

风力机变速变桨的LQG/LTR鲁棒控制

曹九发 王同光

(南京航空航天大学江苏省风力机设计高技术研究重点实验室,南京,210016)

摘要:针对变速变桨风力机实际工况下同时存在外界输入噪声及内部测量噪声的问题,采用线性二次型/回路传输恢复(Linear quadratic Gauss/loop transfer recovery, LQG/LTR)方法设计改善某风力机叶轮转速及塔架前后弯曲模态的控制器,增强风力机系统在随机干扰下的鲁棒性能。根据风力机空气动力学的圆盘理论和叶素理论,求解风力机受到的扭矩和推力。基于变速变桨风力机的线性化模型,分别进行LQG和LQG/LTR控制器设计,分别仿真输出风力机的叶轮转速、塔架塔顶位移和桨距角时间变化曲线。仿真结果表明,LQG/LTR控制器在满足系统控制目标的情况下,可显著提高风力机系统的鲁棒性能及稳定性。

关键词:风力机;随机干扰;鲁棒性;线性二次型/回路传输恢复

中图分类号: TM614; TK89 **文献标识码:** A **文章编号:** 1005-2615(2011)05-0602-06

LQG/LTR Robust Control in Variable-Pitch Variable-Speed Wind Turbines

Cao Jiufa, Wang Tongguang

(Jiangsu Key Laboratory of Hi-Tech Research for Wind Turbine Design,
Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: For the external input noise and internal measurement noise of the variable-speed variable-pitch wind turbine under practical conditions, the linear quadratic Gauss/loop transfer recovery (LQG/LTR) controller is designed to improve the wind turbine rotor speed and the tower fore-aft bending mode and to enhance the wind turbine system robustness under random disturbances. According to the disc and blade element theory of the wind turbine aerodynamics, the wind turbine torque and thrust are solved. Based on the linear model of the variable-speed variable-pitch wind turbine, the LQG and LQG/LTR controllers are designed respectively. The time curve of wind turbine rotor speed, tower displacement and pitch angle are simulated. Results show that the LQG/LTR controller can significantly improve the wind turbine system robustness and stability while achieving control objectives.

Key words: wind turbine; random disturbance; robustness; linear quadratic Gauss/loop transfer recovery (LQG/LTR)

作为清洁能源的代表,风力机发电产业在全球得到迅猛发展。伴随着全球风电装机量的迅速增长,兆瓦级风力机所占比例也不断扩大。采用变速变桨工作方式的大型风力机可有效提升风能的利用效率和风力发电系统的稳定性,减少风力发电系统对电网的不利影响。因此从20世纪90年代中期

开始,变速变桨风力机得到迅速发展,并逐步取代恒速风力机发电机组^[1]。

主动控制技术在变速变桨风力机系统中起着重要作用:可以更好利用风力机容量的同时减轻并降低了整机的气动载荷和机械载荷^[2]。商业风力机控制系统中,单输入单输出系统(Single input sin-

基金项目:国家重点基础研究发展计划(“九七三”计划)(2007CB714600)资助项目;江苏省创新学者攀登(BK2008044)资助项目;江苏高校优势学科建设工程资助项目。

收稿日期: 2011-04-29; **修订日期:** 2011-07-20

通讯作者: 王同光,男,教授,博士生导师,1962年3月生, E-mail: tgwang@nuaa.edu.cn。

gle output, SISO)控制方式被广泛应用,如小型风力机广泛采用PI控制方式以满足风力机的功率控制需求^[3]。然而,SISO控制方式只能采用单反馈回路来满足相应的控制目标,若系统存在多个回路,且控制回路之间存在较强的相互耦合,则SISO控制方式难以适用。随着风力机的大型化和复杂化发展,风力机系统多回路耦合现象愈加显著,多输入多输出(Multiple input multiple output, MIMO)控制方式已经开始应用于风力机控制系统^[4-7]。文献[8]采用了 H_∞ 控制方法,对风力机的停机控制策略进行研究,减缓了机械载荷并提高了系统的稳定性^[8]。文献[9~10]将传统PID控制器与结合了扰动调节控制(Disturbance accommodating control, DAC)的线性二次型调节器(Linear quadratic regulator, LQR)控制器设计结果进行了对比,结论表明后者抗干扰能力和载荷减缓效果更佳。文献[11]基于线性二次型高斯(Linear quadratic Gauss, LQG)控制方法,设计了风力机的独立变桨MIMO控制器,与同时变桨控制效果对比,结果表明独立变桨的风力机叶片、塔架和转轴的疲劳载荷减缓效果更佳。

然而,一般的极点配置和LQR方法并不能保证闭环系统的鲁棒性。同时,应考虑风力机工作环境特点:其同时受到外部风场的随机扰动与内部存在随机噪声干扰。因此,需要考虑系统内部测量噪声,并在进行LQG控制器设计时,引入回路传输反馈(Loop transfer recovery, LTR)设计,以实现闭环系统的鲁棒性能。

本文对风力机机械系统进行了简化,只考虑塔架一阶模态和叶轮扭转,由此建立线化的风力机模型。在考虑测量噪声的情况下,采用LQG方法设计该风力机系统的控制器,以满足性能目标;其后,引入带有回路传输反馈LTR设计,以进一步提高系统的鲁棒性;最后,本文对该风力机模型进行了仿真验算。相比较基于LQG的控制方法,得出基于LQG/LTR的风力机控制器具备更佳的抗干扰性能,使风力机可以更加平滑稳定地工作。

1 风力机模型的建立

风力机是一个复杂的机械系统,由多自由度的互联装置组成。对于风能转换系统模型来说,其建模的结构复杂性来自于相互作用的两个柔性结构:动力传动系统、塔身及底座。各结构相互关联,构成高阶非线性风力机动力学系统。但进行控制器设计时,应该尽量降低系统阶数,忽略微弱非线性情况,即进

行系统的降价和线性化处理。本文采用简化的风力机模型,且忽略风力机的弹性部分,只考虑塔架前后弯曲及叶轮扭转两个典型自由度,如图1所示。

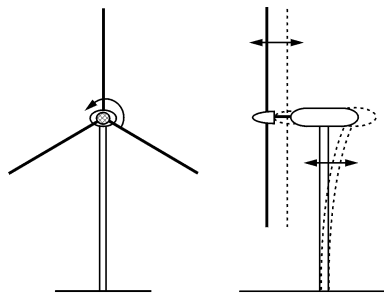


图1 风力机扭转和弯曲

根据风力机空气动力学的圆盘理论和叶素理论,可推出风力机整个风轮的转矩和推力表达式如下^[2]

$$T_r = 0.5\rho\pi R^3 C_Q(\lambda, \beta)(V - \dot{y}_t)^2 \quad (1)$$

$$F_T = 0.5\rho\pi R^2 C_T(\lambda, \beta)(V - \dot{y}_t)^2 \quad (2)$$

式中: ρ 为空气密度; R 为风轮半径; V 为风速; $C_Q(\lambda, \beta)$ 为风力机的转矩系数, $C_T(\lambda, \beta)$ 为风力机的推力系数,它们两者和叶尖速比 λ 、桨距角 β 都存在关系,其中 $\lambda = \omega R/V$, ω 为叶尖角速率。

虽然风力机受到的转矩和推力随转速、风速及桨距角呈现非线性关系,但是在某个工作点附近依然可以进行线性化。假设风力机的某一工作点为 (ω_0, V_0, β_0) ,则推力和气动转矩的线化后的增量方程如下

$$\Delta F_T = B_T(\omega_0, V_0, \beta_0)\Delta\omega + k_{T,V}(\omega_0, V_0, \beta_0) \cdot (\Delta V - \Delta \dot{y}_t) + k_{T,\beta}(\omega_0, V_0, \beta_0)\Delta\beta \quad (3)$$

$$\Delta T_r = B_r(\omega_0, V_0, \beta_0)\Delta\omega + k_{r,V}(\omega_0, V_0, \beta_0) \cdot (\Delta V - \Delta \dot{y}_t) + k_{r,\beta}(\omega_0, V_0, \beta_0)\Delta\beta \quad (4)$$

式中:推力线化导数为 $B_T = \frac{\partial F_T}{\partial \omega} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$, $k_{T,V} = \frac{\partial F_T}{\partial V} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$, $k_{T,\beta} = \frac{\partial F_T}{\partial \beta} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$;转矩线化导数为 $B_r = \frac{\partial T_r}{\partial \omega} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$, $k_{r,V} = \frac{\partial T_r}{\partial V} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$, $k_{r,\beta} = \frac{\partial T_r}{\partial \beta} \Big|_{(\omega_0, V_0, \beta_0)}$ 。

任意机械系统均可采用如式(5)形式的二阶微分方程表示

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = q(x, \dot{x}, t, u) \quad (5)$$

式中 m, c, k 分别表示质量矩阵、阻尼矩阵,刚度矩阵; q 为作用于系统的外力; x 为系统的状态量; u 为对系统的输入量。

如果在转速控制中考虑一阶的转速模型和塔架前后一阶振动模态,则根据机械振动的二阶微分方程以及拉普拉斯变换,可获得传递函数如下

$$J_r s \Delta \omega(s) = B_T(\omega_0, V_0, \beta_0) \Delta \omega(s) + k_{T,V}(\omega_0, V_0, \beta_0) (\Delta V(s) - s \Delta \xi(s)) + k_{T,\beta}(\omega_0, V_0, \beta_0) \Delta \beta(s) \quad (6)$$

$$M s^2 \Delta \xi = B_T(\omega_0, V_0, \beta_0) \Delta \omega(s) + k_{T,V}(\omega_0, V_0, \beta_0) (\Delta V(s) - s \Delta \xi(s)) + k_{T,\beta}(\omega_0, V_0, \beta_0) \Delta \beta(s) + C_{\text{tower}} s \Delta \xi + K_{\text{tower}} \Delta \xi \quad (7)$$

式中: J_r 为转子的惯性量; M 为塔架的等效质量; C_{tower} 为塔架的等效阻尼; K_{tower} 为塔架的等效刚度。

最终,风力机系统的线化状态空间模型可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta \omega} \\ \dot{\Delta \xi} \\ \ddot{\Delta \xi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{B_r}{J_r} & 0 & -\frac{k_{r,V}}{J_r} \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{B_T}{M} & -\frac{K_{\text{tower}}}{M} & -\frac{k_{T,V} - C_{\text{tower}}}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta \xi \\ \dot{\Delta \xi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{k_{r,\beta}}{J_r} \\ 0 \\ -\frac{k_{T,\beta}}{M} \end{bmatrix} \Delta \beta + \begin{bmatrix} -\frac{k_{r,V}}{J_r} \\ 0 \\ -\frac{k_{T,V}}{M} \end{bmatrix} \Delta V \quad (8)$$

式中: $\Delta \omega$, $\Delta \xi$, $\dot{\Delta \xi}$ 分别为风力机转子转速、塔架前后振动的位移变化偏量和速度变化偏量; $\Delta \beta$ 为桨距角控制输入量; ΔV 为风速扰动输入量。

作为反馈信号的执行机构,变桨制动器实际为一个非线性伺服系统。但在其工作区域内,桨距制动器的动态行为可以简化成一阶惯性环节。本文采用式(9)形式的传递函数作为变桨执行机构动态模型

$$G_\beta(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (9)$$

2 LQG/LTR 控制器的设计

LQG/LTR 控制设计方法是目前较常用的一种现代鲁棒控制方法,其具备结构简单,并且兼顾系统性能指标和鲁棒性等优点。由于实际风力机工作过程中,整个风力机系统受到输入噪声和测量噪声影响,需要对内外干扰进行抑制,因此符合 LQG/LTR 控制器设计框架。该设计方法分为两步:第一步,设计符合系统性能指标的 LQG 控制器;第二步,在已设计的 LQG 控制器基础上,进行带有回路传输恢复设计,进一步提高系统的鲁棒性。

针对上一节建立的风力机模型,将风力机在某

稳定工作点附近的线性模型改写为如下标准形式

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \Gamma \omega \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} + v \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\mathbf{x} = [\Delta \omega \quad \Delta \xi \quad \dot{\Delta \xi}]^T$, $\mathbf{u} = \Delta \beta$, $\omega = \Delta V$; \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} , Γ 为系统矩阵增益; \mathbf{x} , \mathbf{y} 分别为系统状态变量和输出变量; ω , v 分别为系统的输入噪声和测量噪声。该风力机模型的系统控制框图如图 2 所示。

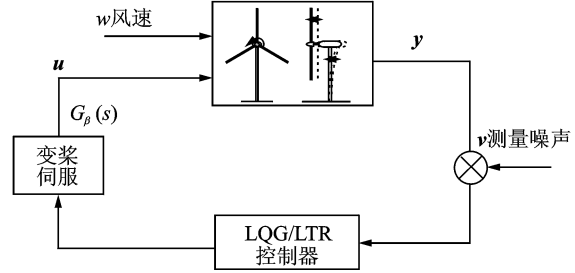


图2 风力机模型的系统控制器结构图

2.1 LQG 控制器设计

式(10)中 ω 和 v 为高斯白噪声,分别是状态变量和输出测量的随机扰动。假设白噪声信号为零均值的 Gauss 过程,协方差矩阵为

$$\begin{cases} E[\omega(t) \omega^T(t)] = \Xi \geq 0 \\ E[v(t) v^T(t)] = \Theta > 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $E[\mathbf{x}]$ 为向量 \mathbf{x} 的均值,而 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^T]$ 为零均值 Gauss 信号 \mathbf{x} 的协方差。假设 ω 和 v 高斯信号为相互独立的随机变量,即 $E[\omega(t) v^T(t)] = 0$ 。

定义最优控制的指标函数

$$J = E \left\{ \int_0^{\infty} [\mathbf{z}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{z}(t) + \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{u}(t)] dt \right\} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{z}(t) = \mathbf{N}\mathbf{x}(t)$ 为状态变量 $\mathbf{x}(t)$ 的一种线性变换; 加权矩阵 \mathbf{Q} 取对称的半正定矩阵, \mathbf{R} 取对称正定矩阵,即 $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0$, $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ 。

典型 LQG 问题的解可以分解成下面两个子问题: (1) LQ 最优状态反馈控制问题; (2) 带有扰动的状态估计问题,本文采用 Kalman 观测器来进行对风力机状态变量的观测。求解上述两个问题时的共同点是: 最优状态反馈和状态估计器的稳态增益都需要独立求解 Riccati 代数方程组如下

$$\begin{cases} \mathbf{A}^T \mathbf{P}_c + \mathbf{P}_c \mathbf{A} - \mathbf{P}_c \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c + \mathbf{M}^T \mathbf{Q} \mathbf{M} = 0 \\ \mathbf{P}_f \mathbf{A}^T + \mathbf{A} \mathbf{P}_f - \mathbf{P}_f \mathbf{C}^T \Theta^{-1} \mathbf{C} \mathbf{P}_f + \Gamma \Xi \Gamma^T = 0 \end{cases} \quad (13)$$

求解式(13)中的 \mathbf{P}_c 和 \mathbf{P}_f 后,最优状态反馈矩阵 \mathbf{K}_c 和 \mathbf{K}_f 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{K}_c = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_c \\ \mathbf{K}_f = \mathbf{P}_f \mathbf{C}^T \Theta^{-1} \end{cases} \quad (14)$$

最终求得系统状态估计值和最优反馈控制为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K_f(y - C\hat{x}) \\ u(t) = -K_c\hat{x} \end{cases} \quad (15)$$

因此,LQG 控制器结构框图如图3所示。

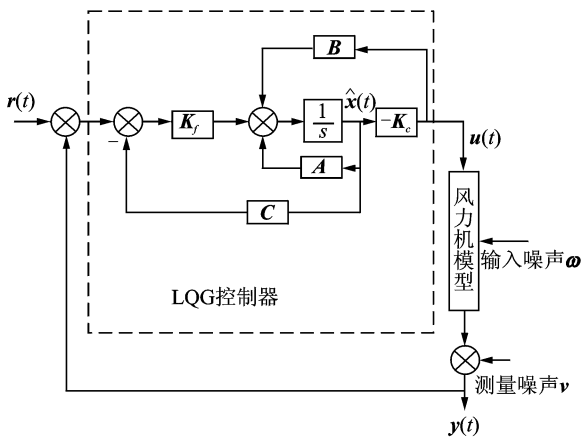


图3 风力机LQG控制器结构框图

2.2 带有回路传输反馈LQG/LTR控制设计

由上述LQG一般解法可知,最优LQG控制器设计的核心是独立求解Riccati代数方程,按照该方法进行控制器设计,将导致系统稳定裕量过小的情况,如果稍加扰动,系统甚至可能变为不稳定^[12]。因此,为了在设计最优控制器的同时,增加系统的稳定裕量,可采用带有回路传输恢复的LQG控制算法,即LQG/LTR控制算法。具体算法设计可以分为两步:

第1步 在选定的加权矩阵 Q 和 R 下,设计最优的LQ控制器,并调整加权矩阵使得开环传递函数 $-K_c(sI - A)^{-1}B$ 的性能达到满意的效果。

第2步 选择 $\Xi' = \Xi + qI$,且 $\Theta = I$,增大 q 值使补偿系统的回差接近于 $-K_c(sI - A)^{-1}B$,即

$$\lim_{q \rightarrow \infty} \Gamma K_c (sI - A + BK_c + K_f C)^{-1} K_f = K_c (sI - A)^{-1} B \quad (16)$$

2.3 算例控制器设计

以某水平轴大型变速变桨风力机为例,上风向,额定功率为2 MW,风力机发电机的额定转速为1 800 r/min,齿轮箱传动比为120。取该风力机工作点为风速20 m/s,桨距角度 11° ,风轮转速为15 r/min。对该风力机模型进行线性化处理后所得状态方程的系统矩阵 A 、控制矩阵 B 、干扰矩阵 Γ 如下

$$A = \begin{bmatrix} -0.2135 & 0 & -0.0136 \\ 0 & 0 & 1.0000 \\ 2.1125 & -0.1764 & -0.0245 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.0136 \\ 0 \\ -0.0175 \end{bmatrix} \quad \Gamma = \begin{bmatrix} -0.4109 \\ 0 \\ -5.2010 \end{bmatrix}$$

控制系统对象选择状态向量为 $x = [\Delta\omega \ \Delta\xi \ \Delta\dot{\xi}]$ 。本文为了使设计的控制器得到的效果更加直观,因此选取全量反馈形式,输出向量 $y = x$,即 $y = [\Delta\omega \ \Delta\xi \ \Delta\dot{\xi}]$ 。值得注意的是:当针对其他具体的控制目标时,可调整输出矩阵,并且设计相应的加权矩阵 Q ,即可实现对该目标的直接控制。

本文采用桨距角进行对系统的控制,风速和测量噪声作为系统的随机干扰;采用Kalman滤波器对随机干扰噪声进行滤波处理,从而在噪声的影响下,估计出较理想的状态量。取加权矩阵 $Q = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.008 \end{bmatrix}$, $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$,并且选取系统

输入噪声为 $\Xi = I, \Theta = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-3} \end{bmatrix}$ 。通

过LQG设计方法可得到如下反馈矩阵

$$K_c = \begin{bmatrix} 0.0039 & -0.0021 & -0.0010 \\ -0.3863 & -0.6743 & -0.5092 \end{bmatrix}$$

$$K_f = \begin{bmatrix} 0.3190 & 0.0570 & 4.0658 \\ 0.0570 & 0.9981 & 0.9753 \\ 4.0658 & 0.9753 & 51.9793 \end{bmatrix}$$

经过反馈控制后闭环风力机系统和原开环系统的特征值对比如图4所示。

原来系统的特征值为 $-0.0252 - 0.4475i$, $-0.0252 + 0.4475i$ 和 -0.1875 ,经过反馈增益的设计后,系统的特征值调整为 $-1.3328 - 1.3834i$, $-1.3328 + 1.3834i$ 和 -0.3793 。可见,反馈控制增强了系统的动态响应性能,提高了塔架的模态阻尼,达到了满足系统性能目标。

为了进一步提高系统的鲁棒性,还需要对系统进行LTR回路传输反馈控制设计,用来兼顾系统的鲁棒性和满足目标性的指标。如果要得到更好的系统动态响应和更好满足目标性能,可以调试 Q 和

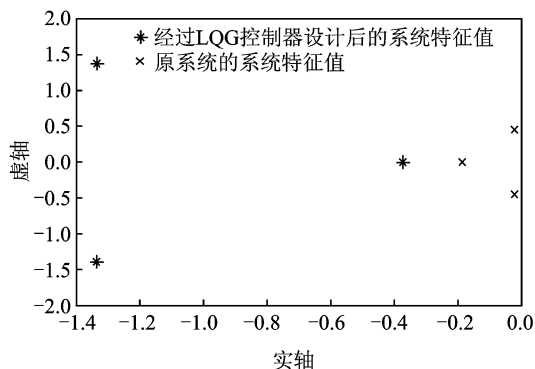


图4 风力机闭环和开环系统特征值图

R 值。

在进行LTR回路传输反馈控制设计时,选取 $\Xi' = qI$, 其中虚拟噪声系数 $q = [10^{-4} \ 10^{-2} \ 10^0 \ 10^4 \ 10^6]$, 从而可得到相应的Nyquist图如图5所示。值得注意的是:在实际应用过程中,虚拟噪声系统不应该选择过大,否则将引起截断误差,并破坏总系统的鲁棒性^[13]。

由图5可以发现,当 $q = 10^6$ 时,使用LQG/LTR控制器的系统Nyquist曲线逼近直接状态反馈的LQ/SF系统(无观测器的直接状态反馈系统)Nyquist曲线。因此,可以认为设计结果具有较好的鲁棒性。

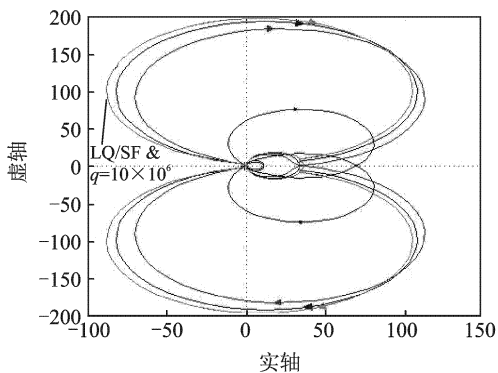


图5 不同q值下的Nyquist图

3 仿真结果

本文基于Matlab/Simulink计算平台,分别进行了阶跃风和随机风的仿真。其中,在如图6所示的17~23 m/s阶跃风仿真里,考虑了一定测量噪声(图7)和没有测量噪声两种不同状态,得到系统状态量的时间变化历程(图8)。

本文最后仿真了接近实际情况下20 m/s的随机风和测量噪声扰动下的风力机系统响应,并且对LQG和LQG/LTR设计结果进行了比较。

在没有测量噪声扰动时,由图8可见,风力机的叶轮转速在阶跃风作用下进行了平缓的过渡。但是,实际的风力机系统内部存在着不可避免的测量

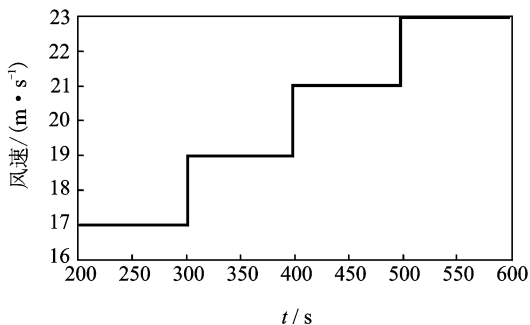


图6 阶跃风扰动

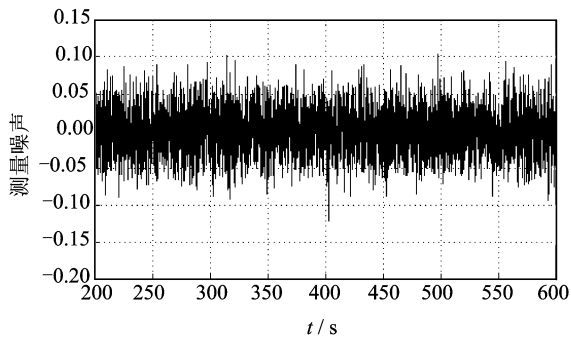


图7 测量噪声

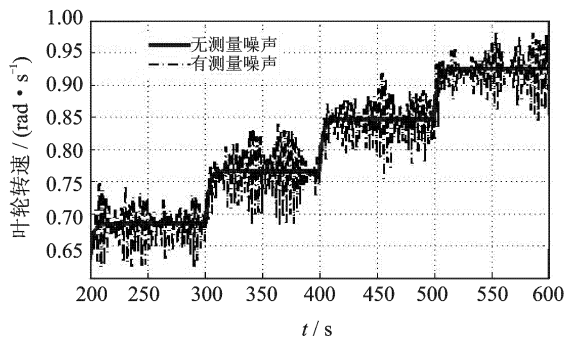


图8 风力机的叶轮转速

噪声。实际的风力机系统在受到测量噪声干扰时,叶轮的转速变化是跟随着测量噪声的变化有着相应的随机变化,如图8中虚线所示。由图9可看出,风力机LQG的控制系统在经过LTR设计后,风力机叶轮转速量幅值降低,变得更佳平缓,改善了风力机系统的动态响应和鲁棒性。

为了减少这种内部测量噪声和如图10所示的外部随机风干扰,有必要进行反馈控制设计,来实现系统状态变化量的减少。根据LQG方法设计的控制器在经过LTR处理后,如图11所示,风力机的桨距角变化幅值减小,抗扰动性增强。如图12所示,风力机的塔架位移量比在LQG控制器有相应的减少,整个控制系统的抗噪声的干扰能力有较显著的提高,从而得到一个具有较好鲁棒性的闭环系

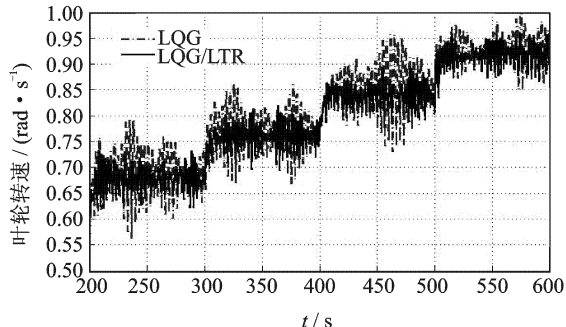


图9 LQG与LQG/LTR控制器的叶轮转速

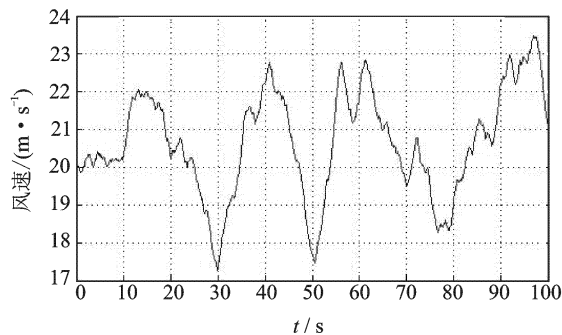


图10 随机风扰动曲线

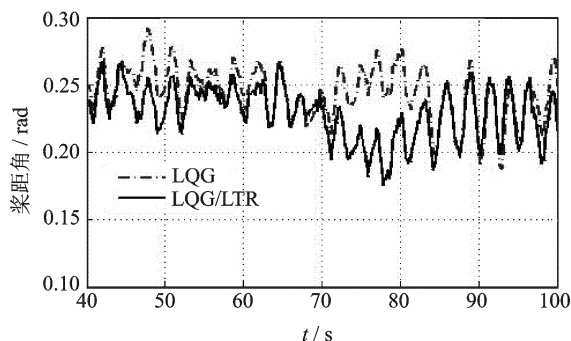


图11 风力机桨距角

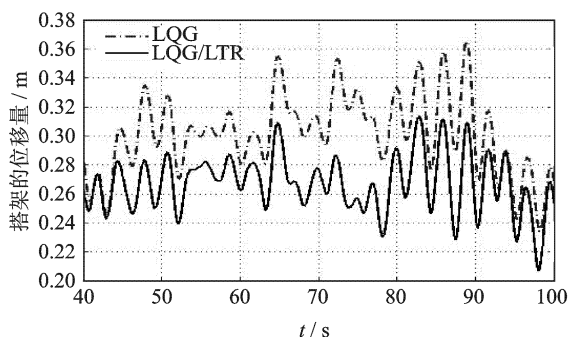


图12 风力机塔架的位移量

统回路。与此同时,风力机系统这些状态量的减少,最终可以达到整个风力机的载荷减小。

4 结束语

本文针对大型变速变桨风力机的工作特点,以桨距角作为控制输入量,利用LQG/LTR方法设计了抑制内外干扰的控制器,并进行了风力机系统仿真验证。仿真结果表明,在本文风力机变桨控制中,基于LQG/LTR方法的控制器与LQG方法相比,可以更有效地提高风力机系统的鲁棒性能和满足控制目标。同时,该方法设计过程简捷明确,控制器结构简单,易于工程实现。

参考文献:

- [1] Burton T, Sharpe D, Jenkins N, et al. Wind energy handbook [M]. New York: John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [2] Bianchi F D, De Battista H, Mantz R J. Wind turbine control systems principles, modelling and gain scheduling design [M]. London: Springer-Vorlay, 2007.
- [3] Bossanyi E A. The design of closed loop controller for wind turbines [J]. Wind Energy, 2001, 3(3): 149-163.
- [4] Laks J H, Pao L Y, Wright A D. Control of wind turbines: past, present, and future [C]// American Control Conference. Hyatt Regency Riverfront, St. Louis, MO, USA: [s. n.], 2009: 2096-2103.
- [5] Frost S A, Balas M J, Wright A D. Direct adaptive control of a utility-scale wind turbine for speed regulation [J]. J Robust Nonlinear Ctrl, 2009, 19(1): 59-71.
- [6] Johnson K E, Pao L Y, Balas M J, et al. Stability analysis of an adaptive torque controller for variable speed wind turbines [C]// Proc IEEE Conf Decision and Ctrl. [S. l.]: IEEE, 2004: 4087-4094.
- [7] Johnson K E, Fingersh L J. Adaptive pitch control of variable-speed wind turbines [J]. J Solar Energy Eng, 2008, 130(3): 031012-1-031012-7.
- [8] Ronilson R, Peterson R, Jose L S, Luiz Silvino, et al. Control of stall regulated wind turbine through H_∞ loop shaping method [C]// Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications. [S. l.]: IEEE, 2001: 925-929.
- [9] 张雷, 李海东, 李建林, 等. 基于LQR方法的风电机组变桨距控制的动态建模与仿真分析 [J]. 太阳能学报, 2008, 29(7): 781-785.
- [10] Wright A D, Fingersh L J. Advanced control design for wind turbines [R]. Technical Report NREL/TP-500-42437. Colorado: National Renewable Energy Laboratory, 2008.
- [11] Nourdine S, Camblong H, Vechiu I, et al. Comparison of wind turbine LQG controllers using individual pitch control to alleviate fatigue loads [C]// 18 th Mediterranean Conference on Control & Automation Congress. Palace Hotel, Marrakech, Morocco: [s. n.], 2010: 1591-1596.
- [12] 薛定宇. 反馈控制系统设计与分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2000: 298-299.
- [13] Stein G, Athens M. The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design [J]. IEEE 1987, 23(2): 105-114.