

一类不确定变速风力涡轮机系统的实际跟踪控制

徐文青, 李 健[†], 吴昭景

(烟台大学 数学与信息科学学院, 山东 烟台 264005)

摘要: 本文研究一类不确定变速风力涡轮机系统的实际跟踪控制问题. 与现有文献对系统不确定性和参考信号的严格限制(系统参数已知, 扰动光滑或上界已知, 参考信号二阶可导)不同, 本文允许系统参数全部未知, 扰动不必可导且上界不必已知, 参考信号仅需一阶可导, 因此传统控制设计方法无效. 为此, 本文首先给出误差系统, 将原系统的跟踪控制问题转化为误差系统的镇定控制问题. 然后, 对误差系统选择适当的李雅普诺夫函数, 将自适应动态补偿技术融入反推控制设计框架, 给出自适应状态反馈控制器显示形式. 性能分析表明该控制器保证闭环系统所有信号有界且转子转速实际跟踪到期望转速, 即在某个时刻之后到达并保持在期望转速的任意给定邻域内. 值得指出的是, 所设计的控制器仅依赖于参考信号本身而不依赖其导数, 因此降低了相关文献对参考信号可量测性的限制. 最后, 仿真实验验证理论结果的有效性.

关键词: 变速风力涡轮机; 不确定性; 实际跟踪; 自适应

引用格式: 徐文青, 李健, 吴昭景. 一类不确定变速风力涡轮机系统的实际跟踪控制. 控制理论与应用, 2022, 39(9): 1679 – 1687

DOI: 10.7641/CTA.2022.10964

Practical tracking control for a class of uncertain variable speed wind turbine systems

XU Wen-qing, LI Jian[†], WU Zhao-jing

(School of Mathematics and Information Sciences, Yantai University, Yantai Shandong 264005, China)

Abstract: Practical tracking control for a class of uncertain variable speed wind turbine (VSWT) systems is investigated in this paper. Different from the existing literature where strict constraints are imposed on the system uncertainties and reference signals (e.g., system parameters must be known, disturbance must be smooth or has known upper bound, and moreover, the reference signal must be twice differentiable), in this paper, all the system parameters are unknown, the disturbances are not necessarily differentiable or have known upper bounds while the reference signals are only first-order differentiable, and hence those result into the ineffectiveness of the traditional control methods. For this, an error system is derived firstly whose stabilization implies the tracking of the original system. Then, by choosing appropriate Lyapunov functions for the error system, adaptive dynamic compensation technique is incorporated into the backstepping control framework, and an adaptive state feedback controller is explicitly constructed which ensures that all signals of the closed-loop system are bounded while the rotor speed practically tracks the desired one, i.e., the rotor speed arrives at and then stay within an arbitrary neighborhood of the desired speed after some time. It is worth pointing out that the designed controller only depends on the reference signal itself but regardless of its derivative, and hence relaxes the restrictions on the measurability of the reference signal in the related literature. Finally, a simulation example is provided to verify the effectiveness of the proposed theoretical results.

Key words: variable speed wind turbine; uncertainties; practical tracking; adaptive

Citation: XU Wenqing, LI Jian, WU Zhaojing. Practical tracking control for a class of uncertain variable speed wind turbine systems. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(9): 1679 – 1687

1 引言

风力发电由于其环保、高效和可持续性等优点目前已成为主要发电方式之一. 变速风力涡轮机是风力发电的核心设备. 为了提高风能转化效率, 需要根据

风力变化有针对性地调整涡轮机转子转速^[1-3]. 因此, 涡轮机转子转速调节问题一直是风力发电领域的核心控制问题. 需指出的是, 由于涡轮机系统非线性特性以及参数、扰动等不确定性的存在, 该领域内许多

收稿日期: 2021-10-12; 录用日期: 2022-02-21.

[†]通信作者. E-mail: ytulijian@ytu.edu.cn.

本文责任编辑: 阳春华.

国家自然科学基金项目(61773332, 62073275)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61773332, 62073275).

具有显著科学意义和实际应用价值的控制问题尚未解决.

为了最大限度地捕获风能, 涡轮机系统需要根据风力变化在线调节转子转速以达到期望转速(即参考信号). 近20年以来, 变速风力涡轮机系统的转子转速调节问题得到持续研究^[3-20]. 然而在实际工程中, 受测量设备的不准确性和外部工作环境等因素的影响, 描述系统动态的模型不可避免地存在不确定性(例如系统未知参数和外部扰动), 这往往给控制设计和分析带来本质困难. 针对不确定变速风力涡轮机系统转子转速调节问题, 多种控制设计方法被提出, 例如: 鲁棒控制^[4]、自适应(非鲁棒)控制^[3,5-6]、滑模控制^[7-9]等, 但现有文献对系统不确定性和参考信号(即期望转速)都有较严格的约束, 限制了理论结果的可应用性. 具体地:

1) 现有文献要求系统参数部分或全部已知, 扰动可导或其上界已知. 具体地, 文献[4]要求系统部分参数未知而其他参数精确已知, 文献[3]允许系统参数未知但未考虑外部扰动, 文献[5,8-9]虽然同时考虑系统存在未知参数和扰动, 但扰动必须上界已知或扰动本身及其一、二阶导数必须有界. 需要指出的是, 由于变速风力涡轮机结构的复杂性, 许多系统参数的真实值往往难以获得. 此外, 恶劣的工作环境常导致涡轮机不可避免地遭受外部扰动的影响, 且扰动往往具有非光滑特性(甚至不连续性)和较严重的未知性(例如上界未知). 上述不确定性的存在将导致涡轮机系统转子转速调节控制设计中出现本质的技术困难.

2) 现有文献要求参考信号具有较强的光滑性(例如至少二阶可导)和可测性(例如其一或二阶导数可测). 具体地, 文献[3,5-6]要求参考信号二阶可导, 因此排除了一大类低光滑性(例如仅一阶可导)信号. 文献[3,5,7,10,12]除了要求参考信号本身可测, 还要求其或二阶导数可测, 这意味着需要更多的测量设备来获取更多的信号, 加重了控制器的测量负担. 因此, 当参考信号具有较强的一般性(仅一阶可导)且仅有少量信息可量测(例如其导数不可测)时, 现有的控制设计方法无效.

注意到现有文献对系统不确定性和参考信号两方面的限制, 未来一个值得进一步研究的有意义的问题是: 当系统存在较强的不确定性以及参考信号仅有少量信息可测时, 如何设计控制器使系统转速跟踪到期望的转速? 这亦是本文的主要控制目标. 与相关文献不同, 本文所研究的变速风力涡轮机系统参数全部未知, 系统的两个通道(转子动力学通道和励磁机动力学通道)都含有扰动且扰动不必可导, 上界不必已知, 因而具有更严重的不确定性, 现有控制设计方法不能适用. 为了解决上述问题, 本文首先定义坐标变换, 给出误差系统, 将原系统的跟踪控制问题转化为误差系统

的镇定控制问题. 然后, 对误差系统选择适当的李雅普诺夫函数, 将自适应动态补偿技术融入反推控制设计框架, 给出自适应状态反馈控制器显示形式. 通过巧妙地选择自适应律, 有效克服现有文献对系统不确定性及参考信号的严格限制, 同时使得所设计的控制器保证闭环系统所有信号有界且系统输出(即转子转速)在某个时刻之后到达并且保持在参考信号(即期望转速)的给定邻域内. 最后, 仿真实验验证理论结果的有效性. 值得指出的是, 本文所设计的控制器仅依赖于参考信号本身而不依赖其导数, 因而降低了相关文献对参考信号可量测性的限制.

本文的其余部分组织为: 第2节给出所研究的变速风力涡轮机系统和控制目标; 第3节展示控制设计的过程; 第4节分析闭环系统的性能; 第5节通过仿真实验验证理论结果的有效性; 第6节是总结.

2 问题描述

本文考虑如下—类变速风力涡轮机系统^[2-3], 其结构如图1所示.

$$\begin{cases} \dot{\omega}(t) = p_1\omega(t) + p_2I_f(t) + p_3\omega^2(t) + d_1(t), \\ \dot{I}_f(t) = p_4I_f(t) + p_5u_f(t) + d_2(t), \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\omega(t) \in \mathbb{R}$ 和 $I_f(t) \in \mathbb{R}$ 分别是转子转速和场电流, $u_f(t) \in \mathbb{R}$ 是控制输入, $d_1(t), d_2(t) \in \mathbb{R}$ 是扰动(包含了系统未建模动态和外部环境对系统的影响), $p_i, i = 1, 2, \dots, 5$ 是未知的系统参数, 它们定义如下:

$$\begin{aligned} p_1 &= -\frac{B}{J}, \quad p_2 = -\frac{\gamma K_\phi c}{J}, \quad p_3 = \frac{k_\omega}{J}, \\ p_4 &= -\frac{R_f}{L}, \quad p_5 = \frac{1}{L}, \end{aligned}$$

其中: $J = J_m + \gamma^2 J_e$ 是总转动惯量, $J_m, J_e \in \mathbb{R}$ 分别为涡轮端的转动惯量和发电机端的转动惯量, $\gamma = \frac{\omega_e}{\omega} \in \mathbb{R}$ 是齿轮传动比, $B \in \mathbb{R}$ 是总摩擦系数, $c, K_\phi \in \mathbb{R}$ 是风力涡轮机操作或设计相关的常数, k_ω 是恒定风速到功率传递参数, $R_f \in \mathbb{R}$ 是转子磁场的电阻, L 是电路的恒电感值. 系统(1)的两个方程分别描述了转子动态和励磁机动态, 其结构分别由图1和图2所示.

本文的控制目标是对变速风力涡轮机系统(1)设计控制电压 u_f 使所得闭环系统的所有信号有界, 同时系统输出(即转轴转速 ω) 实际跟踪到给定参考信号(即期望转速 ω_r , 满足如下假设1), 即, 对给定的跟踪精度 λ_1 (任意正常数), 存在某个有限时刻 $T > 0$, 使得 $|\omega - \omega_r| < \lambda_1, \forall t > T$.

为确保控制目标的实现, 如下给出扰动和参考信号需满足的条件.

假设 1 存在未知常数 M_1 , 使得

$$|d_1(t)| + |d_2(t)| \leq M_1.$$

假设 2 存在未知常数 M_2 , 使得

$$|\omega_r| + |\dot{\omega}_r| \leq M_2.$$

系统(1)中 d_1, d_2 分别表示未建模动态(例如, d_1 可表示扭转效应) 和外部环境对系统的影响(例如, d_2 可表示电子元器件发热导致的能量损耗). 假设1表明扰动仅需有未知上界且不必是光滑的, 而现有文献或要求扰动具有已知上界(见文献[8-9])或扰动必须是光滑的(见文献[5]), 因此本文所研究的系统具有更严重的不确定性且允许非光滑(甚至非连续)扰动. 假设2表明参考信号(即期望转速)仅需一阶可导, 而在文献[3,5-6]中要求参考信号二阶可导, 因此本文所提理论结果将适用于更广泛类型的参考信号.

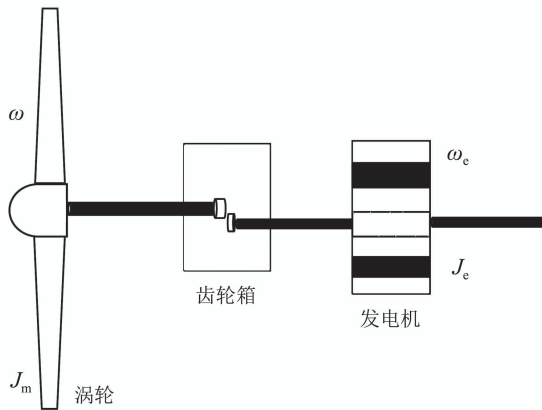


图1 变速风力涡轮机系统结构图

Fig. 1 Structure graphing of the overall system of VSWT

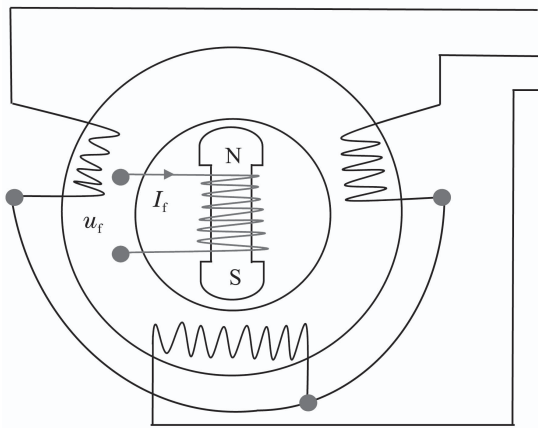


图2 变速风力涡轮机电气子系统结构图

Fig. 2 Structure graphing of the electrical subsystem of VSWT

3 控制设计

对系统(1)引入下面的坐标变换¹:

$$\begin{cases} e_1 = \omega - \omega_r, \\ e_2 = I_f - u_v, \end{cases} \quad (2)$$

其中 u_v 是待定的虚拟控制. 由式(1)-(2)可以得到以下误差系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\omega} - \dot{\omega}_r = p_1(e_1 + \omega_r) + p_2(e_2 + u_v) + p_3(e_1 + \omega_r)^2 + d_1 - \dot{\omega}_r, \\ \dot{e}_2 = \dot{I}_f - \dot{u}_v = p_4(e_2 + u_v) + p_5 u_f + d_2 - \dot{u}_v. \end{cases} \quad (3)$$

如下通过两步反推变换设计控制器:

步骤 1 定义Lyapunov函数

$$V_1 = \begin{cases} \frac{(e_1 - \lambda_1)^2}{2}, & e_1 \geq \lambda_1, \\ 0, & -\lambda_1 < e_1 < \lambda_1, \\ \frac{(e_1 + \lambda_1)^2}{2}, & e_1 \leq -\lambda_1. \end{cases} \quad (4)$$

根据复合函数连续可微性的判据, 容易验证 V_1 关于时间变量 t 是连续可微的, 且 V_1 关于 e_1 的导数为

$$\nabla V_1 = \begin{cases} (|e_1| - \lambda_1) \operatorname{sgn} e_1, & |e_1| \geq \lambda_1, \\ 0, & |e_1| < \lambda_1. \end{cases} \quad (5)$$

由式(3)的第1个方程, 式(4)-(5)得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \nabla V_1 \dot{e}_1 = \\ &\nabla V_1 (p_1 \omega + p_2 (e_2 + u_v) + p_3 \omega^2 + d_1 - \dot{\omega}_r) \leq \\ &p_2 u_v \nabla V_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1| + \\ &|\nabla V_1| (p_1 \omega + p_3 \omega^2 + d_1 - \dot{\omega}_r) \leq \\ &p_2 u_v \nabla V_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1| + \\ &|\nabla V_1| (|p_1| |\omega| + |p_3| \omega^2 + |d_1| + |\dot{\omega}_r|) = \\ &p_2 u_v \nabla V_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1| + |\nabla V_1| A_1, \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $A_1 = |p_1| |\omega| + |p_3| \omega^2 + |d_1| + |\dot{\omega}_r|$.

根据假设1和假设2, 对 A_1 做如下估计:

$$\begin{aligned} A_1 &\leq \max\{|p_1|, |p_3|, M_1, M_2\} (|\omega| + \omega^2 + 1 + 1) = \\ &\max\{|p_1|, |p_3|, M_1, M_2\} (\omega^2 + 2|\omega| + 2) \leq \\ &\max\{|p_1|, |p_3|, M_1, M_2\} (2\omega^2 + 3) = \\ &\theta_1^* \beta_1, \end{aligned} \quad (7)$$

其中: $\theta_1^* = \max\{|p_1|, |p_3|, M_1, M_2\}$, $\beta_1 = 2\omega^2 + 3$.

然后将上式代入式(6)得到

$$\dot{V}_1 \leq p_2 u_v \nabla V_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1| + |\nabla V_1| \theta_1^* \beta_1. \quad (8)$$

选取虚拟控制

$$u_v = \vartheta(k_1) \beta_1 \operatorname{sig}_{\lambda_1}(e_1), \quad (9)$$

其中: $\vartheta(k_1)$ 是 C^1 类函数且满足Nussbaum增益性质² (例如 $k_1^2 \cos k_1$), k_1 满足如下自适应律:

$$\dot{k}_1(t) = \begin{cases} \gamma_1 \beta_1 (|e_1| - \lambda_1), & |e_1| \leq \lambda_1, \\ 0, & |e_1| < \lambda_1, \end{cases} \quad (10)$$

¹为了减少符号负担, 在不引起混淆的情况下, 下文将忽略自变量 t .

²函数 $\vartheta \in C^1$ 满足 $\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \vartheta(s) ds = -\infty$, $\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \vartheta(s) ds = +\infty$.

$\gamma_1 > 0$ 为设计参数,且 $\text{sig}_{\lambda_1}(e_1)$ 定义如下:

$$\text{sig}_{\lambda_1}(e_1) = \begin{cases} 1, & e_1 \geq \lambda_1, \\ \sin \frac{\pi e_1}{2\lambda_1}, & -\lambda_1 < e_1 < \lambda_1, \\ -1, & e_1 \leq -\lambda_1. \end{cases}$$

注 1 与已有文献不同的是,本文所选取的虚拟控制 u_v 不含有 $\dot{\omega}_r$ (见式(9)),因此后续推导过程中求虚拟控制的导数时不需要对 $\dot{\omega}_r$ 求偏导(见下文式(15)),从而不需要参考信号关于时间变量的更高阶导数.这种处理技术去除了已有文献对 ω_r 具有更高阶导数的限制.

接下来分两种情形讨论.

1) 注意到当 $|e_1| < \lambda_1$ 时,有 $|\nabla V_1| = 0$.于是,将式(9)代入式(8)有

$$\dot{V}_1 \leq 0 = \gamma_1^{-1} (p_2 \vartheta(k_1) + \theta_1^*) \dot{k}_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1|.$$

2) 显然 $\nabla V_1 = (|e_1| - \lambda_1) \text{sgne}_1$,当 $|e_1| \geq \lambda_1$ 时.将其和式(9)代入式(8),同时注意到,当 $e_1 \geq \lambda_1$ 时,有 $\text{sig}_{\lambda_1}(e_1) \cdot \text{sgne}_1 = 1 \times 1 = 1$;当 $e_1 \leq -\lambda_1$ 时,有 $\text{sig}_{\lambda_1}(e_1) \cdot \text{sgne}_1 = (-1) \times (-1) = 1$,则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq p_2 \vartheta(k_1) \beta_1 \text{sig}_{\lambda_1}(e_1) (|e_1| - \lambda_1) \text{sgne}_1 + \\ &|p_2| |e_2| |\nabla V_1| + (|e_1| - \lambda_1) \theta_1^* \dot{k}_1 = \\ &\gamma_1^{-1} (p_2 \vartheta(k_1) + \theta_1^*) \dot{k}_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1|. \end{aligned}$$

总结以上两种情形可知

$$\dot{V}_1 \leq \gamma_1^{-1} (p_2 \vartheta(k_1) + \theta_1^*) \dot{k}_1 + |p_2| |e_2| |\nabla V_1|. \quad (11)$$

步骤 2 定义Lyapunov函数

$$V_2 = \begin{cases} \frac{(e_2 - \lambda_2)^2}{2}, & e_2 \geq \lambda_2, \\ 0, & -\lambda_2 < e_2 < \lambda_2, \\ \frac{(e_2 + \lambda_2)^2}{2}, & e_2 \leq -\lambda_2, \end{cases} \quad (12)$$

其中 λ_2 是任意给定的正常数.容易验证 V_2 关于时间变量 t 是连续可微的,且 V_2 关于 e_2 的导数为

$$\nabla V_2 = \begin{cases} (|e_2| - \lambda_2) \text{sgne}_2, & |e_2| \geq \lambda_2, \\ 0, & |e_2| < \lambda_2. \end{cases}$$

根据式(3)的第2个方程和式(9)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \nabla V_2 \dot{e}_2 = \\ &\nabla V_2 (p_4 I_f + p_5 u_f + d_2 - \dot{u}_v) \leq \\ &p_5 u_f \nabla V_2 + |\nabla V_2| (p_4 I_f + d_2 - \dot{u}_v) \leq \\ &p_5 u_f \nabla V_2 + |\nabla V_2| |p_4 I_f + d_2 - \dot{u}_v| = \\ &p_5 u_f \nabla V_2 + |\nabla V_2| |\Lambda_2 - \dot{u}_v|, \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\Lambda_2 = p_4 I_f + d_2$.

利用假设1有

$$\begin{aligned} |\Lambda_2| &\leq |p_4| |I_f| + M_1 \leq \\ \max\{|p_4|, M_1\} &(|I_f| + 1) \leq \end{aligned}$$

$$\max\{|p_4|, M_1\} (I_f^2 + 2). \quad (14)$$

此外,由式(9)可得

$$\dot{u}_v = \frac{\partial u_v}{\partial \omega} \dot{\omega} + \frac{\partial u_v}{\partial \omega_r} \dot{\omega}_r + \frac{\partial u_v}{\partial k_1} \dot{k}_1, \quad (15)$$

由此及式(7)可得

$$\begin{aligned} |\dot{u}_v| &\leq \left| \frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right| |p_1 \omega + p_2 I_f + p_3 \omega^2 + d_1| + \\ &\left| \frac{\partial u_v}{\partial \omega_r} \right| M_2 + \left| \frac{\partial u_v}{\partial k_1} \right| |\dot{k}_1| \leq \\ &\max\{|p_1|, |p_2|, |p_3|, M_1, M_2, 1\} \cdot \\ &\left(\left| \frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right| + \left| \frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right| (\omega + I_f + \omega^2 + 1) + \right. \\ &\left. \left| \frac{\partial u_v}{\partial k_1} \right| \cdot |\gamma_1 \beta_1 e_1| \right) \leq \\ &\max\{|p_1|, |p_2|, |p_3|, M_1, M_2, 1\} \cdot \\ &\left(\left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + 4 \left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + \omega^2 + I_f^2 + \omega^4 + \right. \\ &\left. 1 + 1 + \left(\frac{\partial u_v}{\partial k_1} \right)^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2 \omega^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2 \right). \end{aligned}$$

由此及式(14)可得

$$\begin{aligned} |\Lambda_2 - \dot{u}_v| &\leq \max\{|p_4|, M_1, |p_1|, |p_2|, |p_3|, M_2, 1\} \cdot \\ &(2I_f^2 + 4 + \left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + 4 \left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + \omega^2 + \\ &\omega^4 + \left(\frac{\partial u_v}{\partial k_1} \right)^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2 \omega^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2) = \\ &\theta_2^* \beta_2, \end{aligned} \quad (16)$$

其中:

$$\begin{aligned} \theta_2^* &= \max\{|p_4|, M_1, |p_1|, |p_2|, |p_3|, M_2, 1\}, \\ \beta_2 &= 2I_f^2 + 4 + \left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + 4 \left(\frac{\partial u_v}{\partial \omega} \right)^2 + \omega^2 + \\ &\omega^4 + \left(\frac{\partial u_v}{\partial k_1} \right)^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2 \omega^2 + \gamma_1^2 \beta_1^2. \end{aligned}$$

将式(16)代入式(13)得到

$$\dot{V}_2 \leq p_5 u_f \nabla V_2 + \theta_2^* \beta_2 |\nabla V_2|. \quad (17)$$

选取控制

$$u_f = \vartheta(k_2) \beta_2 \text{sig}_{\lambda_2}(e_2), \quad (18)$$

其中 $\vartheta(k_2)$ 是 C^1 类函数且满足Nussbaum增益性质(例如 $k_2^2 \cos k_2$), k_2 满足如下自适应律:

$$\dot{k}_2(t) = \begin{cases} \gamma_2 \beta_2 (|e_2| - \lambda_2), & |e_2| \geq \lambda_2, \\ 0, & |e_2| < \lambda_2, \end{cases} \quad (19)$$

$\gamma_2 > 0$ 为设计参数,且 $\text{sig}_{\lambda_2}(e_2)$ 被定义为如下形式:

$$\text{sig}_{\lambda_2}(e_2) = \begin{cases} 1, & e_2 \geq \lambda_2, \\ \sin \frac{\pi e_2}{2\lambda_2}, & -\lambda_2 < e_2 < \lambda_2, \\ -1, & e_2 \leq -\lambda_2. \end{cases}$$

接下来分两种情形讨论.

1) 注意到当 $|e_2| < \lambda_2$ 时, 有 $|\nabla V_2| = 0$, 于是, 将式(18)代入式(17)有

$$\dot{V}_2 \leq 0 = \gamma_2^{-1} (p_5 \vartheta(k_2) + \theta_2^*) \dot{k}_2.$$

2) 显然 $\nabla V_2 = (|e_2| - \lambda_2) \operatorname{sgn} e_2$, 当 $|e_2| \geq \lambda_2$ 时. 将其和式(18)代入式(17), 同时注意到, 当 $e_2 \geq \lambda_2$ 时, 有 $\operatorname{sig}_{\lambda_2}(e_2) \cdot \operatorname{sgn} e_2 = 1 \times 1 = 1$; 当 $e_2 \leq -\lambda_2$ 时, 有 $\operatorname{sig}_{\lambda_2}(e_2) \cdot \operatorname{sgn} e_2 = (-1) \times (-1) = 1$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & p_5 \vartheta(k_2) \beta_2 \operatorname{sig}_{\lambda_2}(e_2) (|e_2| - \lambda_2) \operatorname{sgn} e_2 + \\ & \theta_2^* \beta_2 (|e_2| - \lambda_2) = \gamma_2^{-1} (p_5 \vartheta(k_2) + \theta_2^*) \dot{k}_2. \end{aligned}$$

总结以上两种情形可知

$$\dot{V}_2 \leq \gamma_2^{-1} (p_5 \vartheta(k_2) + \theta_2^*) \dot{k}_2. \quad (20)$$

注 2 由式(7)(16)可以看出, 未知参数以及扰动和参考信号的未知界被集总到 θ_1^* 和 θ_2^* 中, 随后通过巧妙地选取自适应律 \dot{k}_1 和 \dot{k}_2 来补偿系统存在的不确定性和未知性.

注 3 如下将利用式(11)(20)首先给出 $k_1(t)$, $k_2(t)$ 的有界性(由下文命题 1 给出), 然后证明闭环系统的期望性能(由下文定理 1 给出).

4 性能分析

本节分析所得闭环系统的性能. 作为准备, 首先给出控制增益 k_1 , k_2 的有界性, 然后给出主要定理总结本文的主要结果.

命题 1 分别由式(10)和式(19)定义的控制增益 $k_1(t)$, $k_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是有界的.

证 首先证明 $k_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是有界的. 由 $\dot{k}_2(t) \geq 0$ 得到 $k_2(t)$ 是单调递增函数. 对式(20)两边在 $[0, t]$ 上积分有

$$\begin{aligned} V_2(t) \leq & V_2(0) + \gamma_2^{-1} p_5 \int_0^t \vartheta(k_2) \dot{k}_2(s) ds + \\ & \gamma_2^{-1} \theta_2^* \int_0^t \dot{k}_2(s) ds = \\ & V_2(0) + \gamma_2^{-1} p_5 \int_0^t \vartheta(k_2) \dot{k}_2(s) ds + \\ & \gamma_2^{-1} \theta_2^* (k_2(t) - k_2(0)). \end{aligned} \quad (21)$$

令 $\tau_2 = k_2(s)$, 有

$$\int_0^t \vartheta(k_2) \dot{k}_2(s) ds = \int_{k_1(0)}^{k_1(t)} \vartheta(\tau_2) d\tau_2,$$

则有

$$\begin{aligned} 0 \leq V_2(t) \leq & V_2(0) + \gamma_2^{-1} p_5 \int_{k_2(0)}^{k_2(t)} \vartheta(\tau_2) d\tau_2 + \\ & \gamma_2^{-1} \theta_2^* (k_2(t) - k_2(0)). \end{aligned} \quad (22)$$

假设 $k_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是无界的, 则存在某个时刻 T^* , 当 $t > T^*$ 时, 有 $k_2(t) \geq 1$. 不妨取 $k_2(0) = \frac{1}{2}$,

在对式(22)两边同时除以 $k_2(t)$, 则有

$$\begin{aligned} 0 \leq & \frac{V_2(t)}{k_2(t)} \leq \\ & \frac{V_2(0)}{k_2(t)} + \frac{\gamma_2^{-1} p_5}{k_2(t)} \int_{k_2(0)}^{k_2(t)} \vartheta(\tau_2) d\tau_2 + \\ & \gamma_2^{-1} \theta_2^* \left(\frac{k_2(t)}{k_2(t)} - \frac{k_2(0)}{k_2(t)} \right) \leq \\ & V_2(0) + \gamma_2^{-1} p_5 \frac{1}{k_2(t)} \int_{k_2(0)}^{k_2(t)} \vartheta(\tau_2) d\tau_2 + \\ & \gamma_2^{-1} \theta_2^*. \end{aligned}$$

因为 $p_5 = \frac{1}{L} > 0$ 且 $\gamma_2 > 0$, 对上式两边同时取下极限有

$$\begin{aligned} 0 \leq V_2(0) + \gamma_2^{-1} p_5 \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{k_2(t)} \int_{k_2(0)}^{k_2(t)} \vartheta(\tau_2) d\tau_2 + \\ \gamma_2^{-1} \theta_2^* = -\infty, \end{aligned}$$

不等式矛盾, 所以 $k_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上有界. 又因为 $\int_{k_2(0)}^{k_2(t)} \nu(\tau_2) d\tau_2$ 是连续函数在有界区间上的积分, 所以这个积分是有界的, 则由式(22)可知 $V_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是有界的, 那么 $e_2(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上也有界.

下面证明 $k_1(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上有界. 由 $e_2(t)$ 有界可知, 存在正常数 c , 有

$$\begin{aligned} |p_2| |e_2(t)| |\nabla V_1(t)| \leq c |p_2| |\nabla V_1(t)| \leq \\ \beta_1(t) c |p_2| |\nabla V_1(t)| \leq \gamma_1^{-1} c |p_2| \dot{k}_1(t). \end{aligned}$$

把上式代入式(11), 然后与 $k_2(t)$ 有界的证明类似, 令 $\tau_1 = k_1(s)$, 可以得到

$$\begin{aligned} 0 \leq \frac{V_1(t)}{k_1(t)} \leq & \frac{V_1(0)}{k_1(t)} + \frac{\gamma_1^{-1} p_2}{k_1(t)} \int_{k_1(0)}^{k_1(t)} \vartheta(\tau_1) d\tau_1 + \\ & \gamma_1^{-1} (\theta_1^* + c |p_2|) \left(\frac{k_1(t)}{k_1(t)} - \frac{k_1(0)}{k_1(t)} \right) \leq \\ & V_1(0) + \gamma_1^{-1} p_2 \frac{1}{k_1(t)} \int_{k_1(0)}^{k_1(t)} \vartheta(\tau_1) d\tau_1 + \\ & \gamma_1^{-1} (\theta_1^* + c |p_2|). \end{aligned} \quad (23)$$

当 $p_2 > 0$ 时, 对式(23)两边同时取下极限有

$$\begin{aligned} 0 \leq V_1(0) + \gamma_1^{-1} p_2 \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{k_1(t)} \int_{k_1(0)}^{k_1(t)} \vartheta(\tau_1) d\tau_1 + \\ \gamma_1^{-1} (\theta_1^* + c |p_2|) = -\infty, \end{aligned}$$

形成矛盾. 当 $p_2 < 0$ 时, 对式(23)两边同时取上极限有

$$\begin{aligned} 0 \leq V_1(0) + \gamma_1^{-1} p_2 \overline{\lim}_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{k_1(t)} \int_{k_1(0)}^{k_1(t)} \vartheta(\tau_1) d\tau_1 + \\ \gamma_1^{-1} (\theta_1^* + c |p_2|) = -\infty, \end{aligned}$$

亦形成矛盾. 所以假设不成立, 则 $k_1(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是有界的. 同理可得 $V_1(t), e_1(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上有界. 证毕.

定理 1 对于满足假设1和假设2的系统(1), 自适应控制器(10)(18)–(19)保证所得闭环系统具有以下性能:

- 1) 闭环系统的所有信号在 $[0, +\infty)$ 上有界;
- 2) 对于任意的常数 $\lambda_1 > 0$, 存在一个有限时刻 $T > 0$, 使得 $|e_1| = |\omega - \omega_r| < \lambda_1, \forall t > T$.

证 先证闭环系统信号的有界性. 实际上, 由定理1及方程组(2)的第1个方程可得 ω 在 $[0, +\infty)$ 上有界, 进而式(9)可给出 u_v 在 $[0, +\infty)$ 上有界, 方程组(2)的第2个方程可给出 I_f 在 $[0, +\infty)$ 上有界, 最后式(18)给出 u_f 在 $[0, +\infty)$ 上有界.

再证系统的跟踪性能, 这可由 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{k}_1(t) = 0$ 给出. 注意到闭环系统信号的有界性, 由式(3)的第1个等式可得 \dot{e}_1 在 $[0, +\infty)$ 上有界, 从而 e_1 在 $[0, +\infty)$ 上一致连续, 则 $\dot{k}_1(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上一致连续. 此外

$$\int_0^\infty \dot{k}_1(t) dt = k_1(\infty) - k_1(0) < +\infty,$$

意味着 $\dot{k}_1(t)$ 在 $[0, +\infty)$ 上是可积的. 因此, 由Barbalat引理得到 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{k}_1(t) = 0$. 从而, 由式(10)可得, 对任意的常数 $\lambda_1 > 0$, 存在一个有限时刻 $T > 0$, 使得

$$|e_1| = |\omega - \omega_r| < \lambda_1, \forall t > T.$$

证毕.

5 仿真

本节首先给出本文所设计控制器的仿真结果, 验证所提方法的有效性. 然后将本文所设计控制器仿真结果与PID控制器仿真结果作对比, 体现本文所提方法的先进性.

5.1 仿真实验

本小节通过仿真实验验证所设计的控制器的有

效性. 对系统(1), 系统参数的真实值由表1^[2]给出, 参考信号为

$$\omega_r = \begin{cases} 1.5, & 0 \leq t < \frac{\pi}{2}, \\ 1.5 \sin t, & t \geq \frac{\pi}{2}. \end{cases}$$

表 1 变速风力涡轮机模型参数

Table 1 Values of the parameters for VSWT

参数	数值/单位	参数	数值/单位	参数	数值/单位
J	16 kg/m ²	B	52	L	0.001 H
k_ω	3	γ	37.5	K_ϕ	1.7
c	1000	R_f	0.02 Ω		

应用控制器式(18) (其中 $\vartheta(k_i) = k_i^2 \cos k_i, i = 1, 2$), 分别在以下两种情形下进行仿真.

- 1) 假设扰动、跟踪精度、控制器参数和初值条件为

$$\begin{cases} d_1 = 1 + 2 \cos t, d_2 = 2 + 2 \sin(1.2t), \\ \lambda_1 = 0.4, \lambda_2 = 0.5, \gamma_1 = 1, \gamma_2 = 100, \\ \omega(0) = 0.9, I_f(0) = 0.2, k_1(0) = 0, k_2(0) = 1. \end{cases}$$

- 2) 假设扰动、跟踪精度、控制器参数和初值条件为

$$\begin{cases} d_1 = \begin{cases} 0, t < 1, \\ 2, t \geq 1, \end{cases} d_2 = \begin{cases} 0, t < 1, \\ 1, t \geq 1, \end{cases} \\ \lambda_1 = 0.2, \lambda_2 = 0.5, \gamma_1 = 1, \gamma_2 = 55, \\ \omega(0) = 1, I_f(0) = 0.1, k_1(0) = 0, k_2(0) = 1. \end{cases}$$

在MATLAB中仿真, 得到仿真图3–7. 其中, 图3表明跟踪误差在某时刻之后进入并保持在原点的给定邻域. 图4表明系统输出 ω 在某时刻之后跟踪到并保持参考轨迹的给定邻域. 图5–6分别表明闭环系统的状态和控制电压是有界的. 图7表明时变控制器增益 k_1 和 k_2 是有界的.

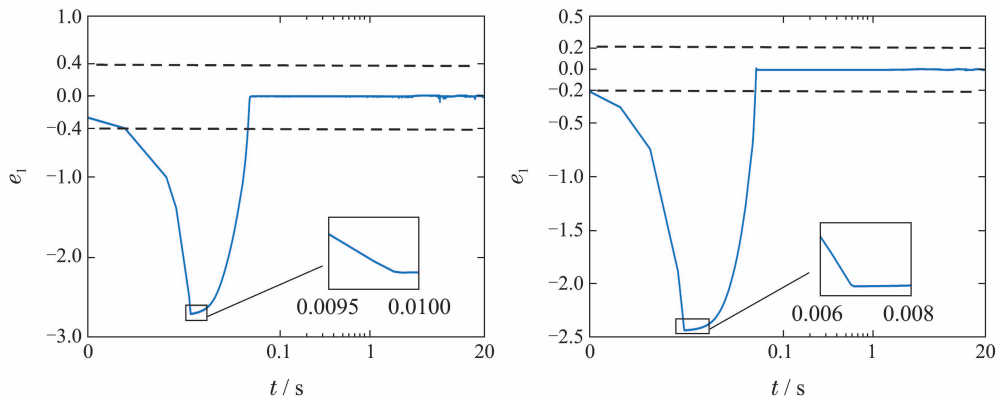


图 3 转速跟踪误差(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 3 The rotor speed tracking errors (left for case 1, right for case 2)

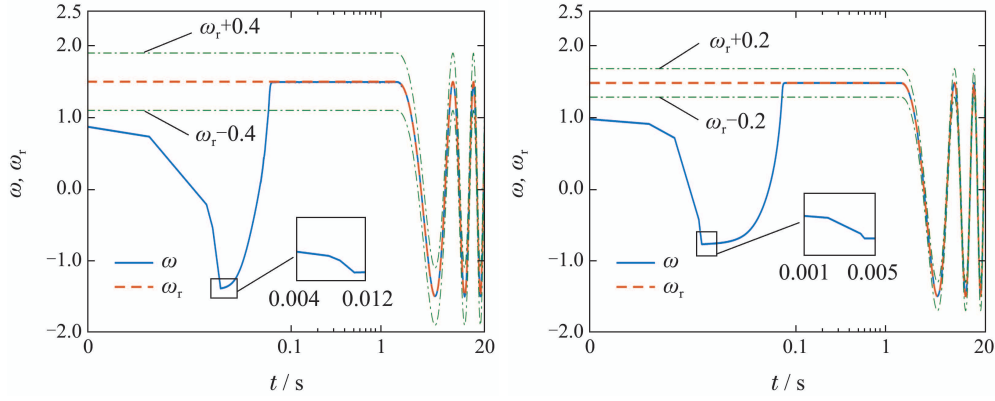


图 4 转速跟踪效果(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 4 The rotor speed tracking results (left for case 1, right for case 2)

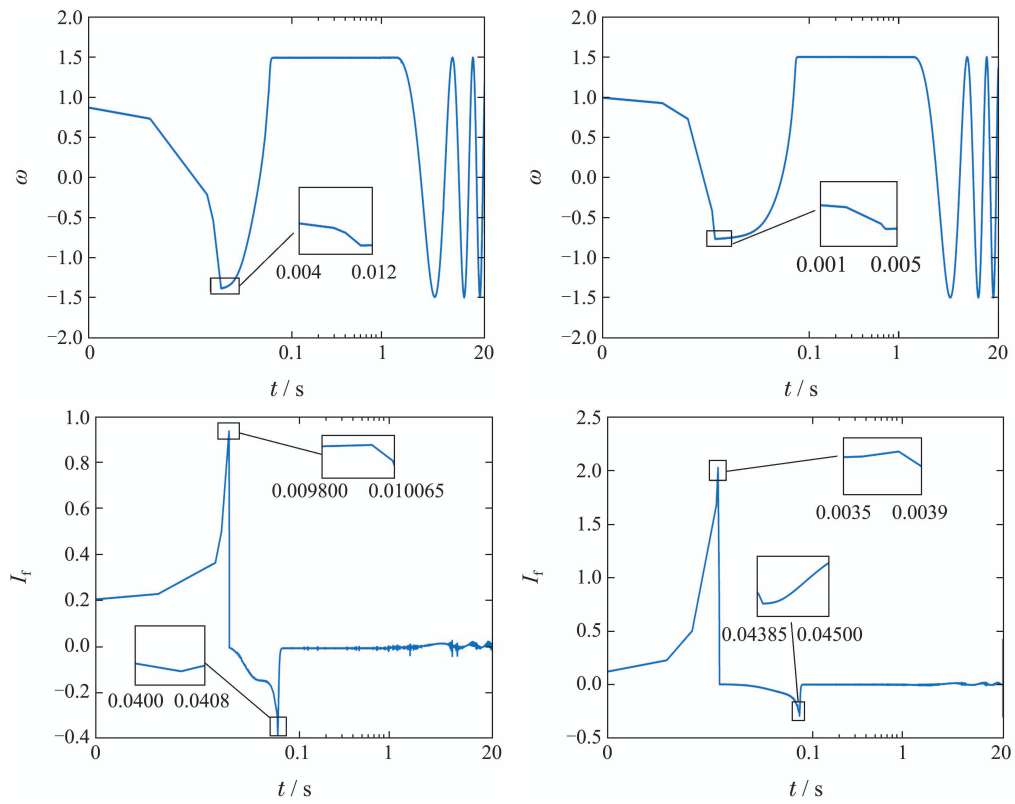


图 5 状态轨迹(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 5 Trajectories for the states (left for case 1, right for case 2)

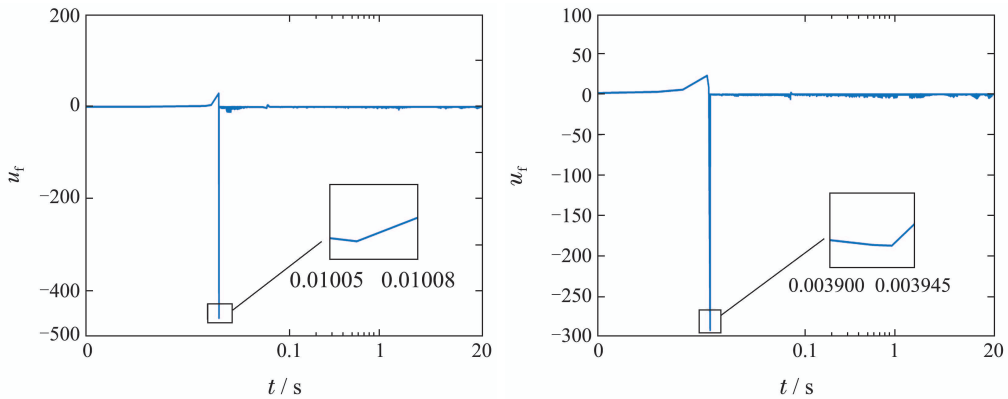


图 6 控制轨迹(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 6 Trajectories for the control law (left for case 1, right for case 2)

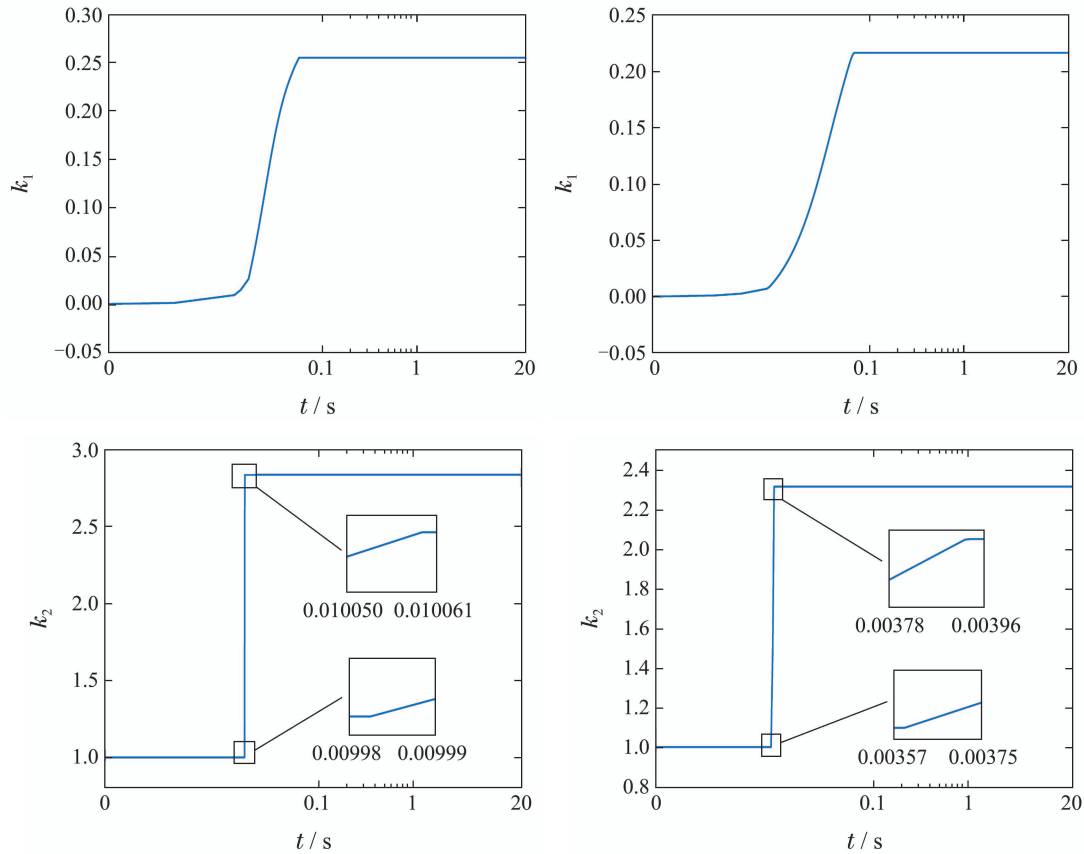


图7 控制器增益 k_1 和 k_2 的轨迹(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 7 Trajectories for the time-varying controller gains k_1 and k_2 (left for case 1, right for case 2)

5.2 与PID控制的比较

本小节给出所提控制器与PID控制器的仿真结果比较, 以体现本文所提控制器在控制器参数选取方面的灵活性.

实际上, 本文的控制目标也可由PID控制器实现. 然而, 与本文控制器参数可以较方便地选取(即仅需 γ_1, γ_2 为正)不同的是, PID方法的控制效果严重地依赖其控制器参数的选取, 随便选取的控制器参数难以保证期望的控制性能. 例如, 对系统(1)选取如下PID

控制器:

$$u_f = c_p e_1 + c_i \int_0^t e_1(\tau) d\tau + c_d \dot{e}_1,$$

其中: c_p, c_i, c_d 是控制器参数, e_1, \dot{e}_1 分别由式(2)-(3)的第1个方程给出. 在第5.1节所选取的系统参数、参考信号以及情形1下, 选取PID控制器参数为 $c_p = 17.2, c_i = -3, c_d = 0.025$, 在情形2下, 选取PID控制器参数为 $c_p = 9, c_i = -1.5, c_d = 0.3$, 所得仿真图8显示跟踪误差不能在某时刻之后保持在原点的给定邻域中.

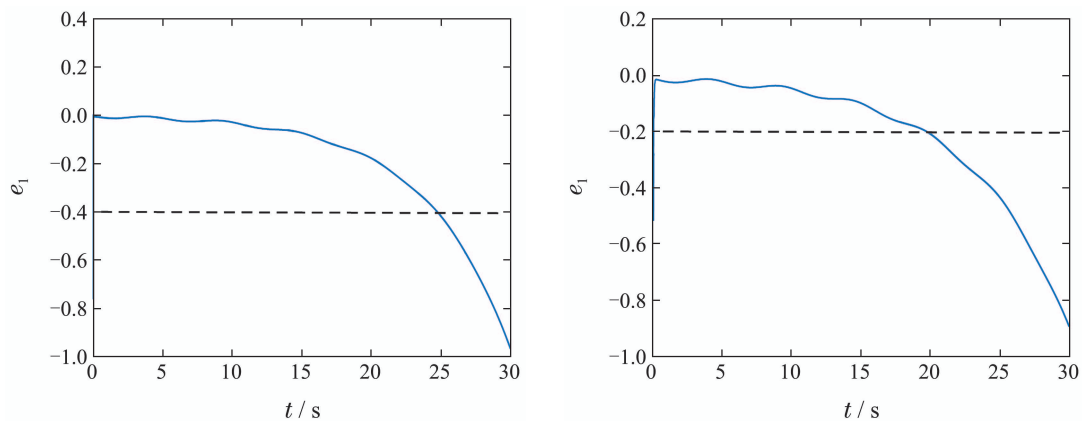


图8 PID跟踪误差轨迹(左图情形1, 右图情形2)

Fig. 8 Trajectories for the tracking errors by PID method (left for case 1, right for case 2)

6 总结评述

本文解决了一类变速风力涡轮机系统的跟踪控制问题. 由于所研究的系统参数全部未知、两个通道都含有扰动且扰动不必可导, 上界不必已知, 因此现有的控制设计方法无效. 为此, 本文将自适应动态补偿机制与反推方法结合, 给出了系统实际跟踪控制设计与分析的新框架. 在此基础上, 给出了状态反馈控制器的显式形式, 保证闭环系统所有信号有界且涡轮机转子转速实际跟踪到期望的转速. 此外, 由于所设计的控制器仅依赖于参考信号本身而不依赖其导数, 因而降低了相关文献对参考信号可量测性的限制. 需指出的是, 本文仅关注闭环系统信号的有界性等稳态性能而忽视跟踪到达时间和超调等实际控制过程中经常关注的瞬态性能. 因此, 如何设计反馈控制器使得在保证闭环系统稳态性能的同时还确保预先设定的暂态性能是非常有意义且值得进一步研究的控制问题.

参考文献:

- [1] POLINDER H, CHEN Tingting. Basic operation principles and electrical conversion systems of wind turbine. *Converter Technology & Electric Traction*, 2005, 15(4): 43 – 50. (POLINDER H, 陈婷婷. 风机基本工作原理和电能变换系统. 变流技术与电力牵引, 2005, 15(4): 43 – 50.)
- [2] BIDIKLI B. A robust adaptive control design for the rotor speed control of variable speed wind turbines. *International Journal of Control*, 2020, 93(12): 1 – 22.
- [3] SONG Y D, DHINAKARAN B, BAO X Y. Variable speed control of wind turbines using nonlinear and adaptive algorithms. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, 2000, 85(3): 293 – 308.
- [4] IYASERE E, SALAH M, DAWSON D, et al. Nonlinear robust control to maximize energy capture in a variable speed wind turbine. *American Control Conference*. Seattle, WA: IEEE, 2008.
- [5] HAMED J A, JUNGWON Y. Adaptive control of variable-speed wind turbines for power capture optimisation. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2016, 39(11): 1663 – 1672.
- [6] LI D Y, LI P, CAI W C, et al. Adaptive fault-tolerant control of wind turbines with guaranteed transient performance considering active power control of wind farms. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(4): 3275 – 3285.
- [7] ARDJAL A, MANSOURI R, BETTAYEB M. Fractional sliding mode control of wind turbine for maximum power point tracking. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2018, 41(2): 447 – 457.
- [8] BARAMBONES O. Sliding mode control strategy for wind turbine power maximization. *Energies*, 2012, 5(7): 2310 – 2330.
- [9] BELTRAN B, TAREK A A, MOHAMED B. Sliding mode power control of variable-speed wind energy conversion systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(2): 551 – 558.
- [10] RAJENDRAN S, JENA D. Control of variable speed variable pitch wind turbine at above and below rated wind speed. *Journal of Wind Energy*, 2014, 2014: 1 – 14.
- [11] REN B B, WANG Y Q, ZHONG Q C. Ude-based control of variable-speed wind turbine systems. *International Journal of Control*, 2017, 90(1): 121 – 136.
- [12] RAJENDRAN S, JENA D. Validation of an integral sliding mode control for optimal control of a three blade variable speed variable pitch wind turbine. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, 69: 421 – 429.
- [13] SEKER M, ZERGEROGLU E, TATLICIOGLU E. Robust backstepping control of variable speed wind turbines with permanent magnet synchronous generators. *IEEE International Conference on Control Applications*. Dubrovnik, Croatia: IEEE, 2012.
- [14] YANG Junhua, ZHENG Jianhua, YANG Mengli, et al. Feedback linearization control of constant output power for variable pitch wind turbine. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(10): 1365 – 1370. (杨俊华, 郑俭华, 杨梦丽, 等. 变桨距风力发电机组恒功率反馈线性化控制. 控制理论与应用, 2012, 29(10): 1365 – 1370.)
- [15] IYASERE E, SALAH M, DAWSON D, et al. Optimum seeking-based non-linear controller to maximise energy capture in a variable speed wind turbine. *IET Control Theory & Applications*, 2012, 6(4): 526 – 532.
- [16] MORADI H, VOSSOUGH I G. Robust control of the variable speed wind turbines in the presence of uncertainties: A comparison between H_∞ and PID controllers. *Energy*, 2015, 90(2): 1508 – 1521.
- [17] REN B B, ZHONG Q C. Ude-based robust control of variable-speed wind turbines. *IECON 2013 – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Vienna, Austria: IEEE, 2013.
- [18] LIN W M, HONG C M. Intelligent approach to maximum power point tracking control strategy for variable-speed wind turbine generation system. *Energy*, 2010, 35(6): 2440 – 2447.
- [19] PETKOVIĆ D, ČOJBAŠIĆ Z, NIKOLIĆ V, et al. Adaptive neuro-fuzzy maximal power extraction of wind turbine with continuously variable transmission. *Energy*, 2014, 64: 868 – 874.
- [20] YAO Xingjia, ZENG Xiaoming. Neural network-based control for wind power control system. *Control and Decision*, 1997, 12: 482 – 486. (姚兴佳, 曾小明. 基于神经网络的风力发电控制系统. 控制与决策, 1997, 12: 482 – 486.)

作者简介:

徐文青 硕士研究生, 目前研究方向为机械系统控制, E-mail: 2601444357@qq.com;

李健 博士, 教授, 目前研究方向为分布参数系统控制、机械系统控制, E-mail: ytulijian@ytu.edu.cn;

吴昭景 博士, 教授, 目前研究方向为随机控制、非线性控制、机器人控制, E-mail: wuzhaojing00@188.com.