \quad (2)$$

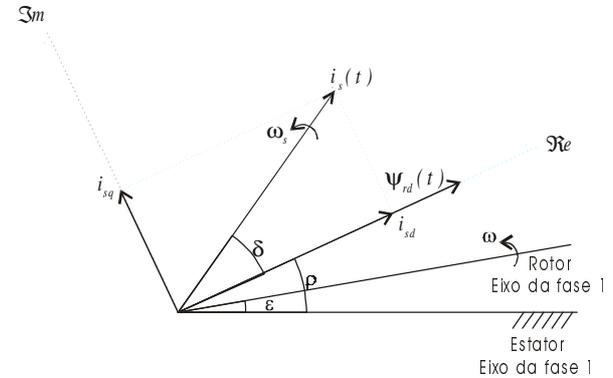


Figura 1: Diagrama Vetorial do Motor

Utilizando a análise vetorial com orientação dada pelo campo do rotor [Cunha, 2001; Leonhard, 1996], obtém-se para o torque

$$T_e(t) = \frac{2}{3} P \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd}(t) i_{sq}(t) \quad (3)$$

onde

L_r indutância por fase do rotor;

L_m indutância de magnetização por fase;

P número de pares de pólos.

A equação (3) descreve o torque do motor de indução de forma semelhante ao da máquina CC. A componente do vetor fluxo do rotor no eixo direto é equivalente ao fluxo de campo de uma máquina CC e a componente do vetor corrente de estator no eixo em quadratura equivale à corrente de armadura da máquina CC. Ainda, se a componente do vetor fluxo do rotor no eixo direto for mantida constante, o torque pode ser controlado simplesmente pela componente do vetor corrente de estator no eixo em quadratura.

3. ESTRUTURA DO CONTROLADOR

3.1 CONTROLADOR MRAC

A dinâmica do motor de indução é representada pela equação

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

onde:

J momento de inércia da massa girante;

B constante de amortecimento;

T_e torque do motor de indução;

T_l torque de carga.

A modelagem do motor de indução aqui apresentada (equações (3) e (4)), para um determinado ponto de operação, leva a um modelo de primeira ordem dada por

$$W(s) = \frac{k_p}{s + a_p} \quad (5)$$

onde k_p e a_p são conhecidas com incertezas e apresentam variações dependendo do ponto de operação e s representa o operador d/dt ou a variável complexa da Transformada de Laplace, dependendo do contexto. A planta tem uma única entrada u e uma única saída y .

No MRAC o desempenho desejado para a planta (motor) é definido por um modelo de referência. A função de transferência para o modelo de referência deve ser definida com a mesma ordem do modelo nominal da planta (5) e é dada por

$$M(s) = \frac{k_m}{s + a_m} \quad (6)$$

tendo r como entrada e y_m como saída. Ainda, k_p e k_m devem ter o mesmo sinal (assumidos aqui positivos, sem perda de generalidade). O objetivo do MRAC é que a planta siga o modelo (condição de “matching”).

Se os parâmetros da planta são conhecidos com exatidão, tem-se os valores dos parâmetros do controlador θ_1^* e θ_2^* para os quais a saída da planta converge para a saída do modelo. Porém, se esses parâmetros são desconhecidos ou conhecidos com incertezas, torna-se necessária uma adaptação para os parâmetros do controlador. No MRAC o sinal de controle é dado por

$$u = \theta_1 y + \theta_2 r \quad (7)$$

e a lei de adaptação por ($\gamma > 0$)

$$\dot{\theta} = -\gamma e_o \omega_{reg} \quad (8)$$

$$e_o = y - y_m \quad (9)$$

$$\theta = [\theta_1, \theta_2]^T \quad (10)$$

$$\omega_{reg} = [y, r]^T \quad (11)$$

No MRAC, o algoritmo é baseado na estimação dos parâmetros e contém leis de adaptação integrais, o que resulta na falta de robustez à dinâmica não modelada e distúrbios externos. Para aumentar a robustez no MRAC foi proposta uma lei de adaptação com modificação σ [Ioannou e Sun, 1996], dada por

$$\dot{\theta} = -\sigma\theta - \gamma e_o \omega_{reg} \quad (12)$$

onde o primeiro termo do lado direito da igualdade pode ser interpretado como um fator de esquecimento e o segundo termo, um fator de aprendizagem.

3.2 CONTROLADOR VS-MRAC

No VS-MRAC utiliza-se a mesma estrutura de controle do MRAC, porém com um sinal de controle chaveado como no controlador VSC. Aqui a superfície deslizante é definida por

$$e_o = 0 \text{ e a condição de deslizamento é } \dot{e}_o e_o < 0.$$

As leis de adaptação integrais são substituídas por leis chaveadas da forma:

$$\theta_i = -\bar{\theta}_i \operatorname{sgn}(e_o \omega_{reg,i}), \quad \bar{\theta}_i > |\theta_i^*| \quad (13)$$

onde $\bar{\theta}_i$ deve ser dimensionado de forma a levar em consideração as incertezas nos parâmetros da planta.

Neste caso, com k_p e a_p invariantes no tempo pode-se demonstrar a estabilidade global assintótica para o VS-MRAC. Ainda, o algoritmo é estável para perturbações desconhecidas e uniformemente limitadas atuando na entrada da planta, desde que $\|\omega_{reg}(t)\|$ seja maior que uma determinada constante positiva [Hsu e Costa, 1989] ($\|\omega_{reg}(t)\|$ é uma norma do vetor regressor $\omega_{reg}(t)$). A grande desvantagem do VS-MRAC é o chaveamento de um sinal de controle de grande magnitude a uma frequência bastante alta (chattering). Simulações têm levado às mesmas conclusões para o caso variante no tempo.

3.3 CONTROLADOR DUAL

O controlador Dual propõe uma ligação entre o MRAC e o VS-MRAC ([Hsu e Costa, 1989, 1994; Cunha, 2001]). Considere a seguinte lei de adaptação

$$\mu \dot{\theta}_i = -\sigma\theta_i - \sigma\gamma_i e_o \omega_{reg,i} \quad (14)$$

onde

$$\gamma_i = \frac{\bar{\theta}_i}{|e_o \omega_{reg,i}|}, \quad \bar{\theta}_i > |\theta_i^*|, \quad i=1,2. \quad (15)$$

Quando $\mu \rightarrow 0$, nota-se que a equação (14) se resume a (13), ou seja, ao algoritmo VS-MRAC. A equação (14) pode ser reescrita como

$$\dot{\theta}_i = -\frac{\sigma}{\mu}\theta_i - \frac{\sigma}{\mu}\gamma_i e_o \omega_{reg,i} \quad (16)$$

Novamente, quando $\mu \rightarrow 0$, observa-se que o fator de esquecimento tende a infinito, implicando que o VS-MRAC não tem memória. O termo de aprendizagem também cresce ilimitadamente, de onde se conclui que no VS-MRAC a adaptação é instantânea.

Quando $\mu = 1$, a equação (14) se resume a

$$\dot{\theta}_i = -\sigma\theta_i - \sigma\gamma_i e_o \omega_{reg,i} \quad (17)$$

que é a lei de adaptação do MRAC com fator σ e uma normalização.

3.4 USO DA LÓGICA NEBULOSA PARA GERAR O PARÂMETRO μ DO CONTROLADOR DUAL

O uso de lógica nebulosa no cálculo do parâmetro μ do controlador dual adaptativo robusto é feito de forma a complementar o algoritmo de controle. Uma vez que o controle de velocidade do motor de indução, em estudo, é feito em tempo real, faz-se necessário o menor tempo possível de processamento do algoritmo de forma a não comprometer a estratégia de controle. Levando-se em consideração esse fato e tendo em vista que a determinação do parâmetro μ é feita em uma sub-rotina dentro do algoritmo do controlador dual (Figura 2), optou-se pelo uso do método TVFI (Truth Value Flow Inference) o qual, requer

3.4.2 AVALIAÇÃO DAS REGRAS

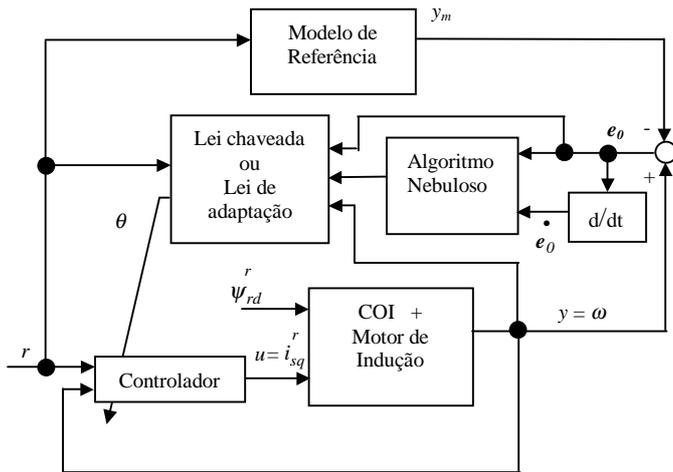


Figura 2: Controlador Dual Adaptativo Robusto

menor esforço computacional e menor espaço de memória [Sencer e Baris, 1995; Cunha, 2001].

3.4.1 FUZZYFICAÇÃO

Os **rótulos** escolhidos para as variáveis de entrada são Pequeno (**P**), Médio (**M**) e Grande (**G**) tanto para e_0 como para de . As funções de pertinência correspondentes estão mostradas nas figuras 3 e 4.

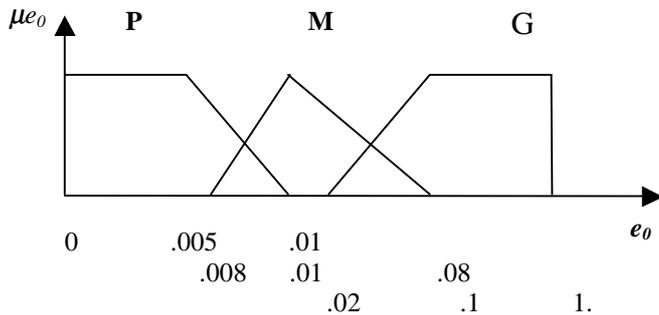


Figura 3: Funções de pertinência do erro e_0

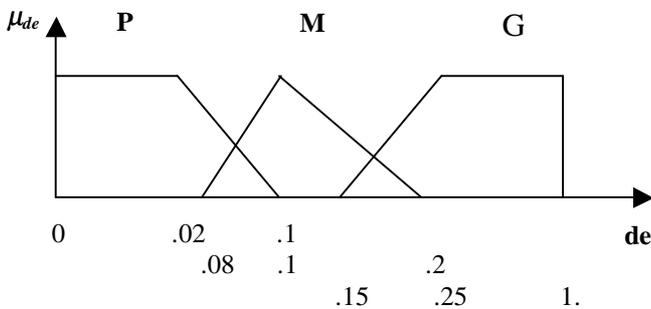


Figura 4: Funções de pertinência da derivada do erro de

A especificação do conjunto de regras é determinada pelo conhecimento especialista do ser humano. A sua sensibilidade para tomada de decisão depende do conhecimento e da experiência adquirida sobre a evolução do processo.

No caso em estudo, tal conhecimento foi adquirido através de várias simulações, observando-se o comportamento do sistema para cada parâmetro μ no algoritmo Dual. O sentimento inicial é que quando e_0 for grande o parâmetro $\mu \rightarrow 0$ aproximando-se ao controlador VS - MRAC, e no outro extremo, quando $e_0 \rightarrow 0$, o valor de $\mu \rightarrow 1$, o controlador tende ao controlador MRAC. As transições intermediárias são analisadas considerando o comportamento do erro, tanto na sua amplitude especificada por e_0 como pela intensidade da sua variação expressa pela sua derivada de .

Com base nesses resultados de simulação chega-se ao conjunto de regras o qual encontra-se representado em forma de matriz na tabela 1.

Tabela 1- Matriz de regras R para determinação de μ

$e_0 \downarrow de \Rightarrow$	P	M	G
P	G	M	P
M	P	M	M
G	P	P	P

3.4.3 INFERÊNCIA

Como o método de inferência utilizado é o TVFI, os **rótulos** de saída **P**, **M** e **G** são representados pelos singletons **C(P)**, **C(M)** e **C(G)**, respectivamente. Cada singleton é a coordenada x do centro de gravidade do **rótulo** de saída correspondente dado pela equação (18), onde $f(x)$ representa a função de pertinência da saída μ para cada rótulo.

$$C = \frac{\int xf(x)dx}{\int f(x)dx} \quad (18)$$

Foram escolhidas funções de pertinências trapezoidais a fim de se evitar integrações numéricas.

No método TVFI a saída da inferência já é o valor da saída μ que será enviado para o algoritmo de controle Dual.

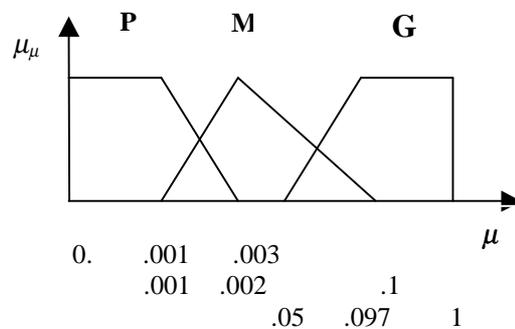


Figura 5: Funções de pertinência para a saída μ .

3.4.4 DEFUZZYFICAÇÃO

A defuzzyficação é obtida usando-se o método do centróide aplicado ao TVFI, dado pela equação (19), onde os antecedentes de cada regra são associados pelo operador mínimo e as ponderações são os singletons de saída $C(P)$, $C(M)$ e $C(G)$, caso o lado da ação de cada regra seja P , M ou G , respectivamente.

$$\mu = \frac{\sum_{i=1,3} \min(\mu_{de}(i), \mu_{e_0}(j)) \cdot C.(R(i, j))}{\sum_{i=1,3} \min(\mu_{de}(i), \mu_{e_0}(j))} \quad (19)$$

O conjunto de regras é representado por uma matriz onde em cujas linhas encontram-se os **rótulos** representativos do erro e_0 e nas colunas os **rótulos** representativos da derivada do erro de .

Aos **rótulos** P , M e G são atribuídos os números 1, 2 e 3 respectivamente. Assim, por exemplo, o elemento $R(1,2)$ da matriz de regras representa a saída quando os antecedentes são: e_0 é P e de é M ($R(1,2) = M$).

4. SISTEMA DE ACIONAMENTO

O sistema de acionamento, utilizado na implementação do controlador Dual Adaptativo Robusto, é mostrado na Figura 6. Ele é composto por um motor de indução de 0.25HP, alimentado por um inversor trifásico VSI/PWM com controle de corrente por janela de histerese. No controle de corrente são usados sensores de efeito Hall para a medição das correntes de duas fases do motor. Um microcomputador recebe a velocidade do motor, através do sinal de um tacogerador e, através de um software de controle implementado em linguagem C, envia o sinal necessário para o inversor. O freio de Prony simula perturbações de carga.

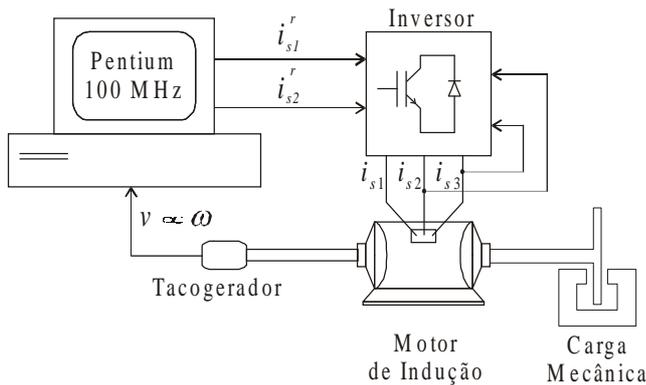


Figura 6: Sistema de Acionamento

5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Considerando o fluxo do rotor constante e de posse dos parâmetros do motor [Cunha, 2001] obtém-se o modelo nominal para o motor dado por

$$W(s) = \frac{3798}{s + 11,2} \quad (20)$$

O modelo de referência foi escolhido como

$$M(s) = \frac{12}{s + 12} \quad (21)$$

Com a planta e o modelo assim especificados, foram feitas simulações para os três algoritmos (MRAC, VS-MRAC e Dual). Foi colocada uma perturbação fixa de 30% da carga nominal do motor em $t=0.2s$ e a velocidade inicial do motor foi considerada igual a 90 rad/s. Os resultados encontram-se a seguir.

5.1 ALGORITMO MRAC

Nesta simulação utiliza-se o MRAC com modificação σ cuja lei de adaptação é dada pela equação (12). Utiliza-se $\sigma = 1.667$ e $\gamma = 0.001$ e as respostas para a velocidade da planta (y) e do modelo (y_m) em rpm estão plotadas na parte superior da Figura 7. O sinal de controle u (dado em A) encontra-se na parte inferior da Figura 7.

5.2 ALGORITMO VS-MRAC

Da condição de matching encontra-se $\theta_1^* = -1.8 \times 10^{-4}$ e $\theta_2^* = 3.5 \times 10^{-3}$. Utiliza-se, então, $\bar{\theta}_1 = 2 \times 10^{-4}$ e $\bar{\theta}_2 = 4.0 \times 10^{-3}$. Os resultados obtidos encontram-se na Figura 8. Na parte superior estão as saídas da planta (y) e do modelo (y_m) e na parte inferior o sinal de controle u .

5.3 ALGORITMO DUAL

Nessa simulação $\sigma = 1.667$ e utiliza-se lógica nebulosa no cálculo de μ . A Figura 9 mostra o resultado da simulação feita usando o algoritmo Dual. Na parte superior estão as saídas da planta (y) e do modelo (y_m), no meio o sinal de controle u , e na parte inferior o parâmetro μ .

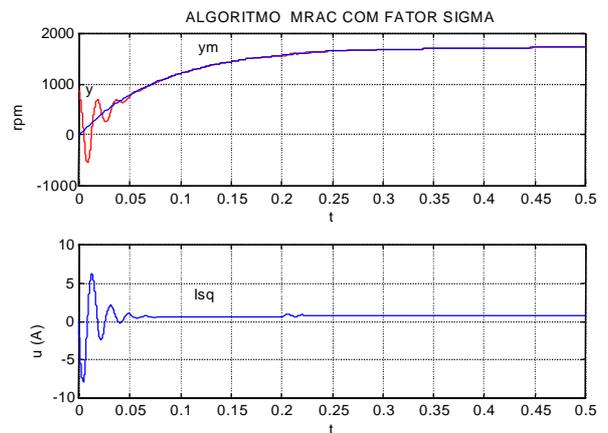


Figura 7: Desempenho do MRAC com Fator σ

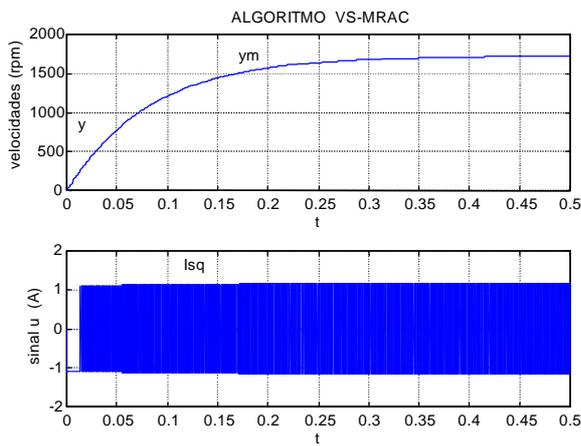


Figura 8: Desempenho do VS-MRAC

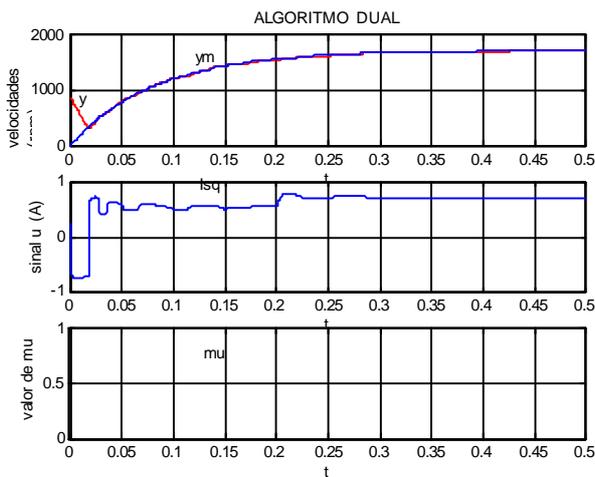


Figura 9: Desempenho do algoritmo Dual

6. RESULTADO PRÁTICO

O resultado da implementação prática encontra-se na Figura 10, onde as velocidades do modelo de referência e da planta estão em rpm e o sinal de controle $u = i_{sq}$ em mA.

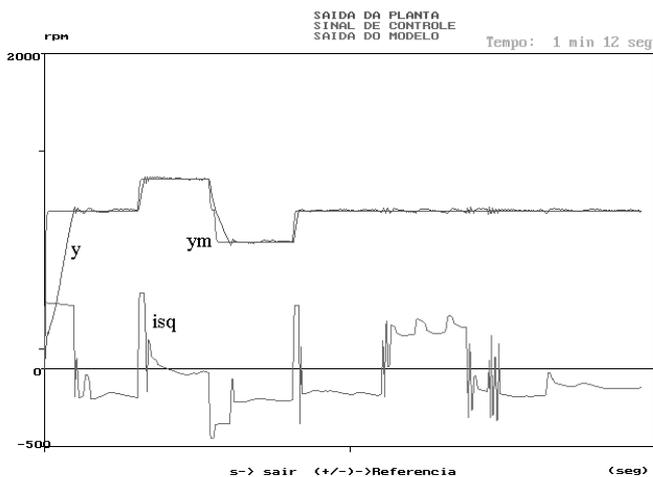


Figura 10: Resultado da implementação prática

No ensaio prático o motor e o modelo de referência partem com velocidade inicial nula. A referência é inicialmente assumida como 1000 rpm, depois de um certo tempo é aumentada para 1200 rpm, em seguida reduzida para 800 rpm e finalmente retorna para 1000 rpm. Depois, é introduzida uma perturbação de 30% da carga nominal durante alguns segundos. A planta segue o modelo de referência com a velocidade tendendo para a referência especificada em cada caso (o ganho do modelo é unitário). O efeito da perturbação só é percebido (Figura 10) pelo aumento do sinal de controle durante o intervalo de tempo em que a carga é aplicada. O desempenho transitório é bastante rápido e sem oscilações, corroborando os resultados obtidos em simulações.

7. CONCLUSÕES

Neste artigo é proposto um controlador Dual para o controle de velocidade de um motor de indução trifásico. O conceito de lógica nebulosa foi utilizado com o intuito de determinar o parâmetro de ajuste μ do controlador Dual. A idéia foi a formalização da intuição sobre o comportamento que o parâmetro μ deve assumir em cada situação característica. Conforme pode ser verificado pelas simulações, o algoritmo Dual proporcionou um transitório rápido e praticamente sem oscilações e um desempenho em regime permanente com sinal de controle suave e de pequena magnitude. Adicionalmente apresentou robustez a incertezas paramétricas e distúrbios. Os resultados práticos vieram corroborar os obtidos na simulação.

BIBLIOGRAFIA

- [Cunha e outros, 2000]- Cunha, C. D. , Araújo, A.D., Barbalho, D.S. e Mota, F.C.(2000), "Controlador Binário para um Motor de Indução Trifásico". Anais do IV CBMag, pag. 29-34.
- [Cunha, 2001]- Cunha, C. D. (2001). "Controlador Dual Adaptativo Robusto para um Motor de Indução Trifásico", Dissertação de Mestrado, UFRN.
- [Driankov e outros, 1996] – Driankov, D., Hellendoorn, H., Reinfrank, M.(1996), "An Introduction to Fuzzy Control", Springer, segunda edição.
- [Emelyanov, 1987]- Emelyanov, S. V. (1987), "Binary Automatic Control Systems", MIR Publishers, Moscow (Tradução para o Inglês).
- [Larrea, 1993]- Larrea, J. A. S. (1993), "Estudo Comparativo dos Métodos de Controle Vetorial para Motores de Indução", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [Leonard, 1996]- Leonard, W. (1996) , "Control of Electrical Drivers", Springer-Verlag, Segunda Edição.
- [Hsu, 1997] Hsu, L. (1997). "Smooth Sliding Control of Uncertain System Based on a Prediction Error". I. J. Robust and Nonlinear Control, Vol. 7, Pag. 353-372.
- [Hsu, Araújo e Costa, 1994] Hsu, L., Araújo, A. D., and Costa, R. R. (1994). "Analysis and Design of I/O Based Variable Structure Adaptive Control". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 39, Nº 1, Pag. 4-21.
- [Hsu e Costa, 1989]- Hsu, L. e Costa, R.R. (1989), "Variable Structure Model Reference Adaptive Control using only Input and Output Measurements", Int. J. Control, Vol. 49, Nº.2, Pag. 399-416.
- [Hsu e Costa, 1994]- Hsu, L. e Costa, R.R. (1994), "B-MRAC Global Exponential Stability with a new Model Reference Adaptive Controller Based on Binary Control Theory", Control-Theory and Advanced Technology, Vol.10, N-4, Part 1, Pag.649-668.
- [Ioannou e Sun, 1996]- Ioannou, P. A. e Sun, J. (1996), "Robust Adaptive Control", Prentice-Hall.
- [Sencer e Baris, 1995]- Sencer, Yeralan e Baris, Tan (1995), "Fuzzy-Logic Control as an Industrial Control Language for Embedded Controllers", de "Design and Implementation of Manufacturing Systems", editores Hamid R. Parsaei e Mohammad Jamshidi, Prentice Hall, Pag. 107-140.
- [Utkin, 1992]- Utkin, V. I. (1992), "Sliding Modes in Control and Optimization", Springer-Verlag.