

# CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA E ESTRUTURA VARIÁVEL APLICADO AO CONTROLE DE UM GERADOR SÍNCRONO

MARCUS V. A. FERNANDES, ANDRE D. LIMA, E ALDAYR D. ARAÚJO

*Laboratório de Acionamento, Controle e Instrumentação*

*Departamento de Engenharia Elétrica*

*Universidade Federal do Rio Grande do Norte*

*Cep 59072-970 - Natal, RN, Brasil.*

*E-mails: marcusvaf@gmail.com, andre.dantas@yahoo.com, aldayr@dca.ufrn.br*

**Abstract**— In this paper is presented an application of a Variable Structure Model Reference Adaptive Controller on synchronous generators connected to an infinite-bus power system, to control the rotor angle and field flux. A decoupling theory is used on the synchronous generator model to obtain two subsystems, where rotor angle and field flux can be controlled independently. Simulation results are presented for the synchronous generator decoupled model.

**Keywords**— Adaptive Control, Variable Structure Systems, Synchronous Machines, Decoupled Systems and Power Generation.

**Resumo**— Neste artigo é apresentada uma aplicação do Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável em um gerador síncrono conectado ao sistema de potência máquina barramento infinito, para o controle do ângulo rotórico e do fluxo de campo. Uma teoria de desacoplamento é usada no modelo do gerador síncrono para se obter dois subsistemas, onde o ângulo rotórico e o fluxo de campo podem ser controlados independentemente. Resultados de simulações são apresentados para o modelo desacoplado do gerador síncrono.

**Palavras-chave**— Controle Adaptativo, Sistemas com Estrutura Variável, Máquinas Síncronas, Sistemas Desacoplados e Geração de Energia.

## 1 Introdução

Os sistemas de potência consistem de redes interligadas de linhas de transmissão unindo geradores a cargas. Idealmente, as cargas devem ser supridas com voltagem e frequência constantes em todos os instantes. Impactos de potência aleatórios podem ocorrer durante a operação normal e esta potência adicional deve ser suprida pelos geradores.

O Gerador Síncrono (GS) é o tipo de máquina predominante nos sistemas de geração de energia elétrica. Uma das maiores dificuldades enfrentadas na geração de energia é a manutenção de valores nominais quando ocorrem grandes variações de cargas. Então, o GS deve suprir cargas com tensão e frequência constantes em todos os instantes, independentemente de perturbações, linhas desconectadas e mudanças de carga. Também é necessário evitar a perda de sincronismo da máquina após uma queda no sistema (Anderson e Fouad, 1977).

Devido ao alto grau de acoplamento entre as variáveis do modelo das máquinas síncronas, a teoria de desacoplamento para sistemas não-lineares é usada (Hirschorn, 1979 e 1981; Singh, 1980). Para o uso deste algoritmo de desacoplamento no GS, um sistema inverso é obtido de forma que apenas uma das entradas atue no ângulo rotórico e a outra, apenas no fluxo de campo. É necessário também que os parâmetros do GS sejam conhecidos com exatidão, porém, comumente estes parâmetros são conhecidos com incertezas.

Os artigos a seguir aplicaram a teoria de desacoplamento em um GS. Em Okou, *et al.* (2003), o uso

de controladores adaptativos é ressaltado como essencial para o controle de grandes sistemas de potência. Uma técnica de desacoplamento através do Método da Perturbação Singular é usada em Wang e Tsang (2003) e Li, *et al.* (2004), particionando o sistema em dois subsistemas com diferentes escalas de tempo para o controle do GS.

Considerando a existência de incertezas paramétricas, perturbações, alto grau de acoplamento, não-linearidades e variações paramétricas, um controlador adaptativo robusto pode ser usado para levar o sistema de potência a um bom desempenho transitório e em regime permanente.

O Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável (VS-MRAC) é robusto a variações paramétricas da planta e perturbações, apresentando um transitório rápido e poucas oscilações como pode ser visto em Hsu e Costa (1989); Hsu (1990); e Araújo e Hsu (1990). O VS-MRAC possui leis chaveadas à estrutura variável (Utkin, 1978) ao invés de leis integrais de adaptação, como as usadas no Controlador Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC) (Ioannou e Sun, 1996).

Técnicas de Estrutura Variável com Modo Observador são usadas com o método da Perturbação Singular (Loukianov, *et al.* 2000, 2004a e 2004b; Soto-Cota, *et al.* 2006; Wang e Tsang, 2003; Li, *et al.* 2004) e com o Princípio do Bloco de Controle (Loukianov, *et al.* 2000, 2004a e 2004b; Soto-Cota, *et al.* 2006) para o controle de GS.

Este artigo tem como proposta o controle do ângulo rotórico e o fluxo de campo de um GS desacoplado por dois VS-MRAC independentes. Este está organizado da seguinte forma. Na seção 2 são apresentadas as teorias de desacoplamento e sistema in-

verso para um sistema não-linear genérico. Na seção 3, esta teoria é aplicada ao modelo do GS. Na seção 4 é desenvolvido o VS-MRAC usado no modelo desacoplado do GS. Na seção 5 são mostrados e discutidos os resultados das simulações e na seção 6 são apresentadas as conclusões.

## 2 Desacoplamento de um Sistema

O método de inversão de sistemas não-lineares transforma um sistema originalmente Multiplas-Entradas Multiplas-Saídas (MIMO) em um grupo de sistemas de apenas uma entrada e uma saída (SISO). O desacoplamento do sistema é feito por uma técnica de inversão de sistemas não-lineares. O sistema inverso pode ser à direita ou à esquerda. O sistema inverso à esquerda, fornece a entrada a partir do conhecimento de sua saída. O Sistema Inverso à Direita (SID) gera a entrada necessária para que se obtenha uma saída desejada. O SID pode ser usado como um controlador, forçando a saída  $y(t)$  do sistema original a seguir um sinal desejado (Araújo e Singh, 1983). Neste artigo é usada a técnica do SID.

Para garantir que se tenha um sistema inverso estável, o sistema em discussão deve ser de fase mínima com a dinâmica de estado nulo (se existente) assintoticamente estável. O algoritmo de desacoplamento (Hirschorn, 1979 e 1981) consiste na derivação do vetor de saída consecutivamente até que se encontre uma matriz  $D_\beta$  que admita pseudo-inversa.

Considerando uma classe de sistemas não lineares da forma

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(x(t)) + \sum_{i=1}^m u_i(t) B_i(x(t)); & x \in \mathfrak{R}^n \\ y(t) = C(x(t)) \end{cases} \quad (1)$$

onde  $A, B_1, \dots, B_m \in V(\mathfrak{R}^n)$ , o espaço vetorial real de campos vetoriais analíticos reais em  $\mathfrak{R}^n$ ;  $u_i \in U$ , a classe de funções analíticas reais de  $[0, \infty)$  em  $\mathfrak{R}$ ; e  $C: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^l$  é um mapeamento analítico real.

Usando o algoritmo de inversão de Hirschorn (1979) associado com o sistema (1), obtém-se  $k$  sistemas da forma

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x) + B(x)u; & x \in \mathfrak{R}^n \\ z_k = C_k(x) + D_k(x)u \end{cases} \quad (2)$$

onde  $D_k(x)$  tem posto  $r_k$  para todo  $x \in \mathfrak{R}^n$  e  $B = (B_1, \dots, B_m)$ .

A ordem de rastreamento  $\beta$  do sistema (1) é definida como o mínimo inteiro  $k$  tal que  $r_k = l$  ou  $\beta = \infty$  se  $r_k < l$  para todo  $k > 0$  (Hirschorn, 1981). Por hipótese, é assumido que a ordem de rastreamento  $\beta$  do sistema (1) é finita e para  $\beta \geq 2$ ,

$$B_i A_j R_k(\cdot) \equiv 0 \text{ em } \mathfrak{R}^n \quad (3)$$

para todo  $0 \leq k \leq \beta - 2$ ,  $0 \leq j \leq \beta - 2 - k$ , e  $i = 1, \dots, m$  (ver Hirschorn, (1979) para a definição de  $R_k(\cdot)$ ), onde

$$A(\cdot)(x) \triangleq (d(\cdot))x A, \quad A_j(\cdot)(x) \triangleq A(A_{j-1}(\cdot))(x), \quad j \geq 2$$

$$BA(\cdot) \triangleq B(A(\cdot))$$

A  $k$ -ésima saída do sistema pode ser decomposta como

$$z_k = \begin{bmatrix} \bar{z}_k \\ \hat{z}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_k(x) \\ J_k(x) \end{bmatrix} y_k \quad (4)$$

onde  $y_k = [(y(1))^T, \dots, (y(k))^T]^T$  e  $y(i) = \frac{dy^i}{dt^i}$ .

Particionando-se a  $k$ -ésima saída do sistema obtém-se

$$z_k(t) = \begin{bmatrix} H_k(x) \\ J_k(x) \end{bmatrix} y_k = \begin{bmatrix} C_k(x) \\ \hat{C}_k(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{k1}(x) \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (5)$$

O sistema  $\beta$  é dado por ( $\beta < \infty$ )

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x) + B(x)u; & x \in \mathfrak{R}^n \\ z_\beta = C_\beta(x) + D_\beta(x)u \end{cases} \quad (6)$$

Com posto  $D_\beta = l$  para todo  $x \in \mathfrak{R}^n$ . Nota-se que  $z_\beta = H_\beta(x)y_\beta$ . Assim, associado com o sistema (1), tem-se uma seqüência de matrizes  $C_1(x), \dots, \hat{C}_{\beta-1}(x)$ .

Supõe-se que o sistema (1) tem ordem de rastreamento  $\beta < \infty$  e (3) é satisfeita. Então, o sistema

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}(\hat{x}) + \hat{B}(\hat{x})\hat{u}; & \hat{x} \in \mathfrak{R}^n, \hat{x}(0) = x_0 \\ \hat{y}_\beta = \hat{C}(\hat{x}) + \hat{D}(\hat{x})\hat{u} \end{cases} \quad (7)$$

onde

$$\begin{aligned} \hat{A}(\hat{x}) &= A(\hat{x}) - B(\hat{x})D_\beta^*(\hat{x})C_\beta(\hat{x}) \\ \hat{B}(\hat{x}) &= B(\hat{x})D_\beta^*(\hat{x})H_\beta(\hat{x}) \\ \hat{C}(\hat{x}) &= -D_\beta^*(\hat{x})C_\beta(\hat{x}) \\ \hat{D}(\hat{x}) &= D_\beta^*(\hat{x})H_\beta(\hat{x}) \\ D_\beta^*(\hat{x}) &= D_\beta^T(D_\beta D_\beta^T)^{-1} \end{aligned} \quad (8)$$

atua como um SID para (1) (Hirschorn, 1979).

## 3 Modelo Desacoplado de um Gerador Síncrono

A teoria de desacoplamento e SID para sistemas não-lineares (Hirschorn, 1979 e 1981; Singh, 1980) é usada no GS, para que dois subsistemas SISO sejam obtidos.

O modelo matemático de um sistema de potência ligado a um barramento infinito é similar ao usado por Singh (1980). As equações na forma vetorial seguem

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(x) + Bu, & x \in R^6 \\ y(t) = C(x) = \begin{bmatrix} \Psi_f \\ \delta \end{bmatrix}, & y(t) \in R^2 \end{cases} \quad (9)$$

$x^T = [\delta \ \omega \ \Psi_f \ E_{fd} \ P_m \ P_g]$  onde  $\delta$  é o ângulo rotórico,  $\omega$  é a perturbação na frequência,  $\Psi_f$  é o fluxo de campo,  $E_{fd}$  é a tensão do campo,  $P_m$  é a potência mecânica no eixo e  $P_g$  é a potência de saída na governadora. Os parâmetros são definidos em Singh (1980).

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & k_e T_e^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_g^{-1} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$A(x) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ p_1 \sin(2\delta) - p_2 \omega - \\ - p_3 \psi_f \sin(\delta) + p_4 P_m \\ p_5 \cos(\delta) - p_6 \psi_f + p_7 E_{fd} \\ - E_{fd} T_e^{-1} \\ - (P_m + P_g) T_i^{-1} \\ - P_g T_g^{-1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

onde

$$p_1 = \omega_0 V^2 (x_q - x_d) [4H(x_i + x_d)(x_i + x_q)]^{-1}$$

$$p_2 = \omega_0 d (2H)^{-1}$$

$$p_3 = \omega_0 V x_{af} [2H x_f (x_i + x_d)]^{-1}$$

$$p_4 = \omega_0 (2H)^{-1}$$

$$p_5 = \omega_0 r_f V x_{af} [x_f (x_i + x_d)]^{-1}$$

$$p_6 = \omega_0 r_f (x_i + x_d) [x_f (x_i + x_d)]^{-1}$$

$$p_7 = \omega_0 r_f x_f^{-1}$$

Os parâmetros do GS que aparecem acima são definidos em Wilson e Raina (1976) e os valores usados na simulação seguem

$$\begin{aligned} k_e &= 25 & T_e &= 0,04s & T_g &= 0,08s \\ H &= 3,82s & T_i &= 0,3s & x_i &= 0,3p.u. \\ x_q &= 1,68p.u. & x_{af} &= 1,56p.u. & x_f &= 1,665p.u. \\ r_f &= 0,0012p.u. & x_d &= 1,75p.u. & x_d &= 0,286p.u. \\ d &= 0,006s & V &= 1p.u. \\ \omega_0 &= 2\pi f \text{ rad/s} & f &= 60\text{Hz} \end{aligned}$$

O ângulo rotórico  $\delta$  e o fluxo de campo  $\psi_f$  são essenciais para a máquina síncrona e o primeiro tem um papel muito importante na análise de estabilidade do sistema de potência (Wilson e Raina, 1976).

Aplicando-se o algoritmo de inversão de Hirschorn (1979 e 1981) para o sistema (9), uma seqüência de sistemas é obtida de uma maneira similar a mostrada nas equações (7) e (8), e a ordem de rastreamento  $\beta = 4$  (número de derivações para obter-se o sistema inverso). Então,

$$z_4 = \begin{bmatrix} \psi_f^{(2)} \\ \delta^{(4)} \end{bmatrix} = C_4(x) + D_4(x)u \quad (12)$$

onde

$$u = \begin{bmatrix} u_e \\ u_g \end{bmatrix}, u \in R^2 \quad (13)$$

$$C_4(x) = \begin{bmatrix} \bar{C}_2(x) \\ \tilde{C}_4(x) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\bar{C}_2(x) = -p_5 \omega \sin(\delta) - p_6 a_3 + p_7 a_4 \quad (15)$$

$$\tilde{C}_3(x) = 2p_1 \omega \cos(2\delta) - p_2 a_2 - p_3 a_3 \sin(\delta) - p_3 \psi_f \omega \cos(\delta) + p_4 a_5 \quad (16)$$

$$D_4 = \begin{bmatrix} p_7 k_e T_e^{-1} & 0 \\ -p_3 p_7 k_e \sin(\delta) T_e^{-1} & p_4 (T_i T_g)^{-1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \tilde{C}_4(x) &= 2p_1 (a_2 \cos(2\delta) - 2\omega^2 \sin(2\delta)) - p_2 \hat{C}_3 + \\ &- p_3 [(-\bar{C}_2 - \psi_f \omega^2) \sin(\delta) + \\ &+ (2\omega a_3 + \psi_f a_2) \cos(\delta)] + \\ &+ p_4 (-a_5 + a_6) T_i^{-1} \end{aligned} \quad (18)$$

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Note que  $D_4^* = D_4^{-1}$ , e

$$D_4^{-1} = \begin{bmatrix} T_e (p_7 k_e)^{-1} & 0 \\ p_3 p_4^{-1} T_i T_g \sin(\delta) & p_4^{-1} T_i T_g \end{bmatrix} \quad (20)$$

Em Araújo e Singh (1983) esses resultados são usados para gerar uma função de reproduzibilidade assintótica. Neste artigo em questão, este rastreamento assintótico é obtido por um controlador adaptativo robusto que, mesmo na presença de incertezas paramétricas e dinâmicas não-modeladas, deve levar as saídas do GS ao seu estado de equilíbrio  $x^* = (\Psi_f^*, \delta^*)^T$ , onde  $\Psi_f^* = 0,82$  e  $\delta^* = 1,25663706$ .

As saídas do SID (e consequentemente, as entradas do GS) seguem

$$u = \begin{bmatrix} u_e \\ u_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e (-\bar{C}_2(\hat{x}) + u_1(t)) (p_7 k_e)^{-1} \\ p_3 T_i T_g \sin(\hat{\delta}) (-\bar{C}_2(\hat{x}) + u_1(t)) p_4^{-1} + \\ + T_i T_g (-\tilde{C}_4(\hat{x}) + u_2(t)) p_4^{-1} \end{bmatrix} \quad (21)$$

onde  $u_1(t)$  e  $u_2(t)$  são sinais de entrada do SID gerado pelo controlador.

#### 4 Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável

Devido à exigência de parâmetros exatos para a aplicação da teoria de desacoplamento para sistemas não-lineares, faz-se necessário a aplicação de controladores adaptativos robustos ao modelo desacoplado do GS. O primeiro subsistema é referente ao fluxo de campo e seu modelo é de grau relativo 2. O segundo subsistema é referente ao ângulo rotórico e seu modelo é de grau relativo 4. Então, podem ser usados modelos e controladores diferentes, para cada subsistema do GS.

Considere a planta e o modelo de referência com a seguinte função de transferência, respectivamente

$$G_p(s) = k_p \frac{N_p(s)}{D_p(s)} \quad (22)$$

$$M(s) = k_m \frac{N_m(s)}{D_m(s)} \quad (23)$$

A planta tem entrada  $u$  e saída  $y$  e o modelo de referência tem entrada  $r$  e saída  $y_m$ . O sinal de controle é  $u = \theta^T \omega$ , onde  $\theta^T = [\theta_{v1}^T \theta_y \theta_{v2}^T \theta_r]$  é vetor de parâmetros adaptativos e  $\omega^T = [v_1^T y v_2^T r]$  é o vetor regressor.

Os seguintes filtros de entrada e saída são usados



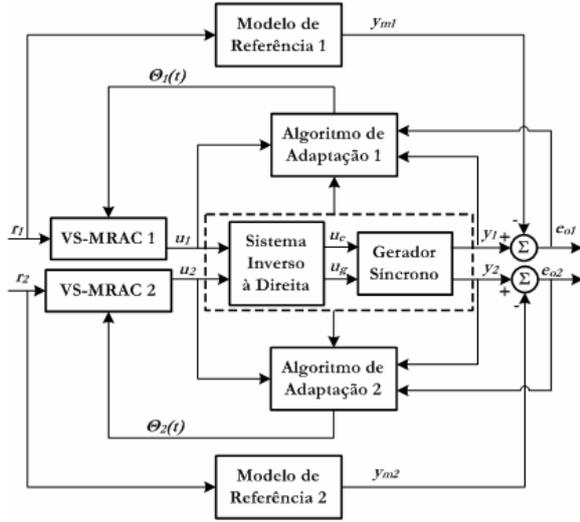


Figura 2. Diagrama de Blocos Completo do Sistema.

A caixa tracejada (Figura 2) indica os modelos usados para a planta desacoplada nas simulações. O algoritmo de desacoplamento (Hirschorn, 1979 e 1981) consiste na derivação da saída da planta até obter-se uma matriz  $D_\beta$  que admite pseudo-inversa. Logo, as entradas do SID são essas derivadas das saídas do GS e, quando é considerado como um sistema, o SID-GS (caixa tracejada) é formado por subsistemas desacoplados compostos por integradores puros.

Considera-se o modelo do GS desacoplado como sendo dois subsistemas SISO distintos. O subsistema 1 corresponde ao controle do fluxo de campo de rotor. O seu grau relativo é 2 e possui a seguinte função de transferência e modelo de referência correspondente

$$G_p(s) = \frac{1}{s^2} \quad (33)$$

$$M(s) = \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2} \quad (34)$$

onde  $\omega_{n1} = 5$ , e  $\xi_1 = 0,7$ .

Seus filtros são  $\dot{v}_1 = -0,2v_1 + 0,2u$  e  $\dot{v}_2 = -0,2v_2 + 0,2y$ . O polinômio  $L(s)$  foi escolhido como  $L(s) = L_1(s) = (s+7)$ .

Para gerar os sinais de controle equivalentes de ambos os subsistemas, o seguinte filtro foi usado  $F_i(s) = \frac{1}{\tau s + 1}$ , onde  $\frac{1}{\tau} = \sqrt{\delta_f \frac{\pi}{h}}$ , sendo  $\delta_f$  a frequência de corte do modelo de referência e o passo de integração  $h = 10^{-5}$ .

Os parâmetros do controlador, calculados a partir de  $\theta^*$ , e suas incertezas são

$$\theta_{nom}^T = (0 \ 0 \ 0 \ 25) \quad k_{nom} = 0,04$$

$$\bar{\theta}_{0,1}^T = (1,1 \ 81,4 \ 2,5 \ 0,960) \quad \bar{k} = 0,04$$

O subsistema 2 corresponde ao controle do ângulo rotórico. Seu grau relativo é 4 e possui a seguinte função de transferência e modelo de referência correspondente

$$G_p(s) = \frac{1}{s^4} \quad (35)$$

$$M(s) = \frac{\omega_{n2}^2 \omega_{n3}^2}{(s^2 + 2\xi_2\omega_{n2}s + \omega_{n2}^2)(s^2 + 2\xi_3\omega_{n3}s + \omega_{n3}^2)} \quad (36)$$

onde  $\omega_{n2} = 9$ ,  $\omega_{n3} = 9,5$  e  $\xi_2 = \xi_3 = 0,7$ .

Os filtros são  $\dot{v}_1 = \Lambda v_1 + g u$  e  $\dot{v}_2 = \Lambda v_2 + g y$  onde

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -343 & -147 & -21 \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 343 \end{bmatrix}$$

O polinômio  $L(s)$  foi escolhido como  $L(s) = L_1(s)L_2(s)L_3(s) = (s+7)^3$ .

Os parâmetros do controlador, calculados a partir de  $\theta^*$ , e suas incertezas são

$$\theta_{nom} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 7310,25 \end{bmatrix} \quad \bar{\theta}_{0,1,2,3} = \begin{bmatrix} 42,1 \\ 2,82 \\ 0,082 \\ 123755,951 \\ 115714,676 \\ 47156,109 \\ 5667,904 \\ 731,025 \end{bmatrix}$$

$$k_{nom} = 0,00014 \quad \bar{k} = 0,00014$$

Nas simulações supôs-se que o sistema de potência foi submetido a uma falta severa e que se desejava levar o sistema de uma determinada condição inicial para o estado de equilíbrio  $\Psi_f^* = 0,82$  e  $\delta^* = 1,25663706$ . Considerando que  $x^T(0) = [1,8849556 \ 3,4906585 \ 0,4 \ 2,06 \ 0,9 \ 0,9]$ , foram realizadas simulações que usam o modelo do GS desacoplado com o controlador VS-MRAC gerando o sinal de controle. Os resultados podem ser vistos na Figura 3.

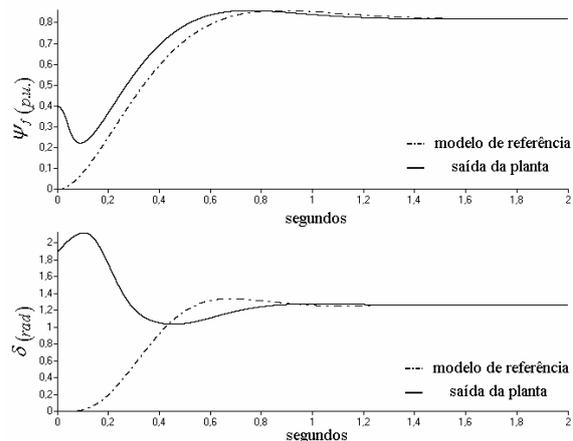


Figura 3. Controle do Fluxo de Campo do Rotor ( $\Psi_f$ ) e do Ângulo Rotórico ( $\delta$ ) de um GS usando o VS-MRAC.

Conforme pôde ser verificado nas simulações (Figura 3), o VS-MRAC proporcionou um transitório rápido atingindo os pontos de equilíbrio  $\Psi_f^*$  e  $\delta^*$ , como desejado. Pôde ser percebida, também, a presença do fenômeno de *chattering* no sinal de controle. Em comparação com o rastreamento assintótico (A-

raújo e Singh, 1983), os problemas das incertezas paramétricas e dinâmicas não-modeladas foram contornados e um transitório mais rápido foi conseguido.

## 6 Conclusão

Neste artigo, um Controlador Adaptativo por Modelo de Referência e Estrutura Variável é proposto para o controle do fluxo de campo e ângulo rotórico de um GS. A teoria de desacoplamento para sistemas não lineares é usada para controlar as suas saídas independentemente. Os resultados puderam ser verificados através de simulações do sistema onde cada subsistema desacoplado foi controlado por um algoritmo VS-MRAC. Um bom desempenho transitório e robustez foram obtidos, com poucas oscilações e pequenos tempos de estabilização. O sistema de controle apresenta robustez às incertezas paramétricas e dinâmicas não-modeladas. Para a implementação prática do VS-MRAC em um GS real, uma técnica de suavização do *chattering* deve ser considerada.

## Agradecimentos

Os autores agradecem ao CNPq através do projeto 401.089/2003-7.

## Referências Bibliográficas

- Anderson, P. M. e Fouad, A. A. (1977) Power System Control and Stability, 1th Edition, Iowa State university Press, Iowa.
- Araújo, A. D. e Hsu, L. (1990) Further Developments in Variable Structure Adaptive Control Based only on Input/Output Measurements, Proc. of the 11th IFAC World Congress, Tallinn, 4, pp. 293-298.
- Araújo, A. D. e Singh, S. N. (1983) Asymptotic Functional Reproducibility and Control of Interconnected Power System, Int. J. Systems SCI., Vol. 14, n 1, pp. 87-103.
- Hirschorn, R. M. (1979) Invertibility of Multivariable Nonlinear Control Systems, IEEE Trans. Aut. Control, AC-24, n 6, pp. 855-865.
- Hirschorn, R. M. (1981) Output Tracking in Multivariable Nonlinear Systems, IEEE Trans. Aut. Control, AC-26, n 2, pp. 593-595.
- Hsu, L. (1990) Variable Structure Model Reference Adaptive Control Using Only Input and Output Measurements: The General Case, IEEE Trans. Aut. Control, AC-35, 11, pp. 1238-1243.
- Hsu, L. e Costa, R. R. (1989) Variable Structure Model Reference Adaptive Control Using Only Input and Output Measurements: Part I, Int. J. Control, Vol. 49, n 2, pp. 399-416.
- Ioannou, P. A. e Sun, J. (1996) Robust Adaptive Control, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs.
- Li, H., Wang, J. e Zheng, P. (2004) High-order Sliding Mode Control for Generators, Proc. World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), Vol. 6, WCICA - Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, Conference Proceedings, pp. 5074-5078.
- Loukianov, A. G., Cabrera-Vazquez, J., Utkin, V. I., Canedo, J. M. e Ramirez, J. M. (2000) Control of the System Synchronous Generator-Exciter Via VSC, Proc. IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 4, pp. 3057-3062.
- Loukianov, A. G., Canedo, J. M., Utkin, V. I. e Cabrera-Vazquez, J. (2004a) Discontinuous Controller for Power Systems: Sliding-Mode Block Control Approach, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 51, n 2, pp. 340-353.
- Loukianov, A. G., Soto-Cota, A., Fridman, L. M. e Canedo, J. M. (2004b) Sliding Mode Control of Large Scale Power Systems, 5th Asian Control Conference Vol. 1, pp. 629-634.
- Okou, A. F., Dessaint, L. A. e Akhrif, O. (2003) Global Voltage and Speed Control of Large Power Systems, Proc. of the IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 5, pp. 4481-4486.
- Singh, S. N. (1980) Nonlinear State Variable Feedback Excitation and Governor Control Design Using Decoupling Theory, Proc. IEE, Vol. 127, pp. 131-141.
- Soto-Cota, A., Fridman, L. M., Loukianov, A. G. e Canedo, J. M. (2006) Variable Structure Control of Synchronous Generator: Singularly Perturbed Analysis, Int. J. Control, Vol. 79, n 1, pp. 1-13.
- Utkin, V. I. (1978) Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems, Mir Publishers, Moscou.
- Wang, J. e Tsang, K. M. (2003) Design of Second Order Sliding Mode Controller for Synchronous Generators Based on Singular Perturbation Method, Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proc. of the Chinese Society of Electrical Engineering, Vol. 23, n 10, pp. 142-147.
- Wilson, W. J., Raina, V. M., e Anderson, J. H. (1976) Nonlinear Output Feedback Excitation Controller Design Based on Nonlinear Optimal Control and Identification Methods, IEEE PES Summer Meeting, Paper A76, pp. 343-344.