

11-20-2019

LPV Controller Design of Wind Turbine with Maximum Power Point Tracking

Zheng Yang

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

Dinghui Wu

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

Zhicheng Ji

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 with Maximum Power Point Tracking

Abstract

Abstract: A design method of the polytopic controller under the maximum power point tracking (MPPT) is proposed in addressing the low efficiency of the wind turbine under rated wind speed and uncertainty of the wind speed. *Considering high nonlinearity of the aerodynamic system, the Jacobi linearization and the convex decomposition technique are employed to transform the wind turbine system into a polytopic linear parameter varying (LPV) model with the bias torque of the aerodynamic torque as the scheduling variable. By solving the linear matrix inequalities (LMIs), a polytopic LPV controller is obtained.* The simulation results show that the designed controller not only guarantees the MPPT under the rated wind speed, but also has strong robustness.

Keywords

wind turbine, linear parameter varying, maximum power point tracking, polytopic controller

Recommended Citation

Zheng Yang, Wu Dinghui, Ji Zhicheng. LPV Controller Design of Wind Turbine with Maximum Power Point Tracking[J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(5): 955-962.

最大功率捕获下风力机 LPV 控制器设计

郑洋, 吴定会, 纪志成

(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)

摘要: 针对风力机在额定风速以下效率较低以及风速不确定的问题, 提出最大功率捕获(maximum power point tracking, MPPT)下的多胞形控制器设计方法。考虑到风力机气动系统具有高度非线性, 利用雅克比线性化和凸分解技术, 以气动转矩的偏导参数为调度变量, 将风力机系统转换为具有多胞形结构的线性变参数(linear parameter varying, LPV)模型, 并通过求解线性矩阵不等式(linear matrix inequalities, LMIs)得到具有多胞形结构的 LPV 控制器。仿真结果表明, 所设计的控制器既能保证系统在额定风速以下实现 MPPT 捕获, 又具有很强的鲁棒性。

关键词: 风力机; 线性变参数; 最大功率捕获; 多胞形控制器

中图分类号: TP273+.4 文献标识码: A 文章编号: 1004-731X (2019) 05-0955-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.17-0174

LPV Controller Design of Wind Turbine with Maximum Power Point Tracking

Zheng Yang, Wu Dinghui, Ji Zhicheng

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

Abstract: A design method of the polytopic controller under the maximum power point tracking (MPPT) is proposed in addressing the low efficiency of the wind turbine under rated wind speed and uncertainty of the wind speed. Considering high nonlinearity of the aerodynamic system, the Jacobi linearization and the convex decomposition technique are employed to transform the wind turbine system into a polytopic linear parameter varying (LPV) model with the bias torque of the aerodynamic torque as the scheduling variable. By solving the linear matrix inequalities (LMIs), a polytopic LPV controller is obtained. The simulation results show that the designed controller not only guarantees the MPPT under the rated wind speed, but also has strong robustness.

Keywords: wind turbine; linear parameter varying; maximum power point tracking; polytopic controller

引言

风能是当今增长最快的可再生能源之一, 全球可再生能源发电装机容量中风电占有压倒性优势^[1]。在过去的几十年里, 装机容量以近 30%速度

持续增长。截至 2016 年 9 月底, 我国风电累计并网容量达到 1.39 亿千瓦^[2]。随着风力发电的快速发展, 有必要对高性能的控制器开展进一步的研究。

风力机系统是一个高阶, 强耦合, 高度非线性的系统。风力机的工作区域划分为 3 部分, 额定风速以下, 主要实现风能功率的最大捕获。额定风速以上, 维持风力机的额定功率输出。交叉区域, 完成最大风能捕获到恒功率的过渡。设计适应于整个风速范围的控制器非常困难, 控制器设计主要划分为以下 3 种方法: (1) 低风速和高风速区域设计控



收稿日期: 2017-04-20 修回日期: 2017-06-01;
基金项目: 国家自然科学基金(61572237);
作者简介: 郑洋(1994-), 男, 安徽淮北, 硕士, 研究方向为风力机控制; 吴定会(1970-), 男, 安徽合肥, 博士, 副教授, 研究方向为故障诊断和容错控制; 纪志成(1959-), 男, 浙江宁波, 博士, 教授, 博导, 研究方向为风力机控制。

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

• 955 •

制器,并设计逻辑转换器来实现控制器之间的相互切换^[3]; (2) 采用增益调度控制策略,控制器随着调度参数的变化而变化,该系统缺少稳定性及性能保证^[4]; (3) 设计一个全风速范围的单一 LPV 控制器,控制器的设计转换为混合灵敏度问题,但是该控制器较为保守^[5]。近年来,国内外对风力机特定工作区域控制器的研究都取得了较多的成果。线性控制策略已被广泛的应用到风力机系统中,其中主要包括 PI 控制^[6-7],最优 LQ 和 LQG 控制^[8],由于气动转矩的高度非线性,传统的线性控制策略在稳定性和鲁棒性上很难满足我们的控制要求。因而,非线性控制策略得到了越来越多的研究,其中主要有自适应控制^[9-10],滑模控制^[11],非线性输出反馈^[12]等。文献[12-13]设计了适应于高风速下的鲁棒输出反馈 H_∞ 控制器,在特定风速下的控制器设计仅仅能保证在该点附近的可行性和鲁棒性。文献[14]提出输出反馈实现最大功率捕获的控制策略,但是其设计过程依赖于观测器,增加了控制器设计的复杂度。文献[15]采用抗饱和算法,实现了风力机从低风速到高风速的平滑过渡,系统的动态性能较 PI 有了很大的改善。非线性控制能够提高系统动态性能和鲁棒性,但是其稳定性分析理论不够成熟,控制器设计通常存在很大的保守性。

本文提出最大功率捕获下的多胞形控制器设计方法。该设计,忽略了机械负荷,充分考虑了对风速扰动的抑制能力以及对最优叶尖速比的跟踪能力。通过雅克比线性化方法把风力机模型线性化,选取气动转矩的偏导参数为调度变量,将风力机系统转换为 LPV 模型,利用凸分解技术,将风力机模型进一步变换为具有多胞形结构的 LPV 模型,利用多胞形凸集特性,在设计控制器的时候,无需对多胞形内所有点进行设计,只需在各个顶点处分别设计控制器,并通过 LMIs 求解方法得到控制器参数,这样大大减小了计算的工作量。仿真实验验证了该方法对风速的快速变化具有很强鲁棒性,且风轮转速能够快速跟踪最佳叶尖速比,对风能的最大功率捕获能力更强。

1 风力机模型构建

风力机的数学模型建立在 Matlab 仿真的基础。其系统模型主要由风速系统、桨距系统、气动系统、传动系统和功率系统组成,各个子系统之间相互依赖,各组成部分的关系如结构框图如图 1 所示。

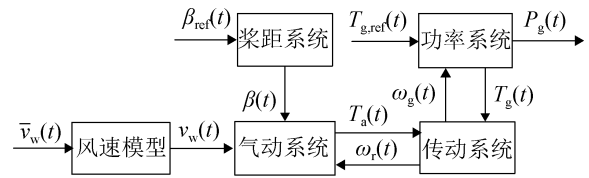


图 1 风力机的组成结构图

Fig. 1 Block diagram of the sub-models

1.1 风速模型

风力机系统中采用风速计测量实际的风速,通常情况下所测的风速为风力机轮毂处的单点风速,这和每个叶片上扫略的风速有很大的差别。风速的大小取决于风力机系统安装的环境等多种因素,风速模型可以表示为:

$$v_w(t) = \bar{v}_w(t) + v_{ws}(t) + v_{ts}(t) + v_{tu}(t) \quad (1)$$

式中: $v_w(t)$ 为有效风速; $\bar{v}_w(t)$ 是有效风速的低频部分; $v_{ws}(t)$ 是有效风速的风切变部分; v_{ts} 和 v_{tu} 分别为有效风速的塔影效应和湍流效应部分。

1.2 气动系统模型

根据叶素理论,风力机输出的气动转矩和捕获功率分别为:

$$T_a = 0.5\rho\pi R^3 C_q(\lambda, \beta) v_w^2 \quad (2)$$

$$P_{wt} = 0.5\rho\pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v_w^3 \quad (3)$$

式中: C_q 和 C_p 关系如下:

$$C_q = C_p / \lambda \quad (4)$$

式(2)(3)中: ρ 为空气密度; v_w 为风速; R 为叶轮半径; $C_p(\lambda, \beta)$ 为功率系数; $C_q(\lambda, \beta)$ 为转矩系数,其中 λ 为叶尖速比, β 为桨距角。且

$$\lambda = \omega_r R / v_w \quad (5)$$

式中: ω_r 为风轮转子转速。风能转换为机械能的效率由 $C_p(\lambda, \beta)$ 决定。根据贝茨极限知,最大风能利用系数数值为 0.593。

1.3 传动系统模型

传动系统的模型如下:

$$J_r \dot{\omega}_r(t) = T_a(t) + \frac{B_{dt}}{N_g} \omega_g(t) - K_{dt} \theta_{\Delta}(t) - (B_{dt} + B_r) \omega_r(t) \quad (6)$$

$$J_g \dot{\omega}_g(t) = \frac{\eta_{dt} K_{dt}}{N_g} \theta_{\Delta}(t) + \frac{\eta_{dt} B_{dt}}{N_g} \omega_r(t) - (\frac{\eta_{dt} B_{dt}}{N_g^2} + B_g) \omega_g(t) - T_g(t) \quad (7)$$

$$\dot{\theta}_{\Delta}(t) = \omega_r(t) - \frac{1}{N_g} \omega_g(t) \quad (8)$$

式中: N_g 为齿轮箱传动比; J_r , J_g 分别为低速轴和高速轴的转动惯量; B_r , B_g 分别为低速轴和高速轴的粘性摩擦系数; η_{dt} 为传动效率; B_{dt} 为传动机构扭转阻尼系数; K_{dt} 为刚度系数; θ_{Δ} 为扭转角度; T_g 为发电机转矩; ω_g 和 ω_r 分别为高速轴、低速轴的转速。

1.4 功率系统模型

发电机系统动态特性简化为一阶系统:

$$\dot{T}_g(t) = -\frac{1}{\tau_g} T_g(t) + \frac{1}{\tau_g} T_{g,ref}(t) \quad (9)$$

式中: τ_g 为一阶系统的时间常数。

发电机的输出功率为:

$$P_g(t) = \eta_g \omega_g(t) T_g(t) \quad (10)$$

式中: η_g 为发电机的输出效率。

1.5 桨距子系统

桨距子系统动态特性用二阶系统表示为:

$$\ddot{\beta}(t) = -2\zeta \omega_n \dot{\beta}(t) - \omega_n^2 \beta(t) + \omega_n^2 \beta_{ref}(t) \quad (11)$$

式中: β 为桨距角; ζ 为阻尼系数; ω_n 为自然频率; β_{ref} 为期望桨距角。

1.6 LPV 模型

风力机系统是一个非线性、时变的系统, 通过在平衡点或者运行点线性化可获取 LPV 模型^[16]。

气动转矩 T_a 在运行点 $(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})$ 线性化有^[17]:

$$\hat{T}_a = -B_{r,\omega}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) \hat{\omega}_r + K_{r,\beta}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) \hat{\beta} + K_{r,v}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) \hat{v}_w \quad (12)$$

$$B_{r,\omega}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) = -\left. \frac{\partial T_a}{\partial \omega_r} \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} = -\left. \frac{T_a(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})}{\bar{\omega}_r} \frac{\partial C_q / \partial \lambda}{C_q / \lambda} \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} \quad (13)$$

$$K_{r,\beta}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) = \left. \frac{\partial T_a}{\partial \beta} \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} = \left. \frac{T_a(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})}{\bar{\beta}} \frac{\partial C_q / \partial \beta}{C_q / \beta} \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} \quad (14)$$

$$K_{r,v}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) = \left. \frac{\partial T_a}{\partial v_w} \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} = \left. \frac{T_a(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})}{\bar{v}_w} \left(2 - \frac{\partial C_q / \partial \lambda}{C_q / \lambda} \right) \right|_{(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})} \quad (15)$$

气动参数的确定依赖于 C_p 多项式系数。通过最小二乘辨识算法辨识出 C_p 的系数值。但是 C_p 近似度受限于多项式函数的阶次。为了建立精确的 LPV 模型, 将 C_p 多项式函数近似为:

$$\hat{C}_p(\lambda, \beta) = a_3 \lambda^3 + b_3 \beta^3 + c_3 \lambda^3 \beta^3 + d_3 \lambda^3 \beta^2 + e_3 \lambda^2 \beta^3 + f_3 \lambda^3 \beta + g_3 \lambda \beta^3 + a_2 \lambda^2 + b_2 \beta^2 + c_2 \lambda^2 \beta^2 + a_1 \lambda^2 \beta + b_1 \lambda \beta^2 + c_1 \lambda \beta + a_0 \lambda + b_0 \beta + c_0 \quad (16)$$

利用 Matlab 拟合曲线, 得到 C_p 多项式各系数的近似值, 如表 1 所示。

表 1 C_p 多项式系数值
Tab. 1 Parameters of C_p

参数	值	参数	值
a_3	-9.48e-4	b_2	1.934e-3
b_3	-2.93e-5	c_2	2.162e-4
c_3	2.17e-7	a_1	-4.569e-3
a_3	-1.818e-5	b_1	-1.326e-3
e_3	-2.297e-6	c_1	0.022 19
f_3	2.815e-4	a_0	0.041 17
g_3	1.646e-5	b_0	-0.024 95
a_2	0.010 98	c_0	-0.088 57

以上方程在一起构成了风力机对象的 LPV 模型, 选取调度变量 $\theta = [\bar{v}_w \quad \bar{\omega}_r \quad \bar{\beta}]^T$, 状态变量

$\mathbf{x} = [\hat{T}_g \quad \hat{\beta} \quad \dot{\hat{\beta}} \quad \hat{\theta}_\Delta \quad \hat{\omega}_g \quad \hat{\omega}_r]^T$, 扰动输入为 $\boldsymbol{\omega} = \hat{v}_w$, 控制输入 $\mathbf{u} = [\hat{T}_{g,\text{ref}} \quad \hat{\beta}_{\text{ref}}]^T$, 系统状态方程表示为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\boldsymbol{\omega} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} \quad (17)$$

其中系统矩阵:

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{J_g} & 0 & 0 & \frac{\eta_{dt}K_{dt}}{J_gN_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{r,\beta}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})}{J_r} & 0 & 0 & -\frac{K_{dt}}{J_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{N_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{J_g}(\frac{\eta_{dt}B_{dt}}{N_g^2} + B_g) & 0 & 0 & \frac{\eta_{dt}B_{dt}}{J_gN_g} & 0 & 0 \\ \frac{B_{dt}}{N_gJ_r} & 0 & 0 & 0 & -\frac{B_r(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta}) + B_{dt} + B_r}{J_r} & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{B}_1(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_{r,v}(\bar{v}_w, \bar{\omega}_r, \bar{\beta})}{J_r} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{B}_2(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \omega_n^2 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{\tau_g} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (20)$$

2 多胞形控制器设计

2.1 多胞形描述

多胞形是一类时变系统^[18]:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x} + \mathbf{B}_1(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} + \mathbf{B}_2(\boldsymbol{\theta})\mathbf{u} \\ \mathbf{z} &= \mathbf{C}_1(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x} + \mathbf{D}_{11}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} + \mathbf{D}_{12}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_2(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x} + \mathbf{D}_{21}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} + \mathbf{D}_{22}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{u} \end{aligned} \quad (21)$$

选择调度参数 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_n]^T$, 其顶点集 $\mathcal{V} := \{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n\}$, 由凸分解, 变参数 $\boldsymbol{\theta}$ 可以用多胞形上的 n 个顶点表示:

$$\boldsymbol{\theta} := \left\{ \sum_{i=1}^n \rho_i \mathbf{v}_i \mid \sum_{i=1}^n \rho_i = 1, \rho_i \in [0, 1] \right\} \quad (22)$$

$$\text{系统矩阵 } \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) := \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{B}_1(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C}_1(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{D}_{11}(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{D}_{12} \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{21} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \text{ 在多胞形内的取值可以表示为:}$$

形内的取值可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(\boldsymbol{\theta}) &\in \mathbf{P} := \text{Co}\{\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_n\} := \\ &\left\{ \sum_{i=1}^n \rho_i \mathbf{S}_i \mid \sum_{i=1}^n \rho_i = 1, \rho_i \in [0, 1] \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

式中: $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_n$ 分别为多胞形 n 个顶点处的系统矩阵; $\mathbf{B}_2, \mathbf{C}_2, \mathbf{D}_{12}$ 和 \mathbf{D}_{21} 均为参数独立矩阵且 $\mathbf{D}_{22} = \mathbf{0}$ 。

2.2 控制器设计

对于多胞形系统(21), 在调度变量的每一个顶点分别设计输出反馈 H_∞ 控制器 $\mathbf{u} = \mathbf{K}(\mathbf{s})\mathbf{y}$:

$$\dot{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}_k(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k(\boldsymbol{\theta})\mathbf{y} \quad (24)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}_k(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k(\boldsymbol{\theta})\mathbf{y}$$

其中 $\mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}) \in \mathbf{K} := \text{Co}\{\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \dots, \mathbf{K}_n\} :=$

$$\left\{ \sum_{i=1}^n \rho_i \mathbf{K}_i \mid \sum_{i=1}^n \rho_i = 1, \rho_i \in [0, 1] \right\} \quad (25)$$

$$\mathbf{K}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{B}_k(\boldsymbol{\theta}) \\ \mathbf{C}_k(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{D}_k(\boldsymbol{\theta}) \end{bmatrix}, \mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \dots, \mathbf{K}_n \text{ 分别为}$$

多胞形顶点的控制器矩阵。闭环系统可以表示为:

$$\dot{\mathbf{x}}_{cl} = \mathbf{A}_{cl}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_{cl} + \mathbf{B}_{cl}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega} \quad (26)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{C}_{cl}(\boldsymbol{\theta})\mathbf{x}_{cl} + \mathbf{D}_{cl}(\boldsymbol{\theta})\boldsymbol{\omega}$$

引理 1: 系统(21)存在 n 阶增益调度输出反馈控制器(24)使得闭环系统是二次稳定且从 $\boldsymbol{\omega}$ 到 \mathbf{z} 的传递函数的 H_∞ 范数小于 $\gamma > 0$ 的充分必要条件是存在一个对称正定矩阵 \mathbf{X}_{cl} , 使得对于所有 $\boldsymbol{\theta} \in \boldsymbol{\Theta} := \text{Co}\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_n\}$ 有:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{cl}^T(\boldsymbol{\theta})\mathbf{X}_{cl} + \mathbf{X}_{cl}\mathbf{A}_{cl}(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{X}_{cl}\mathbf{B}_{cl}(\boldsymbol{\theta}) & \mathbf{C}_{cl}^T(\boldsymbol{\theta}) \\ * & -\gamma\mathbf{I} & \mathbf{D}_{cl}^T(\boldsymbol{\theta}) \\ * & * & -\gamma\mathbf{I} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (27)$$

对于多胞形系统(21), 只要多胞形顶点的控

制器满足不等式(27), 就能保证 θ 在整个变参范围内式(27)成立。

由于式(27)不是关于 A_k 、 B_k 、 C_k 、 D_k 的线性矩阵不等式, 很难直接求解得到。因此需要采取一些特殊方法来处理该不等式^[19]。

引理 2: 系统(21)存在 n 阶增益调度输出反馈控制器(24)使得闭环系统是二次稳定且从 ω 到 z 的传递函数的 H_∞ 范数小于 $\gamma > 0$ 的充分必要条件是对于多胞形所有顶点 $V := \{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, 存在对称矩阵 X , Y 和矩阵 \hat{A}_{ki} , \hat{B}_{ki} , \hat{C}_{ki} , \hat{D}_{ki} 使得:

$$\begin{bmatrix} A_i X + B_{2i} \hat{C}_{ki} + * & \hat{A}_{ki}^T + A_i + B_{2i} \hat{D}_{ki} C_{2i} \\ * & A_i^T Y + \hat{B}_{ki} C_{2i} + * \\ * & * \\ * & * \\ B_{1i} + B_{2i} \hat{D}_{ki} D_{21i} & (C_{1i} X + D_{12i} \hat{C}_{ki})^T \\ Y B_{1i} + \hat{B}_{ki} D_{21i} & (C_{1i} + D_{12i} \hat{D}_{ki} C_{2i})^T \\ -\gamma I & (D_{11i} + D_{12i} \hat{D}_{ki} D_{21i})^T \\ * & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (29)$$

式中: $i=1, 2, \dots, n$ 。若式(28)(29)有可行解 X , Y 和 \hat{A}_{ki} , \hat{B}_{ki} , \hat{C}_{ki} , \hat{D}_{ki} , 则多胞形顶点控制器矩阵可以通过以下步骤求得:

1) 对矩阵 $I - XY$ 进行奇异值分解得到满秩矩阵 M 和 N :

$$MN^T = I - XY \quad (30)$$

2) 控制器矩阵计算公式如下:

$$\begin{aligned} D_{ki} &= \hat{D}_{ki} \\ C_{ki} &= (\hat{C}_{ki} - D_{ki} C_{2i} X)(M^T)^{-1} \\ B_{ki} &= N^{-1}(\hat{B}_{ki} - Y B_{2i} D_{ki}) \\ A_{ki} &= N^{-1}[\hat{A}_{ki} - N B_{ki} C_{2i} X - Y B_{2i} C_{ki} M^T - \\ & \quad Y(A_i + B_{2i} D_{ki} C_{2i})X]M^{-T} \end{aligned} \quad (31)$$

2.3 低风速下的最大功率捕获

4.8 MW 风力机^[20]的控制策略如图 2 所示, 在低风速(区间 I)使风能转换效率最大, 风轮转速跟踪最大叶尖速比, 且桨距角 $\beta=0$, 在高风速(区间 III)维持发电机恒功率输出, 风轮转速保持在额定

值。在工作点, \bar{v}_w 、 $\bar{\omega}_r$ 和 $\theta=\bar{v}_w$ 是一一对应的, 仅由风速决定, 因此选取调度变量为 $\theta=\bar{v}_w$ ^[6]。

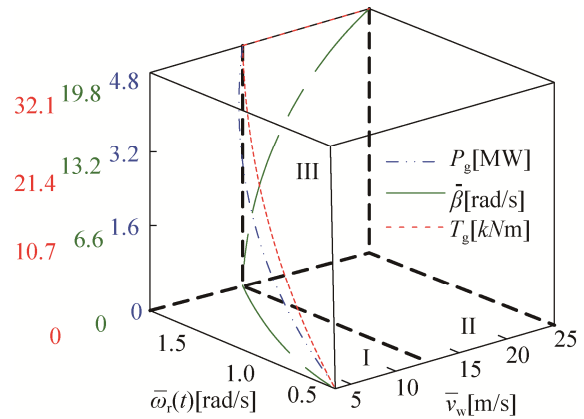


图 2 风力机控制策略图
Fig. 2 Wind turbine system control strategy

图 3 为风力机 LPV 增益调度控制器的合成增广对象模型框图。通过控制变量 T_g 和 β 来实现风力机在整个风速范围正常工作, 测量输出 $y = \hat{\omega}_g$, 被控输出 z 为包含输入和输出的权重函数。风力机的实际输入 $u = \hat{u} + u_{ref}$, \hat{u} 为控制器的输出, u_{ref} 为发电机转矩和桨距角基于低频风速 \bar{v}_w 的参考值。在额定风速以下的参考输入可以表示为:

$$\begin{cases} \omega_{g,ref} = \lambda_{opt} \bar{v}_w / R \\ T_{g,ref} = K_{opt} \omega_{g,ref}^2 & 6 \leq \bar{v}_w \leq 12 \\ \beta_{ref} = 0 \end{cases} \quad (32)$$

式(32)中发电机转速的单位为 rad/s, 转矩单位为 N.m, 桨距角单位为度, 风速单位为 m/s。且

$$K_{opt} = 0.5 \rho \pi R^5 C_{popt} \eta_{dt} / (N_g \lambda_{opt})^3 \quad (33)$$

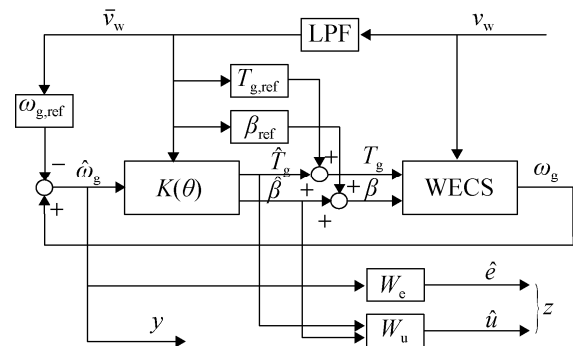


图 3 风力机 LPV 增益调度控制框图
Fig. 3 Block diagram of the LPV controller

要维持额定风速以下风力机的最大风能捕获,就要求从 ω 到 z 的传递函数的 H_∞ 尽量小。权重函数 W_e 加权了发电机的转速误差, W_u 加权了发电机的转矩误差,同时限制了桨距角在额定风速以上的快速变化。

选取适当的权重函数如下:

$$W_e(s) = k_{we1} \frac{s+1}{s+0.01} \quad (34)$$

$$W_u(s) = \begin{bmatrix} k_{wu1} \frac{0.2s+1}{0.05s+0.5} & 0 \\ 0 & - \end{bmatrix} \quad (35)$$

式中: - 表示为额定风速以下不考虑该权重取值。

3 仿真分析

3.1 仿真参数

风力机系统的仿真参数如表 2 所示。

表 2 风力机系统仿真参数^[20]
Tab. 2 Wind turbine system simulation parameters

参数	值	参数	值
α	0.1	K_{dt}	2.7e9 Nm/rad
H	81 m	η_{dt}	0.97
r_0	1.5 m	J_g	390 kg·m ²
R	57.5 m	J_r	55e6 kg·m ²
ρ	1.225 kg/m ³	τ	0.02 s
ζ	0.6	η_g	0.98
ω_n	11.11 rad/s	λ_{opt}	8
B_{dt}	775.49 Nms/rad	C_{popt}	0.455 4
B_r	7.11 Nms/rad	K_{opt}	1.217 1
B_g	45.6 Nms/rad	P_r	1.8e6 W
N_g	95	ω_{nom}	162 rad/s

3.2 仿真结果

为了验证低风速下 LPV 控制器的优点,本文基于 Benchmark 模型进行 Matlab 仿真实验,且与传统 PI 控制器做对比。

风力机的增广系统矩阵是 $\varphi = [B_{r,\omega} \quad K_{r,\beta} \quad K_{r,v}]^T$ 的仿射线性函数,仿射参数依赖 LPV 模型可以通过变参数极值组合的方法转为多胞形^[18]。 φ 的取值由工作点的风速决定,且在额定风速以下 $K_{r,\beta} = 0$,因此选取调度变量为 $\theta = [B_{r,\omega} \quad K_{r,v}]^T$,进而可以表

示成 4 个顶点的多胞形,并对顶点分别设计动态输出反馈控制器 K_1, K_2, K_3 和 K_4 。则在多胞形任意位置 θ 的控制器可以通过以下关系得到:

$$K = \rho_1 K_1 + \rho_2 K_2 + \rho_3 K_3 + \rho_4 K_4 \quad (36)$$

其中顶点分别为:

$$v_1 = (B_{r,\omega_{max}}, K_{r,v_{max}})$$

$$v_2 = (B_{r,\omega_{max}}, K_{r,v_{min}})$$

$$v_3 = (B_{r,\omega_{min}}, K_{r,v_{min}}) \quad (37)$$

$$v_4 = (B_{r,\omega_{min}}, K_{r,v_{max}})$$

ρ_1, ρ_2, ρ_3 和 ρ_4 计算公式如下:

$$\rho_1 = \frac{(B_{r,\omega} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v} - K_{r,v_{min}})}{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v_{min}})}$$

$$\rho_2 = \frac{(B_{r,\omega} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v})}{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v_{min}})}$$

$$\rho_3 = \frac{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v})}{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v_{min}})} \quad (38)$$

$$\rho_4 = \frac{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega})(K_{r,v} - K_{r,v_{min}})}{(B_{r,\omega_{max}} - B_{r,\omega_{min}})(K_{r,v_{max}} - K_{r,v_{min}})}$$

为了跟踪最佳叶尖速比,选取的权重函数值为 $k_{we1}=1, k_{wu1}=0.5$,利用 Matlab LMI Control Toolbox 对 LMIs (28)(29)求解,然后通过控制器求解步骤得到顶点控制器 K_1, K_2, K_3 和 K_4 。

选取风速工作范围为 6~12 m/s,图 4 为输入实际风速以及低频风速曲线图,在仿真试验中,低频风速是由截止频率为 0.8 Hz 的二阶低通滤波器滤波得到。

图 5 为风力机实际工作时的功率系数,由表 2 知功率系数 C_p 的最优值为 0.455 4,与 PI 调节控制器相比较,LPV 控制器功率系数近似为一条直线,且接近最优值,而 PI 调节波动较大,功率系数受到风速的大小以及变化率的影响,在部分风速区域(25 s 附近)较低(0.43),此外,PI 参数的整定较为困难,需要依靠工程经验来确定。这表明 LPV 控制器对风能捕获能力更强,并且对风速的快速变化具有很强的鲁棒稳定性。

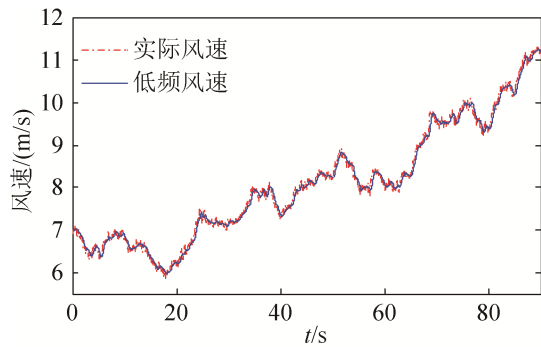


图 4 风速曲线图
Fig. 4 Wind speed curve

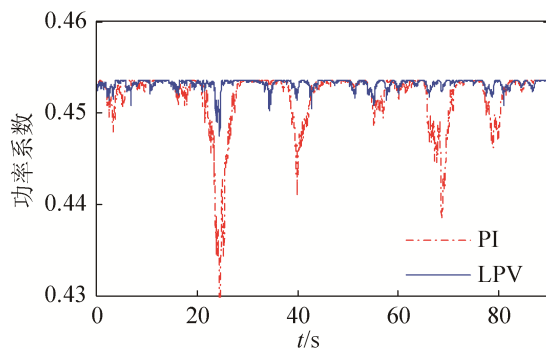


图 5 功率系数曲线图
Fig. 5 Power coefficient curve

图 6 为风力机实际工作时的叶尖速比, 由表 2 知叶尖速比 λ 的最优值为 8, LPV 和 PI 控制器调节效果曲线均在数值 8 上下波动, 相对于 PI 控制, LPV 控制器波动幅度较小, 大致为 0.5, 而 PI 控制器波动幅值大致为 1, 表明 LPV 控制器跟踪最佳叶尖速比的能力优于 PI 控制器。

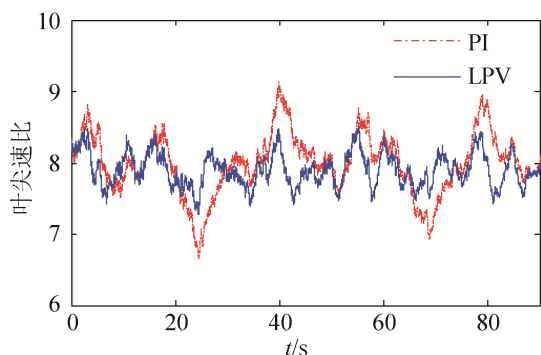


图 6 功率系数曲线图
Fig. 6 Tip speed ratio curve

4 结论

本文对风力机额定风速以下实现最大风能捕获控制器设计进行了研究。将风力机模型转换为具有多胞形的 LPV 模型, 对多胞形的各个顶点分别设计输出反馈 H_∞ 控制器, 进而可以得多胞形中任意一点的 LPV 控制器。实验结果表明, 与 PI 控制器相比, 该方法对风速的快速变化具有很强鲁棒性, 且最大功率捕获的捕获能力较 PI 控制更优。

参考文献:

- [1] 李亚东. 中国新能源发电现状及展望[J]. 科技风, 2016(15):162-162.
Li Yadong. Current Situation and Development Prospect of China's New Energy Power Generation[J]. Technology Wind, 2016(15): 162-162.
- [2] 罗承先. 世界风力发电现状与前景预测[J]. 中外能源, 2012, 17(3): 24-31.
Luo Chengxian. Current Situation and Development Prospect of World Wind Power Generation [J]. Sino-Global Energy, 2012, 17(3): 24-31.
- [3] Shirazi F A. Linear parameter varying control and LMI optimization of nonlinear systems[D]. Houston: University of Houston, 2011.
- [4] Xue X. Development of a nonlinear wind turbine simulator for linear parameter-varying control design[J]. Dissertations & Theses - Gradworks, 2015.
- [5] Shu W. Robust LPV control wind turbines[D]. Minnesota: University of Minnesota, 2016.
- [6] Hand M M. Variable-Speed Wind Turbine Controller Systematic Design Methodology: A Comparison of Non-Linear and Linear Model-Based Designs[D]. National Renewable Energy Laboratory, NREL/TP-500-25540, Golden, Co, 1999.
- [7] 赵梅花, 范敏, 陈军, 等. 双馈风力发电系统 MPPT 控制[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 32-35.
Zhao Meihua, Fan Min, Chen Jun, et al. Maximum Power Point Tracking Control for Double-fed Induction Generation System[J]. Electric Drive, 2014, 44(3): 32-35.
- [8] Stol K A, Fingersh L J. Wind turbine field testing of state-space control designs[D]. National Renewable Energy Laboratory, NREL/SR-500-35061, Golden, Co, 2004.
- [9] Meng W. Adaptive control of variable-speed wind energy conversion systems with inaccurate wind speed

- measurement[J]. American Control Conference IEEE (S0743-1619), 2015, 37(1): 63-72.
- [10] Meng W, Yang Q, Ying Y, et al. Adaptive Power Capture Control of Variable-Speed Wind Energy Conversion Systems With Guaranteed Transient and Steady-State Performance[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion (S0885-8969), 2013, 28(3): 716-725.
- [11] Beltran B, El H B M, Ahmed-Ali T. Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion (S0885-8969), 2012, 27(2): 261-269.
- [12] Rubio J O, Aguilar L T. Maximizing the performance of variable speed wind turbine with nonlinear output feedback control[J]. Procedia Engineering (S1877-7058), 2012, 35(12): 31-40.
- [13] 张先勇, 吴捷, 杨金明, 等. 额定风速以上风力发电机组的恒功率 H_∞ 鲁棒控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 321-324.
Zhang Xianyong, Wu Jie, Yang Jinming, et al. H-infinity robust control of constant power output for the wind energy conversion system above rated wind[J]. Journal of Control Theory and Applications, 2008, 25(2): 321-324.
- [14] Asl H J, Yoon J. Power capture optimization of variable-speed wind turbines using an output feedback controller[J]. Renewable Energy (S0960-1481), 2016, 86: 517-525.
- [15] Inthamoussou F A, Bianchi F D, De Battista H, et al. LPV Wind Turbine Control With Anti-Windup Features Covering the Complete Wind Speed Range[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion (S0885-8969), 2014, 29(1): 259-266.
- [16] Wu D H, Song J, Ji Z, et al. A new optimization method for linear parameter varying modeling of wind turbine[C]// Control Conference. IEEE, 2015: 1897-1901.
- [17] Bianchi F D, Battista D H, Mantz R J. Wind Turbine Control Systems; Principles, modelling and gain scheduling design[M]. Springer, 2007.
- [18] 李文强. LPV 系统鲁棒变增益控制研究及其应用[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2009.
Li Wenqiang. Research and Application of Robust Gain-Scheduling Based on LPV System[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2009.
- [19] 俞立. 鲁棒控制: 线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
Yu Li. Robust control: Linear Matrix Inequality Approach [M]. Beijing: TsingHua University Press, 2002.
- [20] 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.