

6-1-2020

LPV Controller Design of Wind Turbine Based on Double-Layer Convex Polyhedron

Xiaolin Zhang

1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;;

Dinghui Wu

1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Jiangnan University, Wuxi 214122, China; ;2. Key Laboratory of Advanced Manufacturing Equipment Technology of Food in Jiangsu Province, Wuxi 214122, China;

Song Jin

1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;;

Zhicheng Ji

1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;;

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

LPV Controller Design of Wind Turbine Based on Double-Layer Convex Polyhedron

Abstract

Abstract: In order to solve the deviation in the process of linearized modeling, *this method based on the double-layer convex polyhedron structure was proposed to design the linear varying parameter controller. The traditional model with scheduling variables was converted into the model with double-layer convex polyhedron structure. Combined with the gain scheduling technique and the linear matrix inequality method, the vertex controllers were constructed at the outer sphere convex polyhedron. The inner sphere convex polyhedron controllers were figured out according to the vertices controllers.* The method was aimed to weakened the linear deviation, enhance the control effect of controller. The simulation results show that the wind turbine operates with more stable output power and more lower mechanical stress compared to the performance of traditional controller.

Keywords

wind turbine, LPV, double-layer convex polyhedron, gain scheduling

Recommended Citation

Zhang Xiaolin, Wu Dinghui, Song Jin, Ji Zhicheng. LPV Controller Design of Wind Turbine Based on Double-Layer Convex Polyhedron[J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(1): 218-225.

基于双层凸多面体的风力机 LPV 控制器设计

张晓林¹, 吴定会^{1,2}, 宋锦¹, 纪志成¹

(1. 江南大学 轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122; 2. 江苏省食品先进制造装备技术重点实验室, 江苏 无锡 214122)

摘要: 针对风力机线性化建模存在的偏差问题, 提出了双层凸多面体结构的 LPV(Linear Varying Parameter)控制器设计方法。将带有调度变量的传统模型转化为具有双层凸多面体结构的形式, 结合线性矩阵不等式和增益调度技术求解外层凸多面体的顶点控制器, 根据求解的各顶点控制器合成内层凸多面体的线性变参数控制器。该方法旨在消减模型的线性化偏差, 增强控制器的控制效果。仿真结果表明: 相比于传统控制器的设计, 该方法使得风力机以更稳定的输出功率和更弱的机械应力平稳运行。

关键词: 风力机; 线性变参数; 双层凸多面体; 增益调度

中图分类号: TP273+4 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X(2017)01-0218-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201701029

LPV Controller Design of Wind Turbine Based on Double-Layer Convex Polyhedron

Zhang Xiaolin¹, Wu Dinghui^{1,2}, Song Jin¹, Ji Zhicheng¹

(1. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Jiangnan University, Wuxi 214122, China;

2. Key Laboratory of Advanced Manufacturing Equipment Technology of Food in Jiangsu Province, Wuxi 214122, China)

Abstract: In order to solve the deviation in the process of linearized modeling, this method based on the double-layer convex polyhedron structure was proposed to design the linear varying parameter controller. The traditional model with scheduling variables was converted into the model with double-layer convex polyhedron structure. Combined with the gain scheduling technique and the linear matrix inequality method, the vertex controllers were constructed at the outer sphere convex polyhedron. The inner sphere convex polyhedron controllers were figured out according to the vertices controllers. The method was aimed to weakened the linear deviation, enhance the control effect of controller. The simulation results show that the wind turbine operates with more stable output power and more lower mechanical stress compared to the performance of traditional controller.

Keywords: wind turbine; LPV; double-layer convex polyhedron; gain scheduling

引言

风能具有可持续性、清洁环保性和安全可靠性的特点, 为此风力发电技术得到越来越多的重视和发展。风电场一般都建在环境比较恶劣的地区, 再

加上自身系统的高度非线性, 故对风力机的控制要求显得比较苛刻, 传统的 PID 控制^[1]已经很难满足控制需求。在现代控制技术中出现了滑模控制^[2], 自适应控制^[3], H_∞ 控制^[4], 增益调度控制等众多控制方式。

增益调度技术在风力机控制中有着广泛的应用。该方法先是设计出局部的控制器, 再通过插值的方式来得到全局控制器^[5]。在风力机模型中, 利用泰勒公式将转矩表示为风速、转速和转矩角的线性函数形式, 从而将非线性风力机模型转化为以风



收稿日期: 2015-04-24 修回日期: 2015-06-15;
基金项目: 江苏省食品先进制造装备技术重点实验室开发项目(FM-201408), 江苏省“六大人才高峰”(WLW-008);
作者简介: 张晓林(1991-), 男, 安徽黄山, 硕士, 研究方向为风力机控制。

<http://www.china-simulation.com>

速为调度变量的线性变参数(Linear Parameter Varying, LPV)模型^[6-7], 再通过凸多面体的构造和增益调度技术求出单层凸多面体的 LPV 控制器。从而避免了无穷多个控制器求解的问题, 起到了化繁为简的设计效果。由于风速的不断变化导致了系统期望的稳态点随参数时变, 而在传统单层凸多面体的 LPV 控制器设计理念下^[8-9], 风力机转矩的线性化是在某一稳态点进行拟合的, 并没有充分考虑到其中所存在的偏差, 这导致了风力机 LPV 模型不够精确, 由此模型求解的控制器是不够理想的。

为了弥补线性化过程中存在的偏差, 使得凸多面体顶点处的控制器设计更加准确、有效, 本文提出基于双层凸多面体的 LPV 控制器设计方法。在传统单层凸多面体结构的基础上, 再构建一层凸多面体, 将非线性系统转化为带有双凸结构的线性变参数系统^[10-11], 从而消减线性化建模所带来的的偏差。首先根据线性偏差参量的个数和变化范围, 在内层凸多面体(第一层凸多面体)顶点处选择相应的邻近点作为外层凸多面体(第二层凸多面体)的新顶点, 再利用线性矩阵不等式(Linear Matrix Inequality, LMI)的方法求解外层顶点处控制器, 最后根据求解的外层顶点控制器和增益调度技术得到双层 LPV 控制器。相比于传统的单层凸多面体结构, 双层凸多面体结构可以获得更精确的线性化模型。在风速不断变化情况下, 能够在线实时计算出更为有效的控制器, 从而保证风力机系统更加稳定的运行。

1 风力机模型构建

风力机模型主要由空气动力学子模型, 传动机构子模型, 桨距系统子模型, 功率系统子模型组成^[12]。

1.1 空气动力学及桨距子模型

在风速的作用下, 空气动力学子模型中桨叶产生的力矩 $T_a(t)$, 使风轮转子以速度 $\omega_r(t)$ 旋转。所捕获的风能大小主要和风速 $v(t)$, 空气密度 ρ , 桨叶的有效面积 A 和转化效率 $C_p(\lambda(t), \beta(t))$ 有关。其

中 $C_p(\lambda(t), \beta(t))$ 是桨距角 $\beta(t)$ 和叶尖速比 $\lambda(t)$ 的函数, 气动力矩 $T_a(t)$ 可由下式表示:

$$T_a(t) = \frac{1}{2\omega_r(t)} \rho A v^3(t) C_p(\lambda(t), \beta(t)) \quad (1)$$

$$\ddot{\beta}(t) = -2\zeta\omega_n\dot{\beta}(t) - \omega_n^2\beta(t) + \omega_n^2\beta_{\text{ref}}(t) \quad (2)$$

其中: $\beta_{\text{ref}}(t)$ 为参考桨距角。

1.2 传动机构子模型

传动机构由低速轴和高速轴组成。其转动惯量分别为 J_r 和 J_g , 摩擦系数分别为 B_r 和 B_g , 高低速轴通过齿轮箱连接, 两侧的齿轮比为 N_g 。传动机构的扭力衰减系数为 B_{dt} , 扭转刚度为 K_{dt} , 扭矩角是 $\theta_{\Delta}(t)$ 。电机产生的转矩是 $T_g(t)$, 发电机转速为 $\omega_g(t)$ 。传动系统的模型如下:

$$J_r \dot{\omega}_g(t) = T_a(t) + \frac{B_{dt}}{N_g} \omega_g(t) - K_{dt} \theta_{\Delta}(t) - (B_{dt} + B_r) \omega_r(t) \quad (3)$$

$$J_g \dot{\omega}_g(t) = \frac{K_{dt}}{N_g} \theta_{\Delta}(t) + \frac{B_{dt}}{N_g} \omega_r(t) - (\frac{B_{dt}}{N_g^2} + B_g) \omega_g(t) - T_g(t) \quad (4)$$

$$\dot{\theta}_{\Delta}(t) = \omega_r(t) - \frac{1}{N_g} \omega_g(t) \quad (5)$$

1.3 功率系统子模型

由发电机产生的电能通过变流器输送到通用电网中。发电机的力矩 $T_g(t)$ 通过跟踪参考力矩 $T_{g,\text{ref}}(t)$ 来控制, 变流器可以近似为一个具有时间常数 τ_g 的一阶动态系统。所产生的电能 $p_g(t)$ 是由转换效率 η_g 决定。其子系统模型为:

$$\dot{T}_g(t) = -\frac{1}{\tau_g} T_g(t) + \frac{1}{\tau_g} T_{g,\text{ref}}(t) \quad (6)$$

$$P_g(t) = \eta_g \omega_g(t) T_g(t) \quad (7)$$

1.4 风力机开环状态空间表达式

由于 $C_p(\lambda(t), \beta(t))$ 导致了 T_a 的高度非线性, 为此对 T_a 在某一点进行泰勒展开, 得到如下形式:

$$T_a = \bar{T}_a(\bar{v}, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) + \frac{\partial T_a}{\partial \beta} \hat{\beta} + \frac{\partial T_a}{\partial v} \hat{v} + \frac{\partial T_a}{\partial \omega_r} \hat{\omega}_r \quad (8)$$

其中 3 个偏导数分量都可以由风速近似线性表出^[13], 故风速 $v(t)$ 被选为调度变量 θ 。通过适当的选择系统的状态变量, 将式(1)~(8)转化为如下所示的开环状态空间的表达式:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\theta(t))x + B_1(\theta(t))\omega + B_2(\theta(t))u \\ z &= C_1(\theta(t))x + D_{11}(\theta(t))\omega + D_{12}(\theta(t))u \\ y &= C_2(\theta(t))x + D_{21}(\theta(t))\omega + D_{22}(\theta(t))u \end{aligned} \quad (9)$$

状态变量 $x = [\beta(t), \dot{\beta}(t), \theta_\Lambda(t), \omega_g(t), \omega_r(t), T_g]^\top$, 控制输入 $u = [\beta_{ref}, T_{g,ref}]^\top$, y 为反馈输出, z 为系统输出, ω 为风速扰动。(下列各式中将 $A(\theta(t)), B(\theta(t))$ 分别写成 $A(\theta), B(\theta)$ 的形式)

$$A(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2\zeta\omega_n^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{dt}}{J_g N_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{dt}}{J_r} & 0 & 0 \\ \frac{1}{J_r} \frac{\partial T_a(\theta(t))}{\partial \beta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{N_g} & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(\frac{B_{dt}}{J_g N_g^2} + \frac{B_g}{J_g}) & \frac{B_{dt}}{N_g J_g} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_g} \\ \frac{B_{dt}}{N_g J_r} & -\frac{B_{dt} + B_r}{J_r} + \frac{1}{J_r} \frac{\partial T_a(\theta(t))}{\partial \omega_r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_g} \end{bmatrix}$$

$$B_1(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_r} \frac{\partial T_a(\theta(t))}{\partial v_r} & 0 \end{bmatrix}^\top$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_n^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau_g} \end{bmatrix}^\top$$

2 LPV 控制器整体设计

2.1 闭环系统的组成

选取系统输出 $z = [\omega_g, \beta_{ref}]^\top$, 反馈输出 $y = [\omega_g, T_g]^\top$, 输出反馈控制的形式为:

$$\dot{x}_c = A_c(\theta)x_c + B_c(\theta)y \quad (10)$$

$$u = C_c(\theta)x_c + D_c(\theta)y$$

联合式(9)及式(10)可得闭环系统状态空间为:

$$\dot{x}_{CL} = A_{CL}(\theta)x_{CL} + B_{CL}(\theta)u \quad (11)$$

$$y_{CL} = C_{CL}(\theta)x_{CL} + D_{CL}(\theta)u$$

根据选择的系统和反馈输出可得:

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$D_{11} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, D_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, D_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, D_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

其中: $A(\theta), B_1(\theta), B_2$ 不变。

2.2 双层凸多面体的建立

风力机系统模型线性化的过程中存在的偏差问题往往会使得在单层凸多面体结构顶点处所求解的控制器不够准确和理想。而在双层凸多面体结构是在原有单层凸多面体的顶点四周, 根据线性偏差参量 η 的个数和的变化范围, 选取对应个数的邻近点构成第二层凸多面体。对于每个邻近点都离线设计出控制器, 再根据邻近点控制器的线性合成方法计算出第一层顶点控制器, 进一步利用第一层凸多面体顶点控制器和实时可测的调度变量求取满足性能指标的最终控制器。图 1 为双层凸多面体的原理结构示意图。

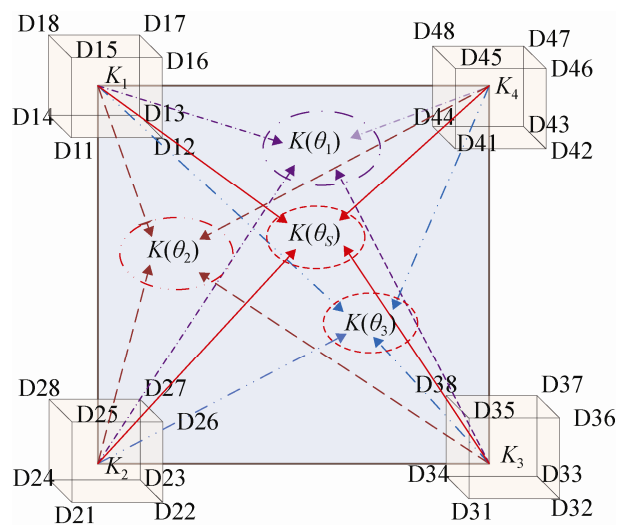


图 1 双层凸多面体的原理结构示意图

Fig.1 The figure of double convex polyhedron structure

其中整个中间阴影区域是以 θ 为调度变量的第一层凸多面体结构。其顶点个数 i 是由调度变量的个数 n 决定的(一般 $i=2^n$)。其中 K_i 为第一层中每个顶点所对应的控制器。根据线性偏差参量 η 的个数 m 和变化范围确定了第二层凸多面体的顶点 $D_{ij}(j=2^m)$, 由每组 D_{ij} (组成的小凸多面体共同构成了第二层凸多面体的结构。其中 $K(\theta_1), K(\theta_2), K(\theta_3)$ 为调度变量取某一固定值时的控制器, $K(\theta_s)$ 为取任一固定值时控制器的形式(其中 $S \rightarrow +\infty$)。

根据文献[13]中由实际风力机实验可以得到 $\partial T_a(\theta(t))/\partial \beta, \partial T_a(\theta(t))/\partial w_r, \partial T_a(\theta(t))/\partial v$ 分别与风速的关系曲线图, 在对其 3 组曲线初步线性拟合后, 并带入系统数据可以得到如式(12)所示的带有偏差参量的线性表达式:

$$f_\beta = -0.05\theta + \eta_1, f_w = -0.8\theta + \eta_2, f_v = \eta_3 \quad (12)$$

$$\eta_1 \in [0.3, 0.5], \eta_2 \in [8, 12], \eta_3 = [0.7, 0.9]$$

其中: θ 是调度变量; η_1, η_2, η_3 是偏差参量。原系统矩阵被重新拟合为下列状态空间矩阵的形式:

$$A(\theta, \eta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -123 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.01 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 72874 & -0.12 & 0.02 & -0.003 \\ f_\beta & 0 & -49 & 0 & f_w & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$B_1(\theta, \eta) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ f_v \ 0]^T$$

$C_1, C_2, D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}$ 为常数矩阵, 保持不变。

由于本文主要是在高风速下的控制所以取调度变量风速 $\theta \in [12, 24]$, 其余参数由表 1 可得。

根据调度变量的变化而设立的第一层凸多面体的结构如式(13)所示:

$$A(\theta, \eta) = \alpha_1 A_1 + \alpha_2 A_2 \quad (13)$$

$$\alpha_1 = \frac{24 - \theta}{24 - 12}, \alpha_2 = \frac{\theta - 12}{24 - 12}。$$

其中: $\alpha_1, \alpha_2, A_1, A_2$ 为第一层凸多面体系统的调度系数和调度矩阵。将调度变量 θ 两端点值分别带入到式(12)以及 $A(\theta, \eta)$ 中, 可得如下所示的调度矩阵 A_1, A_2 。

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -123 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.01 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 72874 & -0.12 & 0.02 & -0.003 \\ -0.6 + \eta_1 & 0 & -49 & 0 & -9.6 + \eta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -123 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.01 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 72874 & -0.12 & 0.02 & -0.003 \\ -1.2 + \eta_1 & 0 & -49 & 0 & -19.2 + \eta_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$B_{11} = B_{12} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \eta_3 \ 0]^T$$

根据线性偏差参量 η 的个数 m 和变化范围构造的第二层凸多面体的结构如式(14), (15)所示:

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ B_{11} \end{pmatrix} = \alpha_{11} \begin{pmatrix} A_{11} \\ B_{111} \end{pmatrix} + \alpha_{12} \begin{pmatrix} A_{12} \\ B_{112} \end{pmatrix} + \alpha_{13} \begin{pmatrix} A_{13} \\ B_{113} \end{pmatrix} +$$

$$\alpha_{14} \begin{pmatrix} A_{14} \\ B_{114} \end{pmatrix} + \alpha_{15} \begin{pmatrix} A_{15} \\ B_{115} \end{pmatrix} + \alpha_{16} \begin{pmatrix} A_{16} \\ B_{116} \end{pmatrix} +$$

$$\alpha_{17} \begin{pmatrix} A_{17} \\ B_{117} \end{pmatrix} + \alpha_{18} \begin{pmatrix} A_{18} \\ B_{118} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{pmatrix} A_2 \\ B_{12} \end{pmatrix} = \alpha_{11} \begin{pmatrix} A_{21} \\ B_{121} \end{pmatrix} + \alpha_{12} \begin{pmatrix} A_{22} \\ B_{122} \end{pmatrix} + \alpha_{13} \begin{pmatrix} A_{23} \\ B_{123} \end{pmatrix} +$$

$$\alpha_{14} \begin{pmatrix} A_{24} \\ B_{124} \end{pmatrix} + \alpha_{15} \begin{pmatrix} A_{25} \\ B_{125} \end{pmatrix} + \alpha_{16} \begin{pmatrix} A_{26} \\ B_{126} \end{pmatrix} +$$

$$\alpha_{17} \begin{pmatrix} A_{27} \\ B_{127} \end{pmatrix} + \alpha_{18} \begin{pmatrix} A_{28} \\ B_{128} \end{pmatrix} \quad (15)$$

因为有 η_1, η_2, η_3 三个偏差参量, 故在第一层的基础上 $A_1, B_{11}; A_2, B_{12}$ 可以表示为 8 组 $\alpha_{ij}, A_{ij}, B_{1ij}$ 的组合方式。其中 α_{ij} 为第二层凸多面体的调度参量 A_{ij}, B_{1ij} 为其调度矩阵。将 η_1, η_2, η_3 的两端点值分别代入到矩阵 A_1, A_2, B_{11}, B_{12} 中即可分别得到 A_{ij}, B_{1ij} 数值矩阵的形式($i=1,2; j=1,2,\dots,8$)。其中:

$$\alpha_{11} = (\eta_{1\max} - \eta_1)(\eta_{2\max} - \eta_2)(\eta_{3\max} - \eta_3)/\eta_M$$

$$\alpha_{12} = (\eta_1 - \eta_{1\min})(\eta_{2\max} - \eta_2)(\eta_{3\max} - \eta_3)/\eta_M$$

$$\alpha_{13} = (\eta_{1\max} - \eta_1)(\eta_2 - \eta_{2\min})(\eta_{3\max} - \eta_3)/\eta_M$$

$$\alpha_{14} = (\eta_{1\max} - \eta_1)(\eta_{2\max} - \eta_2)(\eta_3 - \eta_{3\min})/\eta_M$$

$$\begin{aligned} \alpha_{15} &= (\eta_1 - \eta_{1\min})(\eta_2 - \eta_{2\min})(\eta_{3\max} - \eta_3) / \eta_M \\ \alpha_{16} &= (\eta_1 - \eta_{1\min})(\eta_{2\max} - \eta_2)(\eta_3 - \eta_{3\min}) / \eta_M \\ \alpha_{17} &= (\eta_{1\max} - \eta_1)(\eta_2 - \eta_{2\min})(\eta_3 - \eta_{3\min}) / \eta_M \\ \alpha_{18} &= (\eta_1 - \eta_{1\min})(\eta_2 - \eta_{2\min})(\eta_3 - \eta_{3\min}) / \eta_M \\ \eta_M &= (\eta_{1\max} - \eta_{1\min})(\eta_{2\max} - \eta_{2\min})(\eta_{3\max} - \eta_{3\min}) \\ \sum_{j=1}^8 a_{ij} &= 1, \alpha_{ij} > 1, i = 1 \end{aligned}$$

其中： $\eta_{k\max}, \eta_{k\min}$ 分别为线性偏差参量的最大和最小值。 $(k=1, 2, 3)$

由文献[14]可知在风速 12 m/s 和 24 m/s 这两顶点处 $\partial T_a(\theta(t)) / \partial \beta, \partial T_a(\theta(t)) / \partial w_r, \partial T_a(\theta(t)) / \partial v$ 的真实值可以得出 η_1, η_2, η_3 在这两个顶点处的取值分别是(0.3,0.5), (9.2,11.5), (0.7,0.9)。于是便可以在第二层凸多面体中按照 2.3 的方法离线计算出控制器 K_1, K_2 。然后在第一层凸多面体中再得出总控制器 $K(\theta)$ 。

2.3 LPV 控制器的设计

LPV 控制器形如 $K(\theta)$ 所示，在高风速下凸多面体区域内任意一 θ 处，闭环系统都满足二次稳定，且闭环系统的 L2 诱导范数小于 γ 。

根据投影引理和有界实引理可知上述指标与命题 1 等价^[14]。

命题 1 若存在对称正定矩阵 X 在 $i=1,2,\dots,r;$ $j=1,2,\dots,R$ 的顶点上都使得式(16)成立。

$$\begin{bmatrix} A_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij})X(\theta_i) + X(\theta_i, \eta_{ij})A_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \\ B_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij})X(\theta_i, \eta_{ij}) \\ C_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \\ X(\theta_i, \eta_{ij})B_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \quad C_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij}) \\ -\gamma I \quad D_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij}) \\ D_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \quad -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

观察式(16)可知，由于控制器矩阵 A_c, B_c, C_c, D_c 以及李雅普函数 X 都是未知量，故式(16)存在着 $A_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij})X(\theta_i, \eta_{ij}) + X(\theta_i, \eta_{ij})A_{CL}(\theta_i, \eta_{ij})$ 的非线性环节，并不是一个 LMI 的问题。为此利用基本特征法，借助辅助控制器 $\hat{A}, \hat{B}, \hat{C}, \hat{D}$ 将式(16)转化为一个 LMI 约束的问题。

选择分块的 Lyapunov 函数形式为：

$$X = \begin{bmatrix} P & N \\ N^T & \gamma_1 \end{bmatrix} \quad X^{-1} = \begin{bmatrix} Q & M \\ M^T & \gamma_2 \end{bmatrix}$$

式中： P, Q 为 $n \times n$ 维的对称矩阵，同时不需要知道 γ_1, γ_2 的值。另外定义两个矩阵

$$\Pi_1 = \begin{bmatrix} Q & I \\ M^T & 0 \end{bmatrix}, \quad \Pi_2 = \begin{bmatrix} I & P \\ 0 & N^T \end{bmatrix}。$$

可以从 $XX^{-1} = I$ 等式中推断出 $X\Pi_1 = \Pi_2$

故辅助控制器变量被定义为：

$$\hat{A} = NA_cM^T + P(A + B_2D_cC_2)Q + PB_2C_cM^T + NB_cC_2Q,$$

$$\hat{B} = NB_cM^T + PB_2D_c,$$

$$\hat{C} = C_cM^T + D_cC_2Q, \quad \hat{D} = D_c。$$

再利用对角矩阵 (Π_1, I, I) 对式(16)进行相合变换可以得到式(17)：

$$\begin{bmatrix} \Pi_1^T A_{CL}(\theta_i, \eta_{ij})^T X(\theta_i, \eta_{ij}) \Pi_1 + (*) \\ B_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij}) X(\theta_i, \eta_{ij}) \Pi_1 \\ C_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \Pi_1 \\ \Pi_1^T X(\theta_i, \eta_{ij}) B_{CL}(\theta) \quad \Pi_1^T C_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij}) \\ -\gamma I \quad D_{CL}^T(\theta_i, \eta_{ij}) \\ D_{CL}(\theta_i, \eta_{ij}) \quad -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

将(18)~(21)展开可得：

$$\Pi_1^T X A_{CL} \Pi_1 = \Pi_2^T A_{CL} \Pi_1 = \begin{bmatrix} A Q + B_2 \hat{C} & A + D_{12} \hat{D} C_2 \\ \hat{A} & P A + \hat{B} C_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\Pi_1^T X B_{CL} = \Pi_2^T B_{CL} = \begin{bmatrix} B_1 + B_2 \hat{D} D_{21} \\ X B_1 + \hat{B} D_{21} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$C_{CL} \Pi_1 = [C_1 Q + D_{12} \hat{C} \quad C_1 + D_{12} \hat{D} C_2] \quad (20)$$

$$\Pi_1^T X \Pi_1 = \Pi_1^T \Pi_2 = \begin{bmatrix} Q & I \\ I & P \end{bmatrix} \quad (21)$$

将式(18)~(21)带入(17)式中可得式(22)：

$$\begin{bmatrix} P A + \hat{B} C_2 + (*) & * & * & * \\ \hat{A}^T + A + B_2 \hat{D} C_2 & A Q + B_2 \hat{C} + (*) & * & * \\ (P B_1 + \hat{B} D_{21})^T & (B_1 + B_2 \hat{D} D_{21})^T & -\gamma I & * \\ C_1 + D_{12} \hat{D} C_2 & C_1 Q + D_{12} \hat{C} & D_{11} + D_{12} \hat{D} D_{21} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} P & I \\ I & Q \end{bmatrix} > 0 \quad (23)$$

若存在独立参数矩阵 P, Q 以及 4 个辅助控制器矩阵 $\hat{A}, \hat{B}, \hat{C}, \hat{D}$ 使得式(22)~(23)在调度变量 $\theta \in \Sigma$ 中变化时都成立, 则所求满足二次稳定和 γ 性能指标控制器存在。一旦获得矩阵 $P, Q, \hat{A}, \hat{B}, \hat{C}, \hat{D}$ 通过如下算法即可得到控制器 $K(\theta)$ 。

算法

(1) 通过求解下列等式得到 M, N

$$I - PQ = NM^T$$

(2) 按下式计算出控制器矩阵

$$A_C = N^{-1}(\hat{A} - X(A - B_2\hat{D}C_2)Q - \hat{B}C_2Q - XB_2\hat{C})M^{-T},$$

$$B_C = N^{-1}(\hat{B} - PB_2\hat{C}), C_C = (\hat{C} - \hat{D}C_2Q)M^{-T},$$

$$D_C = \hat{D}.$$

(3) 先求解出以 η_1, η_2, η_3 为第二层调度变量的外层顶点控制器, 再利用顶点处的 η_1, η_2, η_3 值求出内层顶点控制器 K_i 。

$$K_i = \begin{pmatrix} A_C(\eta) & B_C(\eta) \\ C_C(\eta) & D_C(\eta) \end{pmatrix} = \sum_{j=1}^8 \alpha_{ij} K(\eta)$$

(4) 根据求出的顶点控制器以及时实可测的调度变量 θ 得出最终控制器。其控制器形式如下所示:

$$K(\theta) = \begin{pmatrix} A_C(\theta) & B_C(\theta) \\ C_C(\theta) & D_C(\theta) \end{pmatrix} =$$

$$\sum_{i=1}^r \alpha_i K(\theta_i) \in Co \left\{ \begin{pmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{pmatrix}, i=1, 2, \dots, r \right\}$$

$$\sum_{i=1}^r \alpha_i = 1 \quad \alpha_i > 0$$

3 仿真分析

3.1 仿真参数

风力机系统的部分仿真参数如表 1 所示。

3.2 仿真结果

在图 2 模拟的风速中, 0~100 s 内, 风速平均值为 19 m/s, 并在 13~24 m/s 范围内随机变化。为

了显示出不同时段的控制效果, 截取的图 3, 图 4~7 分别为 3 段不同时刻传统单层多面体 LPV 控制和双层多面体 LPV 控制下电机转速、气动转矩、气动转矩误差、输出功率和功率误差对比图。图 3 是电机转速的控制效果图。风速在 13~18 m/s 范围内波动。其中两种控制下转速控制都比较理想, 都保持在 161.6 rad/s 的附近, 而且变化幅度也比较小。不过双层控制下的控制效果还是优于传统单层控制。

表 1 风力机系统仿真参数^[15]

参数	值	参数	值
B_{dt}	775	J_g	390/kgm ²
B_r	7.11	J_r	55×10 ⁷ /kgm ²
B_g	45.6	A	10 385/m ²
N_g	95	ρ	1.225 kg/m ³
η_g	0.92	K_{dt}	2.7 GNm/rad
$(\eta_{1min}, \eta_{1max})$	(9.2, 11.5)	$(\theta_{min}, \theta_{max})$	(12, 24)
$(\eta_{2min}, \eta_{2max})$	(0.3, 0.5)	$(\eta_{3min}, \eta_{3max})$	(0.7, 0.9)

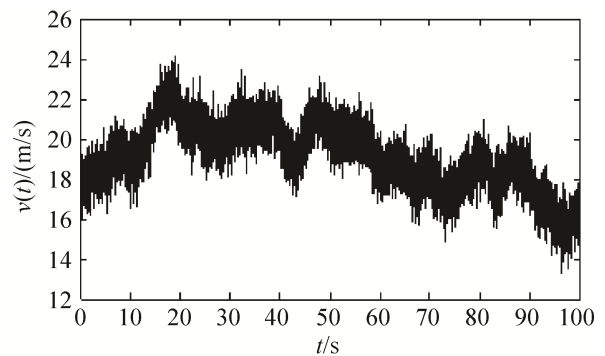


图 2 风速模拟

Fig.2 Wind speed simulation

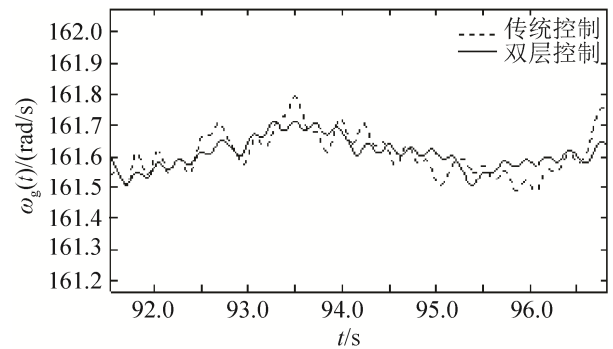


图 3 转速对比图

Fig.3 The contrast of the rotate speed

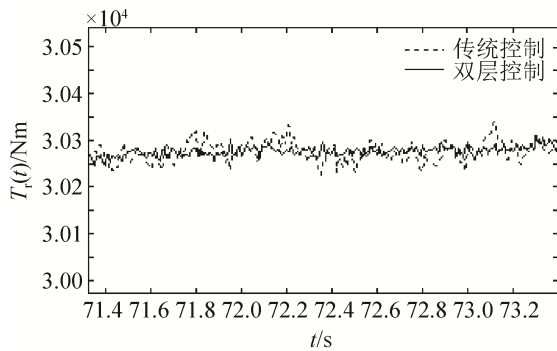


图4 气动转矩值对比

Fig.4 The contrast of the rotor aerodynamic torque

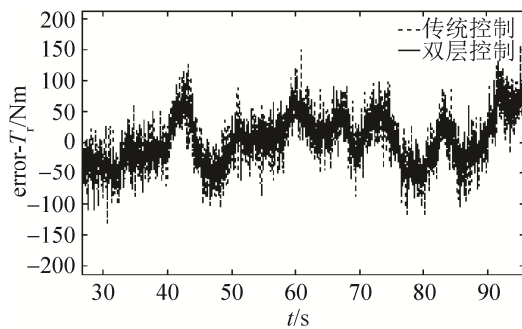


图5 气动转矩误差对比图

Fig.5 The contrast of the rotor aerodynamic torque deviation

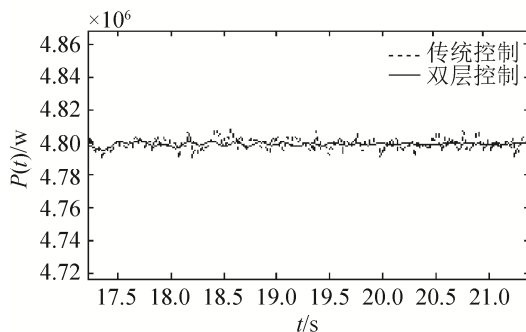


图6 功率值对比

Fig.6 The contrast of the power

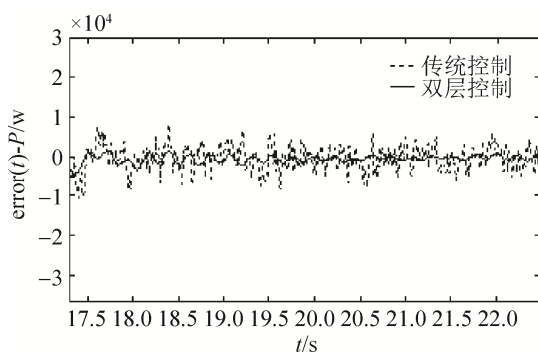


图7 功率误差对比图

Fig.7 The contrast of the power deviation

在图4中,风速在15~19 m/s范围内波动。气动转矩都保持在稳定状态,但变化幅度的相对差值有一定的不同。如图5所示,传统单层控制下气动转矩最大波动率达到了0.91%,而双层控制下则减少到了0.33%,控制效果得到了提高。

图6中风速在18~24 m/s范围内变化。对比波形图可以发现在双层控制下输出功率优于传统的单层控制。在设定的输出功率4.8 M/W的稳定值下,如图7所示,双层控制下的最大波动率为0.12%,而传统单层却是0.42%。由此可知,双层凸多面体结构的LPV控制器有效的消除了系统的线性化偏差,保证了系统更加稳定的功率输出。

4 结论

针对于单层LPV模型中存在的线性化偏差问题,将泰勒公式一阶展开后的转矩进行线性化偏差处理,并根据偏差参数的个数和变化范围来构建双层凸多面体结构。该方法消减了模型线性化偏差,克服了模型线性化不够精确的问题。在双层结构的基础上,利用增益调度技术和LMI的方法求解出LPV控制器。仿真结果表明,相比于以风速为调度变量的单层凸多面体结构的LPV控制器,双层结构提高了系统线性化精度,优化了系统的多个性能指标,保证了风力机更加平稳的运行,更弱的机械应力以及更稳定的功率输出,故该方法在风力机控制中更加实时有效。

参考文献:

- [1] 于江利, 司亚超, 朱守萍. Fuzzy-PID控制在风力发电变桨距系统中的应用[J]. 电源技术, 2014, 38(4): 715-718. (Yu Jiangli, Si Yachao, Zhu Shoupin. Application of fuzzy adaptive PID control in variable pitch system for wind turbine [J]. Power Technology, 2014, 38(4): 715-718.)
- [2] Jován Mérida, Jorge Dávila. Analysis and synthesis of sliding model control for large scale variable speed wind turbine for power optimization [J]. Renewable Energy (S0960-1481), 2014, 10(11): 715-728.
- [3] 蒋爱平, 李秀英, 韩志刚. 关于自适应控制应用效果的分析 and 仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19(5): 1090-1094. (Jiang Aipin, Li Xiuying, Hang Zhigang.

- Analysis and simulation for effect of adaptive control application [J]. *Journal of System Simulation (S1004-731X)*, 2007, 19(5): 1090-1094.)
- [4] 姚兴佳, 周洁. 风力发电机组的 LPV H_∞ 控制器设计 [J]. *沈阳工业大学学报*, 2008, 30(5): 514-519. (Yao Xingjia, Zhou Jie. LPV H_∞ controller design base on wind turbines [J]. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2008, 30(5): 514-519.)
- [5] Adrian Ilka, Vojtech Vesely. Robust gain scheduled controller design for uncertain LPV systems: Affine quadratic stability approach [J]. *Journal of Electrical Systems and Information Technology (S2314-7172)*, 2014, 21(23): 45-57.
- [6] Yue Ting, Wang Lixin, Ai Junqiang. Gain self scheduled H_∞ control for morphing aircraft in the wing transition process based on an LPV model [J]. *Chinese Journal of Aeronautics (S1000-9361)*, 2013, 26(4): 909-917.
- [7] Bianchi F D, Manta R J, Christiansen C F. Gain scheduling control of variable speed wind energy conversion systems using Quasi LPV models [J]. *Control Engineering Practice (S0967-0661)*, 2005, 13(2): 247-255.
- [8] Farzad A Shirazi, Karolos M Grigoriadis, Daniel Viassolo. Wind turbine integrated structural and LPV control design for improved closed-loop performance [J]. *International Journal of Control (S0020-7179)*, 2012, 85(8): 1178-1196.
- [9] Sung Hyun Kim. H_∞ output-feedback LPV control for systems with input saturation [J]. *Springer Journal (S1598-6446)*, 2012, 10(6): 1267-1272.
- [10] Damiano Rotondon, Fatiha Nejari, Vicenç Puig. Robust state-feedback control of uncertain LPV systems: An LMI based approach [J]. *Journal of the Franklin Institute (S0016-0032)*, 2014, 351(5): 2781-2803.
- [11] Li Chanying, Guo lei. A dynamical inequality for the output of uncertain nonlinear systems [J]. *Science China Information Sciences (S1674-733X)*, 2013, 56(1): 1-9.
- [12] Tore Bakka, Hamid Reza Karimi, Søren Christiansen. Linear parameter varying modelling and control of an offshore wind turbine with constrained information [J]. *IET Control Theory and Application (S1000-8152)*, 2014, 8(1): 22-29.
- [13] Christoffer Sloth, Thomas Esbensen, Jakob Stoustrup. Robust and fault tolerant linear parameter-varying control of wind turbines [J]. *Mechatronics (S1007-080X)*, 2011, 21(4): 645-659.
- [14] Fernando D Bianchi, Ricardo J. Wind turbine control systems principles, modeling and gain scheduling design [M]. UK: Springer London, 2007: 163-171.
- [15] Peter Fogh Odgaard, Jakob Stoustrup. Fault Tolerant Control of Wind Turbines: a Benchmark Model [J]. *IEEE Transactions On Control Systems Technology (S1063-6536)*, 2009, 21(4): 1168-1182.

(上接第 211 页)

- [9] 齐传凤, 王学伟, 韩东, 等. 低压电力线载波信道阻抗测试终端的设计与应用 [J]. *电测与仪表*, 2012, 49(1): 57-62. (QI Chuan-feng, WANG Xue-wei, HAN Dong, et al. Design and Application of Low-voltage Power Line Carrier Channel Impedance Testing Terminal [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2012, 49(1): 57-62.)
- [10] 赵新卫. 中低压电网无功补偿实用技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [11] 董萍, 徐良德, 刘明波. 多站点无功补偿装置的多目标协调控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34(4): 587-595. (DONG Ping, XU Liangde, LIU Mingbo. Multi-objective Coordinated Control of Reactive Compensation Devices Among Multiple Substations [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(4): 587-595.)
- [12] 赵明, 钱璐江. 基于 RTDS 的 SVC 控制系统数字仿真研究 [J]. *系统仿真学报*, 2013, 25(5): 915-920. (Zhao Ming, Qian Luojang. Research on Control System of SVC and Its Digital Simulation Based on RTDS [J]. *Journal of System Simulation (S1004-731X)*, 2013, 25(5): 915-920.)
- [13] 巩庆. 晶闸管投切电容器动态无功补偿技术及其应用 [J]. *电网技术*, 2007, 31(2): 118-122. (GONG Qing. Thyristor Switched Capacitor Dynamic Var Compensation Technology and Its Application [J]. *Power System Technology*, 2007, 31(2): 118-122.)
- [14] 朱绪飞, 庞志成. 电容器高频损耗与材料的关系 [J]. *电子元件与材料*, 2002, 7(7): 13-16. (ZHU Xufei, PANG Zhicheng. The Relation Between Dissipation & Material [J]. *Electronic Components & Materials*, 2002, 7(7): 13-16.)
- [15] 方海泉. 有机介质电容器的吸收效应 [J]. *电子元件与材料*, 1982, 2(4): 12-17.
- [16] Coleman T F, Li Y. An interior trust region approach for nonlinear minimization subject to bounds [J]. *SIAM Journal on optimization (S1052-6234)*, 1996, 6(2): 418-445.
- [17] Shlezinger N, Dabora R. On the Capacity of Narrowband PLC Channels [J]. *IEEE Transactions on Communications (S0090-6778)*, 2015, 63(4): 1191-1201.
- [18] Temme A K, Rothwell E J. Material characterization using a two-wire transmission line [C]// *Radio Science Meeting, USNC-URSI. USA: IEEE*, 2014: 11-11.