

具有状态参数约束的鲁棒自适应最优控制设计

谷志锋, 朱长青, 邵天章, 刘 璞

(军械工程学院 车辆与电气工程系, 石家庄 050003)

摘要: 在传统 Backstepping 鲁棒自适应设计中, 虚拟控制函数的设计参数缺乏约束, 对此, 采用新的设计方法得到了新坐标系下的系统模型和参数替换律, 结合直接反馈线性化和最优控制策略, 最终给出了具有参数约束的非线性鲁棒自适应最优控制的设计方法. 以具体励磁系统参数为例进行仿真实验研究, 所得结果表明, 该鲁棒自适应控制方法可以实现状态参数的最优约束, 并能有效控制状态参数的收敛速度.

关键词: 励磁系统; 鲁棒自适应控制; Backstepping 控制; 最优控制

中图分类号: TM273

文献标志码: A

Design of robust adaptive optimum control with the state parameter constraint

GU Zhi-feng, ZHU Chang-qing, SHAO Tian-zhang, LIU Pu

(Department of Vehicles and Electrical Engineering, Ordancel Engineering College, Shijiazhuang 050003, China.
Correspondent: GU Zhi-feng, E-mail: gzfgohappy@163.com)

Abstract: In the traditional robust adaptive control based on the Backstepping method, the design parameters in the virtual control function lack of restrain. Therefore, in the new method, the new system mathematical model is established in the new coordinate system. By using the direct linear feedback method and the optimal control method, the robust adaptive optimum control method with the state parameter constraint(RAOC-SPC) is obtained. Finally, taking the certain excitation system for example, the simulation experiment is carried out. The simulation results show that the RAOC-SPC method can improve the convergence speed of the state parameter and guarantee the system robustness.

Key words: excitation system; robust adaptive control; Backstepping control; optimum control

0 引 言

军用电站用于为雷达、火炮等武器装备供电. 由于这些武器装备工作时具有冲击性、瞬时性和不确定性^[1], 导致用电网络具有较强的非线性、参数不确定性. 控制系统是保证军用电站供电性能的关键, 对于武器装备效能发挥具有重要意义. 目前, 军用电站常采用固定 PID 的控制方式. 在大扰动、强冲击、非线性的工作状况下, 这种控制方式在保证系统鲁棒性和实现非线性最优控制方面存在不足.

文献[2]对船舶电站的 H_∞ 鲁棒控制进行了研究, 这种控制方法对受控系统实施线性鲁棒控制具有优势, 但对非线性及参数不确定性考虑不足. 文献[3]采用直接反馈线性化与线性 H_∞ 相结合的方式, 实现了励磁与调速综合非线性鲁棒控制, 但是加权系数

的选择需要多次调试. 精确反馈线性化^[4-5]、H-J 不等式^[6]和哈密尔顿方法^[7-8]可实现控制系统的非线性和 L_2 增益抑制, 但是控制系统模型是基于确定参数的.

依据严参数非线性系统特点, Backstepping 设计方法将高阶系统分解成一系列低阶系统^[9-11], 通过递归构造 Lyapunov 函数, 依据 Lyapunov 稳定性理论实现了非线性自适应控制, 但虚拟控制参数的选取具有任意性. 文献[12]结合最优控制和关系度概念, 提出了全息最优控制, 实现了励磁系统非线性系统的最优控制.

本文结合 Backstepping 鲁棒自适应控制、直接反馈线性化和最优控制相关理论, 给出了严格参数励磁系统的全状态最优鲁棒自适应控制策略. 结合具体军用电站励磁系统参数进行了仿真研究, 所得结果表明,

收稿日期: 2012-09-16; 修回日期: 2013-03-06.

基金项目: 军械工程学院重点基金项目(YJJ10031); 军械工程学院基金项目(YJXXM12046).

作者简介: 谷志锋(1979-), 男, 讲师, 博士生, 从事军用移动电站非线性鲁棒控制的研究; 朱长青(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 从事军用移动电站野战电力支持等研究.

所提出的控制策略不仅能够保证系统的鲁棒稳定性,而且结合直接反馈线性化和最优控制策略能够有效控制各参数的变化,达到最优控制。

1 参数约束鲁棒自适应最优控制设计原理

1.1 含干扰输入的不确定系统描述

本文提出的具有状态参数约束的鲁棒自适应最优控制主要适用于下式所描述的严参数反馈非线性不确定系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \phi_1^T(x_1)\theta + \varepsilon_1, \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)x_3 + \\ &\quad \phi_2^T(x_1, x_2)\theta + \varepsilon_2, \\ &\vdots \\ \dot{x}_i &= f_i(x_1, \dots, x_i) + g_i(x_1, \dots, x_i)x_{i+1} + \\ &\quad \phi_i^T(x_1, \dots, x_i)\theta + \varepsilon_i, \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u + \\ &\quad \phi_n^T(x_1, \dots, x_n)\theta + \varepsilon_n. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x \in R^n$, $u \in R$ 分别为状态和输入变量; $\theta \in R^p$ ($1 < p \leq n$) 是未知参数向量; f_i, g_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 是光滑函数, 且满足 $f_i(0) = 0$, $g_i(x_1, \dots, x_i) \neq 0$; $\phi_i(x_1, \dots, x_i)$ 是光滑向量场, 且满足 $\phi_i(0) = 0$; ε_i 为随机扰动量, 且满足

$$\varepsilon \in L_2 = \left\{ \varepsilon(t) \mid \int_0^t \varepsilon^2(t) dt < \infty \right\},$$

L_2 为有限能量信号集合。

1.2 参数约束鲁棒自适应最优控制设计

参数约束鲁棒自适应最优控制将综合考虑各子系统虚拟控制函数的设计参数, 在综合考虑误差变量变化的同时, 形成最优控制律。

观察非线性系统(1), 每个等式可以看作一个子系统, 并且非线性系统具有明显的下三角结构。

Step 1 对于第 1 个子系统, 定义误差变量 $e_1 = x_1$, 其动态为

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \phi_1^T(x_1)\theta + \varepsilon_1.$$

将 x_2^* 视为虚拟控制, 选择镇定函数为

$$x_2^* = \frac{1}{g_1(x_1)}[-f_1(x_1) - \phi_1^T(x_1)\hat{\theta} - m_1 e_1].$$

其中: m_1 为设计常数, $\hat{\theta}$ 为 θ 的估计值。

定义估计误差为 $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$, 误差变量 $e_2 = x_2 - x_2^*$, 则 e_1 动态可以表示为

$$\dot{e}_1 = -m_1 e_1 + \phi_1^T(x_1)\tilde{\theta} + g_1(x_1)e_2 + \varepsilon_1. \quad (2)$$

取第 1 个 Lyapunov 函数为 $V_1 = e_1^2/2$, 则 Lyapunov 函数沿系统(2)的时间导数为 $\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1$ 。

Step 2 对 V_1 增广, 形成 Lyapunov 函数为

$$V_2 = e_1^2/2 + e_2^2/2,$$

其中

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_2^* = \\ &= f_2 + g_2 x_3 + \phi_2^T \theta - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \dot{x}_1 - \frac{\partial x_2^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} + \varepsilon_2 = \\ &= f_2 + g_2 x_3 + \phi_2^T \theta - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} (f_1 + g_1 x_2 + \\ &\quad \phi_1^T \theta + \varepsilon_1) - \frac{\partial x_2^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} + \varepsilon_2, \end{aligned} \quad (3)$$

则 V_2 沿系统(2), (3)的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 = \\ &= -m_1 e_1^2 + e_1 \phi_1^T(x_1)\tilde{\theta} + e_2 [g_1 e_1 + f_2 + g_2 x_3 + \\ &\quad \phi_2^T \theta - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} (f_1 + g_1 x_2 + \phi_1^T \theta) - \frac{\partial x_2^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}}] + \\ &\quad e_1 \varepsilon_1 + e_2 \varepsilon_2 - e_2 \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

如果将 x_3^* 视为 x_3 的虚拟控制, 并定义 $e_3 = x_3 - x_3^*$, 选择虚拟控制函数为

$$x_3^* = \frac{1}{g_2} \left[-g_1 e_1 - f_2 - \phi_2^T \hat{\theta} + \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} (f_1 + g_1 x_2 + \phi_1^T \hat{\theta}) + \frac{\partial x_2^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} - m_2 e_2 \right], \quad (4)$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 = \\ &= -m_1 e_1^2 - m_2 e_2^2 + e_1 \phi_1^T \tilde{\theta} + e_2 \phi_2^T \tilde{\theta} + g_2 e_2 e_3 - \\ &\quad e_2 \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \phi_1^T \tilde{\theta} + e_1 \varepsilon_1 + e_2 \varepsilon_2 - e_2 \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

将式(4)代入(3), 可得

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= -m_2 e_2 + \phi_2^T \tilde{\theta} + g_2 e_3 - g_1 e_1 - \\ &\quad \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \phi_1^T \tilde{\theta} + \varepsilon_2 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

Step i 按照同样的步骤, 可得第 i 步的结论为

$$V_i = \sum_{j=1}^i \frac{e_j^2}{2}, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= f_i + g_i x_{i+1} + \phi_i^T \theta + \varepsilon_i - \\ &\quad \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial x_i^*}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + \phi_j^T \theta + \varepsilon_j) - \\ &\quad \frac{\partial x_i^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= -\sum_{j=1}^i m_j e_j^2 + \sum_{j=1}^i e_j \phi_j^T \tilde{\theta} + \sum_{j=1}^i e_j \varepsilon_j - \\ &\quad \sum_{k=2}^i \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \phi_j^T \tilde{\theta} + g_i e_i e_{i+1} + \\ &\quad \sum_{k=2}^i \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \varepsilon_j, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= -m_i e_i + \phi_i^T \tilde{\theta} + g_i e_{i+1} - g_{i-1} e_{i-1} - \\ &\sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial x_i^*}{\partial x_j} \phi_j^T \tilde{\theta} + \varepsilon_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial x_i^*}{\partial x_j} \varepsilon_j. \end{aligned} \quad (8)$$

Step n 取全系统的 Lyapunov 函数为

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} e_n^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta},$$

求得

$$\dot{V}_n = \dot{V}_{n-1} + e_n \dot{e}_n + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}}. \quad (9)$$

将式 (6) 和 (7) 代入 (9), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= -\sum_{j=1}^{n-1} m_j e_j^2 + \sum_{j=1}^{n-1} e_j \varepsilon_j + \sum_{j=1}^{n-1} e_j \phi_j^T \tilde{\theta} - \\ &\sum_{k=2}^{n-1} \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \phi_j^T \tilde{\theta} - \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} - \\ &\sum_{k=2}^{n-1} \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \varepsilon_j + e_n \left[g_{n-1} e_{n-1} + \right. \\ &\left. f_n + g_n u + \phi_n^T \theta + \varepsilon_n - \right. \\ &\left. \sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial x_n^*}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + \phi_j^T \theta + \varepsilon_j) - \frac{\partial x_n^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

当取如下反馈控制律和参数替换律时:

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{g_n} \left[-g_{n-1} e_{n-1} - f_n - \phi_n^T \hat{\theta} + \right. \\ &\sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial x_n^*}{\partial x_j} (f_j + g_j x_{j+1} + \phi_j^T \hat{\theta}) + \\ &\left. \frac{\partial x_n^*}{\partial \hat{\theta}} \dot{\hat{\theta}} - m_n e_n + u_{f1} \right], \end{aligned} \quad (11)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \left[\left(\sum_{j=1}^{n-1} e_j \phi_j^T - \sum_{k=2}^n \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \phi_j^T \right) \Gamma \right]^T, \quad (12)$$

可得闭环系统在新坐标 (e_1, \dots, e_n) 下的新的数学模型为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -m_1 e_1 + \phi_1^T \tilde{\theta} + g_1 e_2 + \varepsilon_1, \\ \dot{e}_2 = -m_2 e_2 + \phi_2^T \tilde{\theta} - g_1 e_1 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \phi_1^T \tilde{\theta} + \\ \quad g_2 e_3 + \varepsilon_2 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1, \\ \vdots \\ \dot{e}_i = -m_i e_i + \phi_i^T \tilde{\theta} + g_i e_{i+1} - g_{i-1} e_{i-1} - \\ \quad \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial x_i^*}{\partial x_j} \phi_j^T \tilde{\theta} + \varepsilon_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\partial x_i^*}{\partial x_j} \varepsilon_j, \\ \vdots \\ \dot{e}_n = -m_n e_n + u_{f1} + \phi_n^T \tilde{\theta} - g_{n-1} e_{n-1} - \\ \quad \sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial x_n^*}{\partial x_j} \phi_j^T \tilde{\theta} + \varepsilon_n - \sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial x_n^*}{\partial x_j} \varepsilon_j, \\ \dot{\tilde{\theta}} = \left(\sum_{k=2}^n \sum_{j=1}^{k-1} e_k \frac{\partial x_k^*}{\partial x_j} \phi_j^T - \sum_{j=1}^{n-1} e_j \phi_j^T \right) \Gamma. \end{cases} \quad (13)$$

针对模型 (13), 分两种情况对最优设计进行分析.

1) 不考虑干扰项 ε_i .

当采用控制律 (11) 时, 由式 (10) 可得

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^n m_j e_j^2 + u_{f1} e_n = -\sum_{j=1}^n m_j e_j^2 + K e_n^2.$$

评价 1 当选择 $m_j > 0, K < 0$, 即 $u_{f1} = K e_n$ 时, 有

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} m_j e_j^2 + (-K + m_n) e_n^2 \leq 0,$$

可实现系统稳定, 并与传统的基于 Lyapunov 稳定的 Backstepping 设计方法一致, 但 m_j 和 K 为任意数, 且取值没有约束, 缺乏最优控制效果.

评价 2 选择 $m_j = f(e_j) (j = 1, \dots, n)$, 且 $K = 0$, 当控制律随 e_j 正比变化时, 例如 $f(e_j) = |k_j| e_j^2$, 可提高控制的收敛速度, 同样 m_j 为大于零的任意数, 且取值没有约束, 缺乏最优控制效果.

如果采用直接反馈线性化的方法, 将方程组 (13) 转化为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{z}_1 = z_2 = -m_1 e_1 + \phi_1^T \tilde{\theta} + g_1 e_2, \\ \dot{z}_2 = z_3 = -m_1 \dot{e}_1 + \phi_1^T \dot{\tilde{\theta}} + g_1 \dot{e}_2, \\ \vdots \\ \dot{z}_n = f(z_1, \dots, z_n) + Bv. \end{cases}$$

其中: $f(z_1, \dots, z_n)$ 为 z_1, \dots, z_n 的线性函数, $B = [0, 0, \dots, 0, 1]^T$.

依据最优控制原理, 通过选取恰当的 Q, R 矩阵, 可以得到最优控制律 $v = R^{-1} B^T P Z$. 由于 v 表达式中包含 u_{f1} , 可以得到 u_{f1} 的大小. 将 u_{f1} 代入式 (11) 可以得到最终的控制律 u .

评价 3 由最优控制理论可知, 当有最优解时, 系统是稳定的, 有 $\dot{V}_n \leq 0$, 且控制律可实现 z_1, \dots, z_n 的最优控制, 此即为本文提出的具有状态参数最优约束的鲁棒自适应控制.

2) 考虑干扰项 ε_i 时的 L_2 增益抑制原理.

同样采用直接反馈线性化的方法, 将方程组 (13) 转化为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{z}_1 = z_2 + \varepsilon_1 = \\ \quad -m_1 e_1 + \phi_1^T \tilde{\theta} + g_1 e_2 + \varepsilon_1, \\ \dot{z}_2 = -m_1 \dot{e}_1 + \phi_1^T \dot{\tilde{\theta}} + g_1 \dot{e}_2 = \\ \quad -m_1 z_1 - m_2 e_2 + \phi_2^T \tilde{\theta} - g_1 e_1 - \\ \quad \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \phi_1^T \tilde{\theta} + g_2 e_3 + \varepsilon_2 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1 = \\ \quad z_3 + \varepsilon_2 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1, \\ \vdots \\ \dot{z}_n = f(z_1, \dots, z_n) + B_1 w + B_2 v. \end{cases}$$

其中: $f(z_1, \dots, z_n)$ 为 z_1, \dots, z_n 的线性函数; $B_1 =$

$I, B_2 = [0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 1]^T; w_1 = \varepsilon_1, w_2 = \varepsilon_2 - \frac{\partial x_2^*}{\partial x_1} \varepsilon_1, \dots, w_n = \varepsilon_n - \sum_{j=1}^{n-1} \frac{\partial x_n^*}{\partial x_j} \varepsilon_j.$

当取 $y = CZ$ 时, 鲁棒最优控制问题即是寻找反馈控制 v 和足够小的 γ 使得

$$\int_0^T (\|y\|^2 + \|v\|^2) dt \leq \gamma^2 \int_0^T (\|\varepsilon\|^2) dt.$$

依据线性 H_∞ 控制理论, 需要求解以下矩阵不等式:

$$\begin{bmatrix} AP + B_2W + (AP + B_2W)^T & B_1 & PC^T \\ & B_1^T & -I & 0 \\ & CP & 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0$$

的非负解 P^* . 此时的最优控制律为 $v = W(P^*)^{-1}$. 当最优控制解 v 确定后, 由于 v 表达式中包含 u_{f1} , 从而可以得到 u_{f1} 的大小. 将 u_{f1} 代入式 (11) 可以得到最终的控制律 u .

评价 4 当考虑干扰输入时, 本文的 RAOC-SPC 控制可实现 L_2 增益抑制, 克服了传统 Backstepping 设计中进行干扰抑制设计复杂的不足.

2 参数约束鲁棒自适应最优励磁控制设计

带有干扰输入和不确定参数的励磁系统非线性数学模型如下所示^[11]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\theta x_2 - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) x_3 - \beta_1 x_{30} [\sin(\delta_0 + x_1) - \sin \delta_0] + \varepsilon_1, \\ \dot{x}_3 &= -\beta_2 x_3 - \beta_3 [\cos \delta_0 - \cos(\delta_0 + x_1)] + \frac{1}{T_{d0}} u + \varepsilon_2. \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{\omega_0 V_S}{M x_d}, \beta_2 = \frac{1}{T'_d}, \\ \beta_3 &= \frac{x_d - x'_d V_S}{T'_{d0} x_d}, \theta = \frac{D}{M}, \\ X &= [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = \\ &[\delta - \delta_0 \ \omega - \omega_0 \ E'_q - E'_{q0}]^T. \end{aligned}$$

δ 为发电机功角; ω 为发电机角速度; E'_q 为发电机暂态电势; T_{d0} 为励磁绕组的时间常数; x_d 为直轴电抗; x'_d 为直轴暂态电抗, $x'_d \Sigma = x'_d + x_T + x_L$, 这里 x_T 为变压器电抗, x_L 为传输线电抗; H 为机组的转动惯量; $u = V_{f0} + V_f$, V_f 为励磁控制量, V_{f0} 为对应于 $[\delta_0 \ \omega_0 \ E'_{q0}]^T$ 的初始励磁控制量; ε_1 为机组转动轴上的扭矩干扰; ε_2 为励磁绕组的电磁干扰.

由于阻尼系数 D 通常难以确定, 此模型具有不确定系数 θ . 采用 RAOC-SPC 对励磁系统进行控制推导如下.

Step 1 取 $e_1 = x_1, x_2^* = -m_1 e_1, e_2 = x_2 - x_2^*$, 得 $\dot{e}_1 = -m_1 e_1 + e_2$.

Step 2 取 $V_1 = e_1^2/2, V_2 = e_1^2/2 + e_2^2/2$, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 = \\ &-m_1 e_1^2 + e_2 \{e_1 - x_2 \theta - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) x_3 - \\ &\beta_1 x_{30} [\sin(\delta_0 + x_1) - \sin \delta_0] + m_1 x_2\} + e_2 \varepsilon_1. \end{aligned} \quad (14)$$

取

$$\begin{aligned} x_3^* &= \\ &\frac{1}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \{e_1 - x_2 \hat{\theta} - \\ &\beta_1 x_{30} [\sin(\delta_0 + x_1) - \sin(\delta_0)] + \\ &m_1 x_2 - m_2 e_2\}, \end{aligned} \quad (15)$$

得

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_2^* = \\ &-m_2 e_2 - e_1 - x_2 \tilde{\theta} - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) e_3 + \varepsilon_1. \end{aligned}$$

Step 3 取 $V_3 = V_2 + \frac{e_3^2}{2} + \frac{1}{2\rho} \tilde{\theta}^2, e_3 = x_3 - x_3^*$,

则有 $\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 + \frac{1}{\rho} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}}$. 将式 (14) 和 (15) 代入 \dot{V}_3 , 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \\ &-\sum_{j=1}^2 m_j e_j^2 + \tilde{\theta} e_2 x_2 - \frac{1}{\rho} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} - \\ &\frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2) x_2 \tilde{\theta}}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} + e_2 \varepsilon_1 + \\ &e_3 \left\{ -\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) e_2 - \beta_2 x_3 - \right. \\ &\left. \beta_3 [\cos \delta_0 - \cos(\delta_0 + x_1)] + \right. \\ &\left. \frac{u}{T_{d0}} + \varepsilon_2 - \dot{x}_3^* \right\}. \end{aligned}$$

取励磁控制律和参数替换律如下:

$$\begin{aligned} u &= \\ T_{d0} &\left\{ \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) e_2 + \beta_2 x_3 + \beta_3 [\cos \delta_0 - \right. \\ &\left. \cos(\delta_0 + x_1)] - \frac{1}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \{x_2 - \right. \\ &\beta_1 x_{30} \cos(\delta_0 + x_1) x_2 + m_1 m_2 x_2 - \dot{\hat{\theta}} x_2 + \\ &(-\hat{\theta} + m_1 + m_2) \{-\hat{\theta} x_2 - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) x_3 - \\ &\beta_1 x_{30} [\sin(\delta_0 + x_1) - \sin \delta_0]\} + \\ &\frac{1}{\beta_1 \sin^2(\delta_0 + x_1)} \{x_2 \cos(\delta_0 + x_1) \times \\ &\left. \{-\hat{\theta} x_2 + e_1 - \beta_1 x_{30} [\sin(\delta_0 + x_1) - \right. \\ &\left. \sin \delta_0] + m_1 x_2 + m_2 e_2\} \} - m_3 e_3 + u_{f1} \right\}, \\ \dot{\hat{\theta}} &= \rho \left[-e_2 x_2 - \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2) x_2}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -\sum_{j=1}^3 m_j e_j^2 + u_{f1} e_3 + e_2 \varepsilon_1 + e_3 \varepsilon_2 - \\ & \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2)x_2}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \varepsilon_1, \\ \dot{e}_1 = & -m_1 e_1 + e_2 + \varepsilon_1, \\ \dot{e}_2 = & -m_2 e_2 - e_1 - x_2 \tilde{\theta} - \\ & \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) e_3 + \varepsilon_1, \\ \dot{e}_3 = & \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1) e_2 - m_3 e_3 + u_{f1} - \\ & \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2)x_2}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \tilde{\theta} + \varepsilon_2 - \\ & \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2)}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \varepsilon_1. \end{aligned}$$

在新坐标下, 通过直接反馈线性化可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 = z_2 = \dot{e}_1 = & -m_1 e_1 + e_2, \\ \dot{z}_2 = z_3 = -m_1 \dot{e}_1 + \dot{e}_2 = & \\ (m_1^2 - 1)e_1 - (m_1 + m_2)e_2 - & \\ \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)e_3 - x_2 \tilde{\theta} + \varepsilon_1, & \\ \dot{z}_3 = & \\ -x_2 \dot{\tilde{\theta}} + (m_1^2 - 1)\dot{e}_1 - (m_1 + m_2)\dot{e}_2 - & \\ \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)\dot{e}_3 = & \\ (m_1^2 - 1)z_2 + v - \tilde{\theta}\varepsilon_1 - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)\varepsilon_2. & \end{aligned}$$

下面分两种情况进行鲁棒控制分析.

1) 不考虑干扰输入.

由 z_1, z_2, z_3 构成的线性方程组为

$$\begin{aligned} \dot{Z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = & \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & m_1^2 - 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v = & \\ AZ + Bv. & \end{aligned}$$

由最优控制原理可知, 在选择相应的 Q, R 矩阵的同时, 可以得到最优控制结果 $v = R^{-1}B^T PZ$, 并能保证系统稳定.

由上述推导可知

$$\begin{cases} z_1 = e_1 = x_1, \\ z_2 = -m_1 e_1 + e_2 = x_2, \\ z_3 = -m_1 \dot{e}_1 + \dot{e}_2 = \dot{x}_2. \end{cases}$$

因此, 最优控制可保证 $z_1 = \delta - \delta_0, z_2 = \omega - \omega_0, z_3 =$

$\dot{\omega}, v$ 平方的积分和最小.

由 v 与 u_{f1} 的关系, 可得

$$\begin{aligned} u_{f1} = & \\ \frac{-v + (m_1 + m_2)(m_2 e_2 + e_1 + x_2 \tilde{\theta})}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} + & \\ (m_1 + m_2)e_3 - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)e_2 + & \\ m_3 e_3 + \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2)}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \tilde{\theta}. & \end{aligned} \quad (17)$$

将式 (17) 代入 (16), 即可得到控制律 u .

评价 5 采用 RAOC-SPC 控制时, 综合考虑了 $e_1, e_2, \dot{e}_1, \dot{e}_2$ 的加权和收敛速度, 并保证

$$J = \int_0^\infty (Z^T Q Z + v^T R v) dt = J_{\min}.$$

2) 励磁系统含参数不确定性和外部干扰.

z_1, z_2, z_3 还可以构成如下线性方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = & \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -m_1(m_1^2 - 1) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + & \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v, & \end{aligned} \quad (18)$$

或

$$\dot{Z} = AZ + B_1 w + B_2 v.$$

其中: $w_1 = \varepsilon_1, w_2 = \hat{\theta}\varepsilon_1 + \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)\varepsilon_2$.

当取输出为 $y = CZ$ 时, 要实现 L_2 增益抑制, 需求解以下不等式:

$$\begin{bmatrix} AP + B_2 W + (AP + B_2 W)^T & B_1 & PC^T \\ B_1^T & -I & 0 \\ CP & 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0. \quad (19)$$

当取 $C = [1 \ 1 \ 1], m_1 = 2, \gamma = 1$ 时, 利用 LMI 工具箱中的 feasp 命令, 求解不等式 (19) 可得

$$P^* = \begin{bmatrix} 0.9307 & -0.8184 & 0.1373 \\ -0.8184 & 1.0737 & 0.1219 \\ 0.1373 & 0.1219 & 0.4366 \end{bmatrix},$$

此时的最优控制为

$$v^* = 16.5499z_1 + 12.7510z_2 - 11.1389z_3.$$

将 v^* 代入下式可以得到 u_{f1} , 即

$$\begin{aligned} u_{f1} = & \\ \frac{-v + (m_1^2 - 1)e_2 + (m_1 + m_2)(m_2 e_2 + e_1 + x_2 \tilde{\theta})}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} + & \end{aligned}$$

$$(m_1 + m_2)e_3 - \beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)e_2 + m_3 e_3 + \frac{(-\hat{\theta} + m_1 + m_2)}{\beta_1 \sin(\delta_0 + x_1)} \tilde{\theta}. \quad (20)$$

将 u_{f1} 代入式 (16) 即可得到最终的控制律 u .

评价 6 RAOC-SPC 控制在保证系统稳定的同时, 考虑了干扰到输出的增益 γ 最小, 并能保证

$$J = \int_0^T (\|y\|^2 + \|v\|^2 - \gamma^2 \|\varepsilon\|^2) dt$$

最小, 所以具有最优控制效果.

3 仿真实验研究

为验证 RAOC-SPC 的控制效果, 对移动电站励磁系统控制进行仿真实验. 励磁系统的参数为: 纵轴电抗 $x_d = 1.28$, 纵轴瞬态电抗 $x'_d = 0.20$, 转动惯量 $M = 2.1$ s, 纵轴瞬变时间常数 $T'_{d0} = 1.25$ s. 移动电站初始运行点参数为 $\delta_0 = 42.5^\circ$, $\omega_0 = 1$ p.u., $E'_{q0} = 1.0$ p.u..

3.1 含参数不确定性的 RAOC-SPC 控制仿真

功率因数为 0.8 时突然增加 45% 的负载, 当采用 PID 控制时, 励磁系统各状态参量变化如图 1 所示.

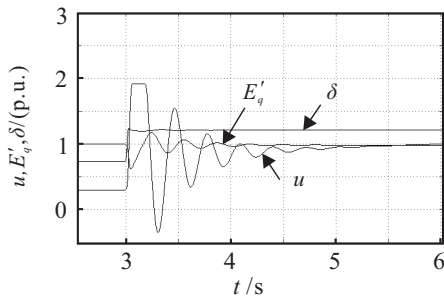


图 1 PID 控制方式下, 发电机的状态变化曲线

当采用评价 5 介绍的 RAOC-SPC 控制, 且 $m_1 = m_2 = m_3 = 3$, $\rho = 1$, $Q = I$, $R = 1$ 时, 励磁系统各状态参量变化如图 2 所示.

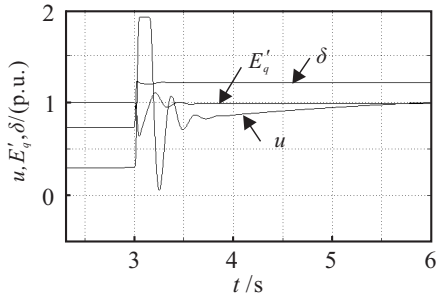


图 2 RAOC-SPC 控制方式下, 发电机的状态变化曲线

比较图 1 和图 2 可知: 当出现扰动和干扰时, 传统 PID 控制周期较长, 而 RAOC-SPC 方式控制迅速, 且励磁系统的功角和端电压能够快速恢复稳定.

当仿真参数 $m_1 = 4$, $m_2 = 5$, $m_3 = 3$, $\rho = 1$, $Q = \text{diag}[9, 2, 1]$, $R = 1$ 时, 采用 RAOC-SPC 控制方式, 励磁系统各状态参量变化如图 3 所示.

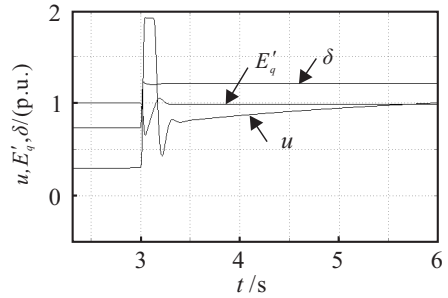


图 3 RAOC-SPC 控制方式下, 控制参数改变时发电机的状态变化曲线

比较图 2 和图 3 可知: 当选择不同的控制参数 Q 、 R 时, 状态参数的收敛速度明显加快, 充分体现了控制参数对控制效果的影响, 并能保证状态变化积分最小.

3.2 含干扰输入的 RAOC-SPC 控制仿真

励磁控制进入稳态后, 在 1.2 s 时出现 0.1 s 的短路故障扰动, 且励磁系统存在干扰 ε_1 、 ε_2 时, 采用评价 6 介绍的干扰抑制鲁棒控制方式, 状态参数变化曲线如图 4 所示 (图中的励磁电压包含了随机扰动量 ε , 故励磁电压曲线存在抖动).

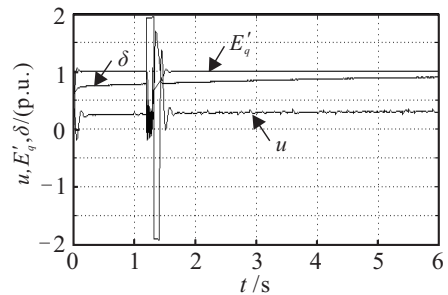


图 4 存在干扰时, 励磁系统状态参数变化曲线

由图 4 可见, 当励磁系统存在外部扰动时, 本文提出的控制方法同样能够保证系统鲁棒稳定, 因此具有外部干扰抑制作用.

4 结 论

本文对传统的 Backstepping 非线性鲁棒控制进行了改进和研究, 得到了有关 e_1, \dots, e_n 的模型和自适应参数替换律, 结合直接反馈线性化和最优控制理论, 最终给出了具有参数约束的鲁棒自适应最优控制 (RAOC-SPC) 的实现方法. 将此方法应用于存在干扰和不确性参数的励磁系统, 并进行仿真分析, 所得结果表明 RAOC-SPC 能够有效提高系统的鲁棒性, 并且通过改变 Q 、 R 最优控制参数, 能够提高系统状态变量的收敛速度, 达到最优鲁棒自适应控制的目的.

参考文献(References)

[1] 谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 基于气隙磁场定向的无传感器交流跟踪励磁控制研究[J]. 电力自动化设备, 2011, 10(31): 52-56.

- (Gu Z F, Zhu C Q, Shao T Z, et al. Study on the AC tracking excitation based on the sensorless air-gap field oriented technology[J]. Electric Power Automatic Equipment, 2011, 10(31): 52-56.)
- [2] 黄曼磊. 船舶电站同步发电机 H_∞ 调压器的仿真研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2004, 25(2): 162-166.
(Huang M L. Simulation research on H_∞ voltage regulator for synchronous generator of a ship power station[J]. J of Harbin Engineering University, 2004, 25(2): 162-166.)
- [3] 黄曼磊, 宋克明, 魏志达. 柴油发电机组非线性 H_2/H_∞ 调速器的研究[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(8): 873-878.
(Huang M L, Song K M, Wei Z D. Nonlinear H_2/H_∞ speed regulator for a diesel-generator set[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(8): 873-878.)
- [4] 张敏, 罗安, 王华昕. 基于线性化的发电机励磁鲁棒控制器[J]. 电工技术学报, 2002, 17(2): 84-87.
(Zhang M, Luo A, Wang H X. A robust controller for excitation of generator based on linearization[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2002, 17(2): 84-87.)
- [5] Chapman J W, Ilic M D, King C A, et al. Stabilizing a multi-machine power system via decentralized feedback linearizing excitation control[J]. IEEE Trans on Power System, 1993, 8(5): 830-839.
- [6] 张秀华, 张庆灵, 谢彦红. 一类鲁棒非线性励磁控制器设计的新方法[J]. 东北大学学报: 自然科学版, 2010, 30(1): 17-19.
(Zhang X H, Zhang Q L, Xie Y H. New approach to design of nonlinear robust excitation controller[J]. J of Northeastern University: Natural Science, 2010, 30(1): 17-19.)
- [7] 张利军, 孟杰, 兰海, 等. 带有 SMES 和电力推进负载的舰船电力系统鲁棒协调控制[J]. 控制与决策, 2011, 26(12): 1808-1812.
(Zhang L J, Meng J, Lan H, et al. Robust coordinated control for ship power systems with SMES and power thruster loads[J]. Control and Decision, 2011, 26(12): 1808-1812.)
- [8] 谢争先, 梁志珊, 张化光. 基于哈密顿能量理论的发电机励磁与 ASVG 协调控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(5): 567-570.
(Xie Z X, Liang Z S, Zhang H G. Coordinated control of ASVG and generator excitation based on Hamiltonian energy theory[J]. Control and Decision, 2008, 23(5): 567-570.)
- [9] 李啸骢, 李文涛, 徐俊华, 等. 不确定性电力系统鲁棒自适应励磁控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2011, 23(3): 13-17.
(Li X C, Li W T, Xu J H, et al. Robust adaptive excitation control for uncertain power system[J]. Proc of the CSU-EPSA, 2011, 23(3): 13-17.)
- [10] Lu Q, Mei S W. Recursive design of nonlinear excitation controller[J]. Science in China: Series E, 2000, 43(1): 23-31.
- [11] 梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 149-152.
(Mei S W, Shen T L, Liu K Z. The theory and the application of the modern robust control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008: 149-152.)
- [12] 刘辉, 李啸骢, 韦化. 基于目标全息反馈法的发电机非线性励磁控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 14-18.
(Liu H, Li X C, Wei H. Nonlinear excitation control for generator unit based on NCOHF[J]. Proc of the CSEE, 2007, 27(1): 14-18.)

(责任编辑: 李君玲)