

Nonlinear Robust Excitation Control Based on ESO-Backstepping Method

Zhihan Zhang

School of Control and Computer Engineering, North China Electric Power University, Baoding
Email: 125615140@qq.com

Received: Mar. 1st, 2013; revised: Apr. 2nd, 2013; accepted: Apr. 14th, 2013

Copyright © 2013 Zhihan Zhang. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: In this paper, the nonlinear robust excitation control of synchronous generator based on the ESO and backstepping method is proposed. The model uncertainties are compensated by constructed ESO, and the nonlinear parts of the model are retained for using back-stepping design method. Stability control of compensated system is designed using the method of back-stepping. The whole system problem is resolved into low order subsystems design. A simulation case study has carried out on one single machine infinite bus system by using the Matlab/Simulink software platform. The proposed method has strong robustness, its parameters are easy to select, and static and dynamic characteristics have been verified.

Keywords: Extended State Observer (ESO); Back-Stepping Method; Nonlinear; Excitation Control

基于 ESO-逆推法的非线性鲁棒励磁控制

张之涵

华北电力大学控制与计算机工程学院, 保定
Email: 125612140@qq.com

收稿日期: 2013 年 3 月 1 日; 修回日期: 2013 年 4 月 2 日; 录用日期: 2013 年 4 月 14 日

摘要: 本文提出了一种基于 ESO 和逆推法相结合的同步发电机非线性鲁棒励磁控制方法。通过构造 ESO 对模型不确定部分进行补偿, 并保留了模型中有利于运用逆推法设计的非线性部分。利用逆推法对补偿后的系统进行严格的稳定控制律设计。整个系统的设计问题转化为若干低阶子系统的设计, 逐步利用李亚普诺夫函数得到使整个系统渐进稳定的反馈控制律。通过仿真验证, 该方法鲁棒性强, 参数易于选取, 具有良好的静、动态品质。

关键词: 扩张状态观测器; 逆推法; 非线性; 励磁控制

1. 引言

发电机励磁控制是影响电力系统的稳定性的重要因素。由于电力系统本质上是一个非线性系统, 为克服基于线性化的励磁控制方法的缺陷, 人们相继引入了基于微分几何理论的直接反馈线性化^[1]和逆系统^[2,3]等方法。但是, 以上方法均建立在对象模型

是精确的基础上, 不具备参数鲁棒性。扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的出现为人们寻求具有鲁棒性较强的控制规律提供了一条新的思路。近年来, ESO已被广泛地应用于电力系统的各个领域^[4-6]。文献[7]提出了一种基于微分几何理论设计的自抗扰励磁控制器。由于对系统非线性部分进行了完全补

偿,不但未充分利用系统的信息,而且加大了ESO的补偿负担,从而降低了控制器的动态品质。此外,通过逆推构造李雅普诺夫函数与其他方法相结合设计的具有强鲁棒性的非线性控制器在电力系统中的应用亦越来越受到人们的重视^[8-10]。文献[11]通过引入自适应参数,运用含有滑模函数的扩展李亚普诺夫函数设计了具有较强鲁棒性的控制规律。但该方法推导过于繁杂,且自适应参数不易选取,不便于推广到工程实践中。本文提出了一种ESO和逆推法相结合的非线性鲁棒励磁控制方法。逆推法又称回推法或反演法,它通常把李亚普诺夫函数的选择和反馈控制律的设计结合在一起,得到使整个闭环系统渐进稳定的控制输入^[8]。本文通过构造ESO对模型不确定部分进行补偿,并保留了模型中有利于运用逆推法设计的非线性部分。利用逆推法对补偿后的系统进行严格的稳定控制律设计。该方法可以将整个系统的设计问题转化为若干低阶子系统的设计,逐步利用李亚普诺夫函数得到使整个系统渐进稳定的反馈控制律。仿真表明,该方法鲁棒性强,参数易于选取,比基于微分几何理论设计的自抗扰励磁控制器具有更好静、动态品质。

2. 单输入单输出系统的扩张观测器构造

2.1. HHT 基本原理

受到未知外扰作用的非线性单输入单输出系统表达式为:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t) + b(t)u(t) \quad (1)$$

式中: $f(x, \dots, x^{(n-1)}, t)$ 为系统非线性部分, $w(t)$ 为未知外扰, $u(t)$ 为系统输入。若 b_0 为在系统稳态时的取值, 则式(1)可以改写为:

$$\begin{aligned} \dot{x}^{(n)} = & f(x, \dots, x^{(n-1)}, t) + w(t) \\ & + (b(t) - b_0)u(t) + b_0u(t) \end{aligned} \quad (2)$$

记 $a(t) = f(\bullet) + w(t) + (b(t) - b_0)u(t)$ 为式(1)的总扰动, 它表示系统的内扰和外扰总和。令 $x_1 = x(t)$, $x_2 = \dot{x}(t)$, \dots , $x_n = x^{(n-1)}(t)$, 并将 $a(t)$ 扩张为第 $n+1$ 个状态变量, 有 $x_{n+1}(t) = a(t)$, 并令 $\dot{a}(t) = \theta(t)$, 则系统的扩张状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = a(t) + b_0u(t) = x_{n+1} + b_0u(t) \\ \dot{x}_{n+1} = \theta(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3)$$

令 $v = b_0u$ 为系统的虚拟控制输入, 构造扩张状态观测器为:

$$\begin{cases} \xi = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(\xi) \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_2 g_2(\xi) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n g_n(\xi) + v \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{n+1} g_{n+1}(\xi) \end{cases} \quad (4)$$

则

$$u(t) = (v - z_{n+1}) / b_0 \quad (5)$$

3. ESO-逆推非线性鲁棒控制法

考虑如下非线性单输入单输出系统:

$$\dot{x} = f(x) + bu + d \quad (6)$$

式中: x 为 n 维状态向量; $f(x)$ 为非线性部分; u 为控制输入; d 为未知外扰; $f(x)$, b , d 均为 n 维匹配向量。对上述系统建立如下模型:

$$\dot{x} = \hat{f}(x) + bu = x_l + f_l(x) + bu \quad (7)$$

其中,

$$\begin{cases} x_l = [x_2, x_3, \dots, 0]^T \\ f_l = [\hat{f}_1(x_1), \hat{f}_2(x_1, x_2), \dots, \hat{f}_n(x_1, x_2, \dots, x_n)]^T \end{cases} \quad (8)$$

于是式(6)可写成如下形式:

$$\dot{x} = \hat{f}(x) + bu + d + \Delta_l \quad (9)$$

式中: $\Delta_l = f(x) - \hat{f}(x)$ 为式(6)的模型误差。式(9)可以进一步写成:

$$\begin{aligned} \dot{x} = & \hat{f}(x) + b'_0u + (b - b'_0)u + d + \Delta_l \\ = & \hat{f}(x) + b'_0u + \Delta \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $b'_0 = [0, 0, \dots, b_{n0}]^T$, b'_0 为系统稳定运行时的 $b(t)$ 值; $\Delta = d + \Delta_l$ 为扰动总和, 且 Δ 各分量 Δ_l 有界, 即

$|\Delta_i| \leq \eta_i$ ($i=1,2,\dots,n$), η_i 为常数。

对式(10)分两步进行控制设计。首先, 对于已建模部分:

$$\dot{x} = x_f + f_i(x) + b_0 u = f_i(x) + v \quad (11)$$

式中: v 为虚拟控制输入。对任一子系统

$\dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(x_1, x_2, \dots, x_i)$ 引入适当的虚拟反馈 α_i ($i=1,2,\dots,n-1$), 若虚拟控制量 $x_{i+1} = \alpha_i$, 则系统的前 i 个状态 x_i 能够渐近稳定。一般地, 系统不满足 $x_{i+1} = \alpha_i$ 。因而, 定义跟踪误差 $e_{i+1} = x_{i+1} - \alpha_i$, 通过控制的作用, 迫使 x_{i+1} 与虚拟反馈 α_i 渐进稳定, 最终使得整个系统渐近稳定。

其次, 对于式(10)中的不确定扰动总和 Δ 的各分量 Δ_i , 分别构造二阶 ESO, 得到其估计值 $\hat{\Delta}_i$, 在虚拟控制量中 α_i 计入 $\hat{\Delta}_i$, 分通道进行实时补偿^[1]。二阶 ESO 取如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\xi}_i = z_{2i} - x_i \\ \dot{z}_{2i} = z_{2i} + \hat{f}_i(x_1, x_2, \dots, x_i) - \beta_{2i} g_{2i}(\xi_i) + \\ \dot{z}_{2i} = -\beta_{2i} g_{2i}(\xi_i) \end{cases} \quad (12)$$

其中,

$$v_i = \begin{cases} x_{i+1}, (1 \leq i \leq n-1) \\ b_{n0} u, (i=n) \end{cases} \quad (13)$$

取非线性校正函数 $g_{pi}(\xi_i)$ ($p=1,2$) 为:

$$g_{pi}(\xi_i) = \begin{cases} \frac{\xi_i}{\varepsilon^{1-\alpha_p}}, & |\xi_i| \leq \varepsilon \\ |\xi_i|^{\alpha_p} \text{sign}(\xi_i), & |\xi_i| > \varepsilon \end{cases} \quad (14)$$

则 Δ 的估计值为 $\hat{\Delta} = [z_{21}, z_{22}, \dots, z_{2n}]^T$ 。

最后, 系统的控制输入 u 为:

$$u = (v_n - z_{2n}) / b_{n0} \quad (15)$$

4. 非线性鲁棒励磁控制器设计的方法

4.1. 励磁系统数学模型

单机无穷大系统励磁模型取为:

$$\begin{cases} \dot{\delta} = \omega_0(\omega - 1) \\ \dot{\omega} = \frac{1}{2H} P_m - \frac{D}{2H}(\omega - 1) - \frac{1}{2H} P_e \\ \dot{E}'_q = -\frac{1}{T'_{d0}} E'_q + \frac{1}{T'_{d0}} E_f + \Delta_1 + d \end{cases} \quad (16)$$

其中,

$$P_e = \frac{E'_q V_s}{x'_{d\Sigma}} \sin \delta + \Delta_2 \quad (17)$$

式中: Δ_1, Δ_2 为模型误差; d 为未知外扰; Δ_1, Δ_2 及 d 均有界。令

$$\begin{cases} x_1 = (\delta - \delta_0) / \omega_0 \\ x_2 = \omega - 1 \\ x_3 = P_e \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\omega_0 = 314 \text{ rad/s}$ 。

联立式(16)、式(17)及式(18)有:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{2H} P_m - \frac{D}{2H} x_2 - \frac{1}{2H} x_3 \\ \dot{x}_3 = \omega_0 x_2 x_3 \cot(\omega_0 x_1 + \delta_0) + v + w(t) \end{cases} \quad (19)$$

其中,

$$\begin{cases} v = b_0 u \\ b_0 = \frac{V_s \sin \delta_0}{T'_{d0} x'_{d\Sigma}} \\ u = E_f \\ w(t) = \frac{V_s (\sin \delta - \sin \delta_0)}{T'_{d0} x'_{d\Sigma}} E_f - \frac{E'_q V_s}{T'_{d0} x'_{d\Sigma}} \sin \delta \\ \quad + \frac{\Delta_1 V_s}{x'_{d\Sigma}} \sin \delta - \Delta_2 \dot{\delta} \cot \delta + \dot{\Delta}_2 + \frac{d V_s}{x'_{d\Sigma}} \sin \delta \end{cases} \quad (20)$$

由于 Δ_1, Δ_2 及 d 为有界量, 故 $w(t)$ 为有界量。

4.2. 励磁系统非线性鲁棒控制器设计

定义跟踪误差 $e_1 = x_1 - x_{1r} = x_1$ 。取李亚普诺夫函数 $V_1 = 1/2 e_1^2$, 则: $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1$ 。把式(19)第一式代入 \dot{V}_1 中, 有 $\dot{V}_1 = e_1 x_2$ 。若 $x_2 = -k_1 e_1$ ($k_1 > 0$), 则: $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0$, 闭环误差 e_1 渐进稳定。但实际系统中, x_2 不一定满足上述关系, 故引入虚拟控制量 $\alpha_1 = -k_1 e_1$, 定义跟踪误差 $e_2 = x_2 - \alpha_1$, 则

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (21)$$

为了消除 e_2 对 \dot{V}_1 的影响, 取李亚普诺夫函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \text{ 则}$$

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 (\dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1) \quad (22)$$

把式(19)中第二式入 \dot{V}_2 中, 有

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 \left(\frac{1}{2H} P_m - \frac{D}{2H} x_2 - \frac{1}{2H} x_3 - \dot{\alpha}_1 \right) \quad (23)$$

若 $x_3 = P_m - Dx_2 - 2H\dot{\alpha}_1 + 2He_1 + 2Hk_2 e_2$ ($k_2 > 0$) 则 $\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0$ 。闭环误差 e_1, e_2 渐进稳定。

但实际系统中与上述同理, 故引入虚拟控制量 $\alpha_2 = P_m - Dx_2 - 2H\dot{\alpha}_1 + 2He_1 + 2Hk_2 e_2$, 定义跟踪误差 $e_3 = x_3 - \alpha_2$, 则

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \frac{1}{2H} e_2 e_3 \quad (24)$$

同理, 取 $V_3 = V_2 + 1/2 e_3^2$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \frac{1}{2H} e_2 e_3 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \frac{1}{2H} e_2 e_3 + e_3 (\dot{x}_3 - \dot{\alpha}_2) \end{aligned} \quad (25)$$

把式(19)中第三式代入 \dot{V}_3 中, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \frac{1}{2H} e_2 e_3 \\ &\quad + e_3 (\omega_0 x_2 x_3 \cot(\omega_0 x_1 + \delta_0) + v + w(t) - \dot{\alpha}_2) \end{aligned} \quad (26)$$

取

$$\begin{aligned} v &= -\omega_0 x_2 x_3 \cot(\omega_0 x_1 + \delta_0) + \dot{\alpha}_2 \\ &\quad + \frac{1}{2H} e_2 - k_3 e_3 - \hat{w} \quad (k_3 > 0) \end{aligned} \quad (27)$$

则

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + e_3 (w - \hat{w}) \quad (28)$$

式中: \hat{w} 是 w 的实时估计值。

对于 \hat{w} 可以运用式(12), 通过构造二阶 ESO 对 w 进行实时观测:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = z_1 - x_3 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \omega_0 x_2 x_3 \cot(\omega_0 x_1 + \delta_0) - \beta_1 g_1(\xi) + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 g_2(\xi) \end{cases} \quad (29)$$

其中,

$$g_i(\xi) = \begin{cases} \frac{\xi}{\varepsilon^{1-\alpha_i}}, & |\xi| \leq \varepsilon \\ |\xi|^{\alpha_i} \text{sign}(\xi), & |\xi| > \varepsilon \end{cases} \quad (30)$$

式中: $i=1,2$, $\hat{w} = z_2$ 。显然, 只要适当的选取 ESO 的参数 $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2, \varepsilon$, 就能使 z_2 快速收敛于 w , 从而使 $\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0$ 。系统式(19)的闭环误差方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = x_1 - x_{1r} \\ \dot{e}_2 = x_2 - \alpha_1 \\ \dot{e}_3 = x_3 - \alpha_2 \end{cases} \quad (31)$$

渐近稳定, 最终收敛于原点。致使系统式(19)在遭受扰动后, 最终能稳定在平衡状态。

由式(27)可以得到单机无穷大系统式(16)的励磁控制律:

$$\begin{aligned} E_f &= \left(-(k_3 + \omega_0(\omega-1)\cot\delta)P_e + \frac{1}{2H}(\omega-1) \right. \\ &\quad \left. + \frac{k_1}{2H\omega_0}(\delta-\delta_0) + k_3\alpha_2 + \dot{\alpha}_2 - z_2 \right) / b_0 \\ &= f(\delta, \omega, P_e, \alpha_2, \dot{\alpha}_2, z_2) \end{aligned} \quad (32)$$

由 $\alpha_2 = P_m - Dx_2 - 2H\dot{\alpha}_1 + 2He_1 + 2Hk_2 e_2$, 可知式(32)中包含的虚拟控制量 $\alpha_2 = g(P_m, \Delta\delta, \Delta\omega)$ 。因此, 构成 E_f 的各自变量易于测取, 而 $\dot{\alpha}_2$ 则采用非线性微分跟踪器 TD 来提取。

5. 仿真分析

本文发电机采用六阶详细模型进行模拟。发电机经变压器及两回输电线接入无穷大系统。系统接线如图 1 所示。

仿真系统参数具体如下: $x_d=1.035$, $x'_d=0.296$, $x''_d=0.252$, $x_q=0.474$, $x'_q=0.243$, $T'_{d0}=4.45$ s, $T''_{d0}=0.06$ s, $T''_{q0}=0.1$ s, $H=3.2$ s, $D=0$ s, $x_T=0.16$, $x_L=0.13$ 。

发电机稳定运行状态: $P_{e0}=0.75$, $\delta_0=19.4^\circ$ 。

由于采用详细的汽轮发电机模型, 根据文献[12], 发电机的机械阻尼一般 D 取为 0 s。逆推法中的参数 $k_i(i=1,2,3)$ 建议取 2~5, 本文中 $k_1=2$, $k_2=2$, $k_3=3$, ESO 中的参数 $\alpha_i(i=1,2)$ 一般满足 $0 \leq \alpha_i < 1$, 本文中

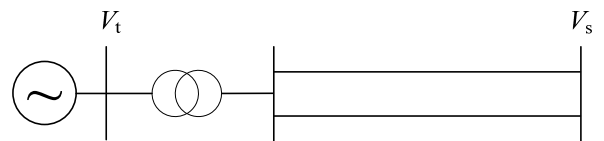


Figure 1. Single line diagram of the studied power system
图 1. 单机无穷大系统连接示意图

取 $\alpha_1 = 0.5$, $\alpha_2 = 0.25$ 。 β_1 、 β_2 及 ε 参考文献[13], 取 $\beta_1 = 100$, $\beta_2 = 300$, $\varepsilon = 0.01$; TD 参数: $r = 100$ 。

本文考虑以下两种扰动形式, 并分别和装设有 PSS 的 PID 励磁控制器及基于微分几何设计的自抗扰励磁控制器的系统进行比较。

1) 系统在稳态运行时, 原动机输入功率 P_m 突然升高 20%, 1s 后功率恢复初始水平; 发电机机端电压 U , 功角 δ , 转速 ω , 输出功率 P_e 的响应曲线如图 2 至图 5 所示。

在图 2 至图 5 中, 装设有 PSS 的 PID 励磁控制器

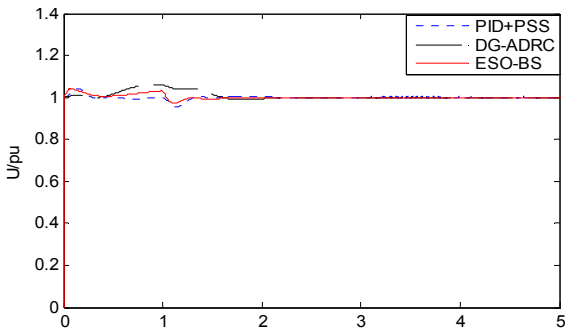


Figure 2. Voltage response curve for generator
图 2. 发电机机端电压响应曲线

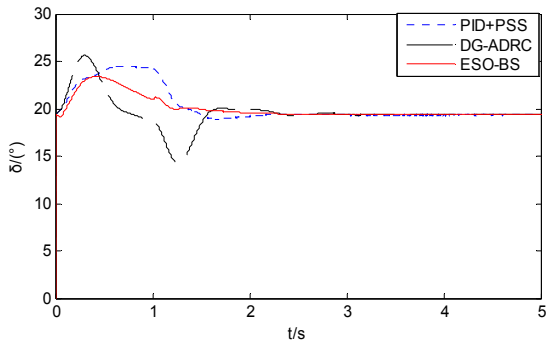


Figure 3. Power-angle response curve for generator
图 3. 发电机功角响应曲线

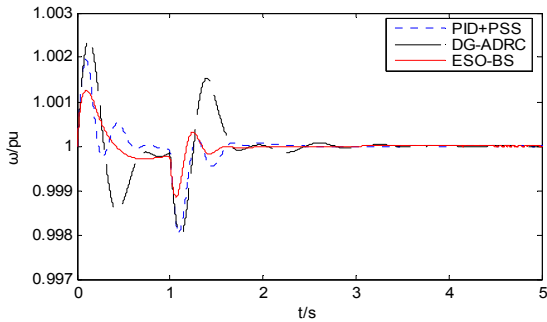


Figure 4. Speed response curve for generator
图 4. 发电机转速响应曲线

的响应曲线用细虚线表示, 标注为 PID+PSS; 基于微分几何设计的自抗扰励磁控制器的响应曲线用粗虚线表示, 标注为 DG-ADRC; 本文设计的励磁控制器的响应曲线用实线表示, 标注为 ESO-BS。以下同。

2) $t = 1.1$ s 时, 发电机变压器出口处发生三相对地短路, 故障时间持续 0.1 s。发电机机端电压 U , 功角 δ , 转速 ω , 输出功率 P_e 的响应曲线如图 6 至图 9 所示。

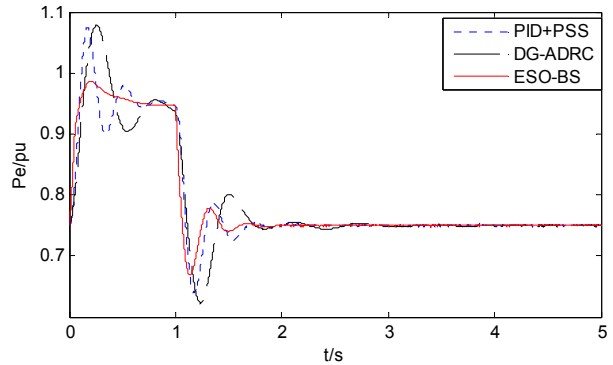


Figure 5. Power response curve for generator
图 5. 发电机输出功率响应曲线

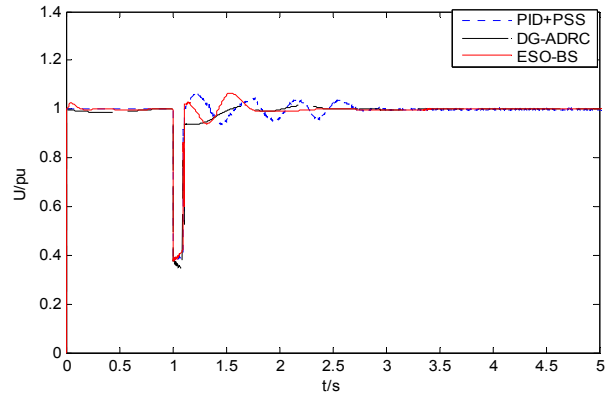


Figure 6. Voltage response curve for generator
图 6. 发电机机端电压响应曲线

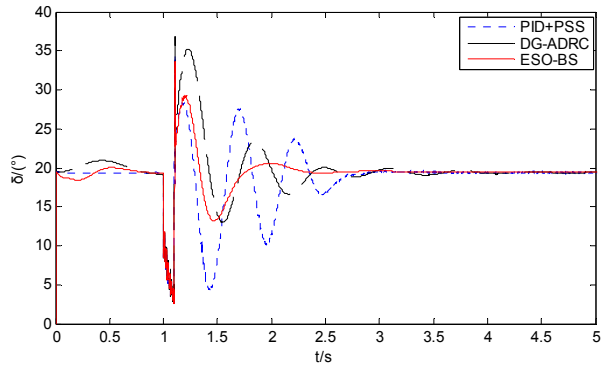


Figure 7. Power-angle response curve for generator
图 7. 发电机功角响应曲线

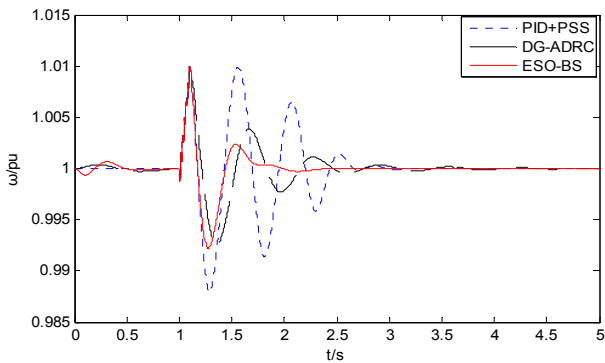


Figure 8. Speed response curve for generator
图 8. 发电机转速响应曲线

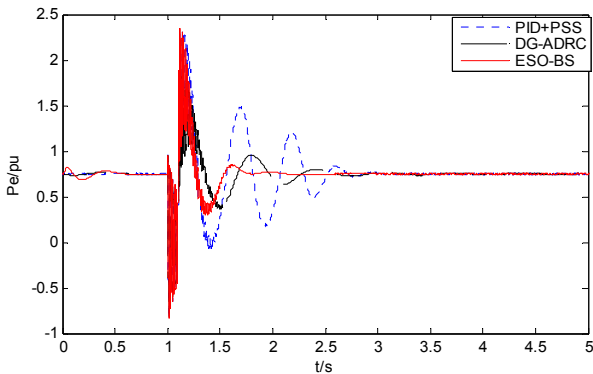


Figure 9. Power response curve for generator
图 9. 发电机输出功率响应曲线

上述仿真结果表明, 无论是系统在遭受到小扰动还是大扰动, 在扰动消失后, 逆推自抗扰励磁控制器和基于微分几何理论设计的励磁控制器均能使系统快速进入稳定运行状态。在小扰动下, 本文研究的控制律与基于微分几何提出的励磁控制律相比, 发电机机端电压、功角、转速和输出功率具有更小的超调量和更短的调节时间。与装设有 PSS 的 PID 励磁控制器相比较, 电压的调节效果稍差。其原因为, PID 中存在电压反馈回路, 能直接抑制电压波动; 而本文的方法仅对功角、转速和输出功率进行约束, 电压的稳定则是依赖这三个量的稳定来间接实现的。

在三相故障的大扰动下, 本文研究的控制律明显优于装设有 PSS 的 PID 励磁控制器。与基于微分几何理论提出的励磁控制律相比, 系统各个状态量的超调

量基本相同, 但本文的方法有更短的调节时间, 而且故障消失后, 机端电压恢复时间为 0.1 秒, 比基于微分几何理论提出的励磁控制律要短得多, 更有利于系统的暂态稳定性。

6. 结论

本章研究的非线性励磁控制器设计方法结合了 ESO 和逆推法的优点, 构造 ESO 对模型误差及未知扰动进行补偿, 充分利用了模型的部分信息, 减轻了 ESO 的估计负担, 解决了以往自适应逆推法推导繁杂及自适应参数不易选取的问题, 得到鲁棒性较强, 动态品质更优的非线性励磁控制律。仿真表明了该方法的有效性。

参考文献 (References)

- [1] 张春朋, 林飞, 宋文超等. 基于直接反馈线性化的异步电动机非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 99-107.
- [2] 戴先中, 张凯锋, 陆翔. 采用本地信号的可控串联电容补偿神经网络逆系统控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 35-40.
- [3] 李国栋, 毛承雄, 陆继明等. AC/DC 混合输电系统分散协调控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 37-42.
- [4] 余涛, 沈善德, 李东海等. 汽轮发电机组汽门开度和励磁系统的自抗扰综合控制[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(3): 36-41.
- [5] 夏长亮, 李正军, 杨荣等. 基于自抗扰控制器的无刷直流电机控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 82-86.
- [6] 许湘莲, 邹云屏, 郭江. 基于自抗扰控制器的级联多电平静态同步补偿器控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(31): 40-44.
- [7] 马幼捷, 王志新, 周雪松. 基于微分几何理论和自抗扰控制技术的励磁控制器设计[J]. 电工电能新技术, 2007, 26(1): 34-37.
- [8] 王宝华, 杨成梧, 张强. 多机系统 TCSC 逆推鲁棒控制器设计[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 108-112.
- [9] 朱林, 徐敏, 蔡泽祥等. 基于反步法的区域稳定控制器统一设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(7): 11-15.
- [10] 余向阳, 南海鹏, 余娟等. 自适应积分模逆推滑模励磁控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(10): 74-77.
- [11] 苏思贤, 杨慧中. 一类多变量系统的自抗扰非线性动态解耦控制[J]. 化工学报, 2010, 61(8): 1949-1954.
- [12] 刘取. 电力系统稳定性及发电机励磁控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 404-407.
- [13] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 56-72.