第 28 卷第 11 期
2011 年 11 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 28 No. 11
Nov. 2011

文章编号: 1000−8152(2011)11−1634−07

基于不确定广义模型的永磁同步风力发电机鲁棒H_∞控制

祖 晖[1,2], 章国宝[1], 费树岷[1,2], 魏自聪[1]

(1. 东南大学 自动化学院, 江苏 南京 210096; 2. 东南大学 复杂工程系统测量与控制教育部重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 研究了直驱风力发电机系统中永磁同步发电机定子参数变化时的鲁棒H_∞控制问题. 文中针对电流参数变化模型, 提出一种不确定descriptor系统的输出反馈H_∞控制方法; 利用内模原理得到无静差转速鲁棒H_∞控制器, 以消除空气动力噪声对转速的影响; 控制器的综合过程归结为一组线性矩阵不等式的求解问题. 仿真结果表明, 所提出的控制方法计算简单, 具有较好的静、动态性能, 扰动抑制效果明显, 对定子参数在大范围的变化具有较强的鲁棒性.

关键词: 永磁同步发电机; 不确定descriptor系统; 鲁棒H_∞控制; 线性矩阵不等式; 内模原理

中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

Robust H-infinity control for permanent-magnet synchronous generators in wind-energy conversion system based on uncertain descriptor model

ZU Hui[1,2], ZHANG Guo-bao[1], FEI Shu-min[1,2], WEI Zi-cong[1]

(1. School of Automation, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China;
2. Key Laboratory of Measurement and Control of Complex Systems of Engineering of Ministry of Education, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China)

Abstract: This paper is concerned with the robust H-infinity control for the direct-drive permanent-magnet synchronous generator(PMSG) with varying stator-parameters. The model with varying current-parameters is considered the uncertain descriptor system, to which we propose an output-feedback H-infinity control scheme, and use the internal-model-principle to develop a type-2 controller for eliminating the impact from the aerodynamic disturbances to the rotational speed in the steady state. The controller synthesis is formulated in solving a set of linear matrix inequalities(LMIs). Simulation results show that the proposed algorithm implements desirable static and dynamic performances, evident disturbance rejection and strong robustness under a wide range of variation in the stator parameters.

Key words: permanent-magnet synchronous generator; uncertain descriptor system; robust H-infinity control; linear matrix inequality; internal model principle

1 引言(Introduction)

直驱风力发电系统因为无齿轮箱、输出转矩大、效率高、功率控制灵活且对电网波动的适应性好等优点, 逐步受到业界的重视. 永磁同步发电机(permanent magnet synchronous generators, PMSG)是一种直驱风力发电系统中普遍采用的发电机, 它在风力发电系统中的几个应用重点和难点, 一是如何快速、准确的跟踪变化的风速; 二是如何最大程度消除外部扰动对闭环系统的影响; 以及如何抑制系统在不同工况下参数在大范围内变化问题. 目前一种普遍采用的PMSG控制方法是基于转子磁场定向的矢量控制技术, 将转速和电流解耦分别进行控制. 控制方法包括一些经典的线性控制方法, 如PI[1], H_∞混合灵敏度方法[2]以及一些现代非线性控制方法, 如变结构控制[3]、自适应控制[4,5]、无源性理论[6]等. 这些方法在考虑动静态性能时一定程度上兼顾了抗扰动性能以及鲁棒性, 但有些由于不能准确估计不确定性的界与类型造成鲁棒性差、保守性强[1,2], 有些则由于需要复杂的在线计算而难以实现[3~6].

本文根据PMSG的转子磁场定向矢量控制模型, 提出一种鲁棒H_∞控制方法. 将电流参数变化模型抽象为不确定descriptor系统, 利用LMI方法给出输出反馈H_∞最优解, 保证PMSG定子变化时的鲁棒性; 利用内模原理构造转速增广模型, 该模型就是不确定descriptor系统中微分不确定项为0时的特殊情况,

收稿日期: 2010−07−01; 收修改稿日期: 2010−12−28.
基金项目: 国家自然基金重大资助项目(60835001); 江苏省成果转化—2MW及以上直驱风电机组柔性并网变流器的研发及产业化基金资助项目(BA2009117).

可直接利用不确定descriptor系统的综合方法得到无静差控制器; 最后通过仿真实验, 验证了所设计的控制器的有效性.

2 PMSG模型及控制问题(PMSG model and control problem)

采用发电机惯例, 转子磁场定向的PMSG模型为[7]:

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{d}} - L_{\mathrm{d}} \dot{i}_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{q}} \omega_{\mathrm{e}} i_{\mathrm{q}}, \\ u_{\mathrm{q}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{q}} - L_{\mathrm{q}} \dot{i}_{\mathrm{q}} - L_{\mathrm{d}} \omega_{\mathrm{e}} i_{\mathrm{d}} + \omega_{\mathrm{e}} \Psi_{\mathrm{f}}, \\ T_{\mathrm{e}} = 1.5p\{\Psi_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{q}} + (L_{\mathrm{d}} - L_{\mathrm{q}}) i_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{q}}\}, \\ J\dot{\omega}_{\mathrm{e}} + B\omega_{\mathrm{e}} = p(T_{\mathrm{m}} - T_{\mathrm{e}}), \end{cases} \tag{1}$$

式中: $u_{\mathrm{d}}, u_{\mathrm{q}}, i_{\mathrm{d}}, i_{\mathrm{q}}$分别为同步电机$d, q$轴电压分量与电流分量; ω_{e}为转子电角速度; Ψ_{f}为永磁体磁链; $L_{\mathrm{d}}, L_{\mathrm{q}}$分别为定子$d, q$轴等效电感; R_{s}为定子电阻; J和B分别为转子的转动惯量和摩擦系数; T_{m}为风力机输入的机械转矩.

从模型(1)可以看出, u_{q}与T_{e}中耦合有d轴电流. 为使d, q轴状态解耦, 采用定子d轴给定分量$i_{\mathrm{d}}^* = 0$的控制方式, 并令$L_{\mathrm{d}} = L_{\mathrm{q}} = L_{\mathrm{s}}$, 则模型(1)简化为:

$$\begin{cases} L_{\mathrm{s}} \dot{i}_{\mathrm{d}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{s}} \omega_{\mathrm{d}} - u_{\mathrm{d}}, \\ L_{\mathrm{s}} \dot{i}_{\mathrm{q}} = -R_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{q}} + [\Psi_{\mathrm{f}} \ \ -L_{\mathrm{s}}]\omega_{\mathrm{q}} - u_{\mathrm{q}}, \\ J\dot{\omega}_{\mathrm{e}} = -B\omega_{\mathrm{e}} + p\omega_{\mathrm{T}} - 1.5p^2 \Psi_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{q}}. \end{cases} \tag{2}$$

式中: $\omega_{\mathrm{d}} = i_{\mathrm{q}}\omega_{\mathrm{e}}, \omega_{\mathrm{q}} = [\omega_{\mathrm{e}} \ \ \omega_{\mathrm{e}} i_{\mathrm{d}}], \omega_{\mathrm{T}} = T_{\mathrm{m}}$, 均为扰动项. 从式(2)可以看出, 转速可由$q$轴电流独立控制.

对于风力发电系统, 有如下的控制目标: 1) 能够快速准确地跟踪变化的风速, 以获取最大风能; 2) 能最大程度消除阵风扰动对发电系统的干扰; 3) 对于发电机在不同工况下的参数变化, 闭环系统能有效抑制. 其中1)是静、动态性能的问题, 可通过设计无静差的伺服控制器并选择合适的控制参数来实现. 2)可以在H$_\infty$控制中选择适当的γ, 以满足将闭环系统噪声抑制到一定范围的要求. 最后一个问题比较复杂, 受温度变化以及凸极效应的影响, 定子电阻R_{s}与电感L_{s}会发生大范围的变化, 并且电感参数出现在微分项的系数中, 用加性或乘性不确定项的估计方法难以准确确定其上界.

R_{s}与L_{s}的变化可描述为: $[R_{\mathrm{s}} \ \ L_{\mathrm{s}}] = [R_0 + \Delta R \ \ L_0 + \Delta L], R_0 \neq 0, L_0 \neq 0$. 因此, PMSG可抽象为具有参数不确定性的descriptor模型:

$$\begin{cases} (I + \Delta H)\dot{x} = (A + \Delta A)x + (B_1 + \\ \qquad\qquad \Delta B_1)\omega_1 + B_2 u, \\ z = C_1 x + \bar{D}_{11}\omega_1 + D_{12} u, \\ y = C_2 x + \bar{D}_{21}\omega_1, \end{cases} \tag{3}$$

式中$\Delta H, \Delta A, \Delta B_1$表征模型不确定参数, 满足匹配条件$[\Delta H \ \ \Delta A \ \ \Delta B_1] = E\Sigma[F_1 \ \ F_2 \ \ F_3]$, 其中: E, F_1, F_2, F_3为已知矩阵, Σ为满足$\Sigma^{\mathrm{T}}\Sigma \leqslant I$的不确定矩阵, 且$F_2 - F_1 A$, $F_1 B_1, F_1 E$均非奇异. 式(3)中, 有界扰动ΔB_1满足条件$\|\Delta B_1\| \leqslant \delta\|B_1\|$, 其中$\|\cdot\|$是矩阵的谱范数, δ是已知正常数. 因此

$$\|(B_1 + \Delta B_1)\omega_1\|_2 \leqslant \|B_1(1+\delta)\omega_1\|_2.$$

令$\omega = (1+\delta)\omega_1$, 则式(3)变为:

$$\begin{cases} (I + \Delta H)\dot{x} = (A + \Delta A)x + B_1\omega + B_2 u, \\ z = C_1 x + D_{11}\omega + D_{12} u, \\ y = C_2 x + D_{21}\omega, \end{cases} \tag{4}$$

式中: $D_{11} = (1+\delta)^{-1}\bar{D}_{11}, D_{21} = (1+\delta)^{-1}\bar{D}_{21}$. 与经典描述不确定性的方法[8]相比, 这种方法易得到不确项的界, 准确且保守性小.

考虑以下系统:

$$\begin{cases} (I + \Delta H)\dot{x} = (A + \Delta A)x + B\omega, \\ z = Cx + D\omega. \end{cases} \tag{5}$$

对于任意给定的$\lambda > 0$, 定义辅助信号[9]

$$z_\sigma = \lambda^{-1}(-F_1\dot{x} + F_2 x),\ \omega_\sigma = \Sigma z_\sigma, \tag{6}$$

则式(3)和式(4)可表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \lambda E\omega_\sigma + B\omega, \\ z = Cx + D\omega,\ \omega_\sigma = \Sigma z_\sigma, \\ z_\sigma = \lambda^{-1}(F_2 - F_1 A)x - F_1 E\omega_\sigma - \lambda^{-1}F_1 B\omega. \end{cases} \tag{7}$$

设转速环的空气动力矩扰动与转速给定为ω_v, 电流环扰动与电流给定为ω_i, 式(2)的控制问题表述为: 设计转速控制器K_ω和电流控制器$K_{i\mathrm{d}}$与$K_{i\mathrm{q}}$, 使得转速环满足: 1) 转速闭环系统内部稳定; 2) $\|T_{z_v\omega_v}(s)\|_\infty < \gamma_v$; 3) 转速无静差; 电流环满足: 4) 闭环系统二次稳定; 5) $\|T_{z_i\omega_i}(s)\|_\infty < \gamma_i$.

3 H$_\infty$控制器设计(The H$_\infty$ controller design)

根据式(2)可独立设计d、q轴电流控制器与转速控制器, 由此得到的控制系统具有图1所示结构.

下面给出辅助输出方程的系数选取方法. 考虑系统(4)及其标称系统($[\Delta H \ \ \Delta A] = 0$时的系统):

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1\omega + B_2 u, \\ z = C_1 x + D_{11}\omega + D_{12} u, \\ y = C_2 x + D_{21}\omega + D_{22} u, \end{cases} \tag{8}$$

式中:

$$\omega^{\mathrm{T}} = [\omega_1^{\mathrm{T}} \ \ \omega_2^{\mathrm{T}}],\ C_1 = [0 \ \ Q^{1/2}]^{\mathrm{T}},$$

$$\bar{D}_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -Q^{1/2} \end{bmatrix},\ \bar{D}_{21} = [R^{1/2} \ \ 0]^{\mathrm{T}},$$

则对$\forall T > 0$, 当闭环系统满足

$$\int_0^{\mathrm{T}} (e^{\mathrm{T}}Qe + u^{\mathrm{T}}Ru)\mathrm{d}t < \gamma^2 \int_0^{\mathrm{T}} \omega^{\mathrm{T}}\omega \mathrm{d}t. \tag{9}$$

对所有有界扰动ω成立时, 式(9)等价于

$$\int_0^{\mathrm{T}} z^{\mathrm{T}} z \mathrm{d}t < \gamma^2 \int_0^{\mathrm{T}} \omega^{\mathrm{T}} \omega \mathrm{d}t.$$

令$T \to \infty$, 有$\|z\|_2 < \gamma \|\omega\|_2$, 即满足性能指标2)与5). 式中$Q \geqslant 0$, $R \geqslant 0$为权矩阵, z为转速或电流环的辅助输出, $e = \omega_2 - x$.

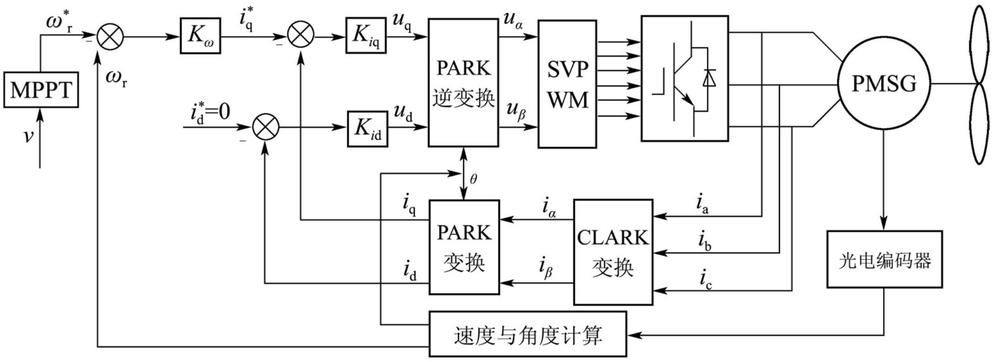


图 1 永磁同步电机控制原理图

Fig. 1 PMSG control schematic

3.1 不确定descriptor系统的控制器设计(The controller design for uncertain descriptor system)

引理 1 给定$\gamma > 0$, 如果存在适当标量$\lambda > 0$及正定矩阵$X > 0$, 使得

$$\begin{bmatrix} A^{\mathrm{T}} X_0 + X_0 A & X_0 \tilde{B} & \tilde{C}^{\mathrm{T}} \\ * & -\gamma I & \tilde{D}^{\mathrm{T}} \\ * & * & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, \tag{10}$$

则式(5)满足性能指标4)和5). 式中: $\tilde{B} = [B \ \ \lambda E]$,

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} C \\ \lambda^{-1}(F_2 - F_1 A) \end{bmatrix}, \ \tilde{D} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ -\lambda^{-1} F_1 B & -F_1 E \end{bmatrix},$$

“$*$”表示相应对称项的转秩.

定理 1 给定被控对象(4)和标量$\lambda > 0$, 则存在输出反馈控制器K, 其实现为式(11):

$$K: \begin{cases} \dot{\xi} = A_k \xi + B_k y, \\ u = C_k \xi + D_k y, \end{cases} \tag{11}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0, \\ \begin{pmatrix} \mathcal{J} & \mathcal{K}_1 & \mathcal{L}_1 & \lambda E & \mathcal{M}_1 & \mathcal{N}_1 \\ * & \mathcal{K}_2 & \mathcal{L}_2 & \lambda Y E & \mathcal{M}_2 & \mathcal{N}_2 \\ * & * & -\gamma I & 0 & \mathcal{M}_3 & \mathcal{N}_3 \\ * & * & * & -\gamma I & 0 & -(F_1 E)^{\mathrm{T}} \\ * & * & * & * & -\gamma I & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma I \end{pmatrix} < 0, \end{cases} \tag{12}$$

其中:

$\mathcal{J} = AX + B_2 \hat{C} + (*)$, $\mathcal{K}_1 = \hat{A}^{\mathrm{T}} + A + B_2 \hat{D} C_2$,

$\mathcal{K}_2 = YA + \hat{B} C_2 + (*)$, $\mathcal{L}_1 = B_1 + B_2 \hat{D} D_{21}$,

$\mathcal{L}_2 = Y B_1 + \hat{B} D_{21}$, $\mathcal{M}_1 = (C_1 X + D_{12} \hat{C})^{\mathrm{T}}$,

$\mathcal{M}_2 = (C_1 + D_{12} \hat{D} C_2)^{\mathrm{T}}$, $\mathcal{M}_3 = (D_{11} + D_{12} \hat{D} D_{21})^{\mathrm{T}}$,

$\mathcal{N}_1 = \lambda^{-1} \{(F_2 - F_1 A) X - F_1 B_2 \hat{C}\}^{\mathrm{T}}$,

$\mathcal{N}_2 = \lambda^{-1} F_2 - F_1 (A + B_2 \hat{D} C_2)^{\mathrm{T}}$,

$\mathcal{N}_3 = -\lambda^{-1} F_1 (B_1 + B_2 \hat{D} D_{21})^{\mathrm{T}}$,

使得由式(4)与式(11)组成的闭环系统Ξ_{cl}满足性能指标4)和5)的充分条件是存在对称矩阵X, Y和矩阵$\hat{A}$, $\hat{B}$, $\hat{C}$, $\hat{D}$, 使得式(12)的优化问题有解.

进而, 若X, Y和$\hat{A}$, $\hat{B}$, $\hat{C}$, $\hat{D}$是式(12)的最优解, 则最优输出反馈H_∞控制器(11)的系数矩阵为

$$M N^{\mathrm{T}} = I - XY, \tag{13}$$

$$\begin{cases} A_k = N^{-1} \{\hat{A} - Y(A + B_2 D_k C_2) X - \\ \qquad N B_k C_2 X - Y B_2 C_k M^{\mathrm{T}}\} M^{-\mathrm{T}}, \\ B_k = N^{-1} (\hat{B} - Y B_2 D_k), \\ C_k = (\hat{C} - D_k C_2 X) M^{-\mathrm{T}}, \ D_k = \hat{D}. \end{cases} \tag{14}$$

证 式(4)与式(11)组成的闭环系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_{\mathrm{cl}} = A_{\mathrm{cl}} x_{\mathrm{cl}} + \lambda E_{\mathrm{cl}} \omega_\sigma + B_{\mathrm{cl}} \omega, \\ z = C_{\mathrm{cl}} x_{\mathrm{cl}} + D_{\mathrm{cl}} \omega, \\ z_\sigma = \lambda^{-1} [F_2 - F_1 (A + B_2 D_k C_2) - \\ \qquad F_1 B_2 C_k] x_{\mathrm{cl}} - F_1 E \omega_\sigma - \\ \qquad \lambda^{-1} F_1 (B_1 + B_2 D_k D_{21} \omega), \\ \omega_\sigma = \Sigma z_\sigma. \end{cases} \tag{15}$$

式中:

$$x_{\mathrm{cl}} = [x^{\mathrm{T}} \ \ \xi^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}, \ A_{\mathrm{cl}} = \begin{bmatrix} A + B_2 D_k C_2 & B_2 C_k \\ B_k C_2 & A_k \end{bmatrix},$$

$$B_{\mathrm{cl}} = \begin{bmatrix} B_1 + B_2 D_k D_{21} \\ B_k D_{21} \end{bmatrix}, \ E_{\mathrm{cl}} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{\mathrm{cl}} = [C_1 + D_{12} D_k C_2 \ \ D_{12} C_k],$$

$$D_{\mathrm{cl}} = D_{11} + D_{12} D_k D_{21}.$$

由引理1, 闭环系统满足性能指标4)和5)的充分条件是存在适当标量$\lambda > 0$及正定矩阵$X_{\rm cl} > 0$, 使得

$$\begin{bmatrix} A_{\rm cl}^{\rm T}X_{\rm cl} + X_{\rm cl}A_{\rm cl} & X_{\rm cl}\tilde{B}_{\rm cl} & \tilde{C}_{\rm cl}^{\rm T} \\ * & -\gamma I & \tilde{D}_{\rm cl}^{\rm T} \\ * & * & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, \quad (16)$$

式中:

$$\tilde{B}_{\rm cl} = [B_{\rm cl}\ \ \lambda E_{\rm cl}],$$

$$\tilde{C}_{\rm cl} = \begin{bmatrix} C_{\rm cl} \\ \lambda^{-1}([F_2\ \ 0] - [F_1\ \ 0]A_{\rm cl}) \end{bmatrix},$$

$$\tilde{D}_{\rm cl} = \begin{bmatrix} D_{\rm cl} & 0 \\ -\lambda^{-1}F_1(B_1 + B_2D_kD_{21}) & -\lambda^{-1}F_1E \end{bmatrix}.$$

令$X_{\rm cl} = \begin{bmatrix} Y & N \\ * & W \end{bmatrix}$, $X_{\rm cl}^{-1} = \begin{bmatrix} X & M \\ * & Z \end{bmatrix}$, 其中$X$, Y正定, M, N满秩. 由$X_{\rm cl}^{-1}X_{\rm cl} = I$可得

$$X_{\rm cl}\begin{bmatrix} X \\ M^{\rm T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}, \text{ 且} X_{\rm cl}\begin{bmatrix} X & I \\ M^{\rm T} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ Y & N^{\rm T} \end{bmatrix}.$$

定义

$$F_1 = \begin{bmatrix} X & I \\ M^{\rm T} & 0 \end{bmatrix}, \ F_2 = \begin{bmatrix} I & 0 \\ Y & N^{\rm T} \end{bmatrix},$$

则有$F_1^{\rm T}X_{\rm cl}A_{\rm cl}F_1 = F_2^{\rm T}A_{\rm cl}F_1$, $F_1^{\rm T}X_{\rm cl}B_{\rm cl} = F_2^{\rm T}B_{\rm cl}$, $F_1^{\rm T}X_{\rm cl}F_1 = F_2^{\rm T}F_1$. 对式(16)左乘、右乘矩阵$S = {\rm diag}\{F_1^{\rm T}, I, I\}$与$S^{\rm T}$, 并令

$$\begin{cases} \hat{A} = Y(A + B_2D_kC_2)X + NB_kC_2X + \\ \qquad YB_2C_kM^{\rm T} + NA_kM^{\rm T}, \\ \hat{B} = YB_2D_k + NB_k, \\ \hat{C} = D_kC_2X + C_kM^{\rm T},\ \hat{D} = D_k. \end{cases} \quad (17)$$

式(16)等价于式(12), 进而, 由恒等式$X_{\rm cl}^{-1}X_{\rm cl} = I$以及式(17)可得式(12)~(14).　　证毕.

3.2 基于内模原理的转速控制器(Speed controller design based on internal model principle)

根据内模原理, 伺服系统对于阶跃信号无静差的充分必要条件是开环传递函数中至少包含一个积分环节. 设控制器为$K(s) = s^{-1}K_0(s)$, 则包含控制器的增广对象具有图2所示的结构.

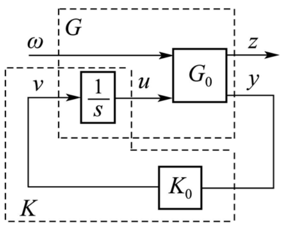


图 2 转速控制器结构

Fig. 2 PMSG the structure of speed controller

令$\dot{u} = v$, 则式(8)等价于以下转速增广系统:

$$\begin{cases} \dot{\eta} = \tilde{A}\eta + \tilde{B}_1\omega + \tilde{B}_2v, \\ z = \tilde{C}_1\eta + \tilde{D}_{11}\omega, \\ y = \tilde{C}_2\eta + \tilde{D}_{21}\omega. \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\eta = [x^{\rm T}\ \ u^{\rm T}]$, $\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & B_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\tilde{B}_1 = [B_1^{\rm T}\ \ 0]^{\rm T}$, $\tilde{B}_2 = [0\ \ I]^{\rm T}$, $\tilde{C}_1 = [C_1\ \ D_{12}]$, $\tilde{C}_2 = [C_2\ \ 0]$, $\tilde{D}_{11} = D_{11}$, $\tilde{D}_{21} = D_{21}$.

可以看出, 式(18)即是系统, 可根据定理1求解其控制器. 现假设系统(18)根据定理1求得最优控制器$K_0 : \{A_{K_0}, B_{K_0}, C_{K_0}, D_{K_0}\}$, 则原系统(8)满足性能指标1)~3)的最优$H_\infty$转速控制器的实现为:

$$K_\omega : \begin{cases} \dot{\xi}_\omega = \begin{bmatrix} A_{K_0} & 0 \\ C_{K_0} & 0 \end{bmatrix}\xi_\omega + \begin{bmatrix} B_{K_0} \\ D_{K_0} \end{bmatrix}y_\omega, \\ u = [0\ \ I]\xi_\omega. \end{cases} \quad (19)$$

优化问题(12)可归结为具有LMI约束和线性目标函数的凸优化问题, 可应用MATLAB/LMI Toolbox中的mincx求解器来解该问题, 其求解过程如下:

Step 1　针对电流模型或转速增广模型(18)按式(12)构成LMI, 求解转速控制器时式(12)中的各系统矩阵取为: $\{\tilde{A}, \tilde{B}_1, \tilde{B}_2, \tilde{C}_1, \tilde{C}_2, \tilde{D}_{11}, 0, \tilde{D}_{21}, 0\}$, $F_1 = 0$, $F_2 = 0$;

Step 2　用mincx求解器从式(12)中求得对称矩阵X, Y和对称矩阵$\hat{A}$, $\hat{B}$, $\hat{C}$, $\hat{D}$;

Step 3　利用$I - XY$的奇异值分解得到M, N;

Step 4　利用式(14)求得电流控制器

$$K_{i\rm d} : \{A_{K_{i\rm d}}, B_{K_{i\rm d}}, C_{K_{i\rm d}}, D_{K_{i\rm d}}\}$$

与$K_{i\rm q} : \{A_{K_{i\rm q}}, B_{K_{i\rm q}}, C_{K_{i\rm q}}, D_{K_{i\rm q}}\}$ 或转速辅助控制器$K_0 : \{A_{K_0}, B_{K_0}, C_{K_0}, D_{K_0},\}$;

Step 5　根据式(19)得到转速无静差控制器$K_\omega : \{A_{K_\omega}, B_{K_\omega}, C_{K_\omega}, D_{K_\omega}\}$.

4 仿真研究(Simulation research)

为验证本文所提出的控制方法, 选取如下永磁同步风力发电机进行仿真[10]:

$$J = 2.45 \times 10^5\,{\rm kg \cdot m^2},\ p = 28,\ \lambda_{\rm opt} = 6.32,$$

$$B = 15.1\,{\rm N \cdot m \cdot s/rad},\ \varPsi_{\rm f} = 5.4388\,{\rm Wb},$$

$$R_{\rm s} = 0.006\,\Omega,\ L_{\rm s} = 2.56\,{\rm mH},\ P_{\rm N} = 1.3\,{\rm MW},$$

$$r = 25\,{\rm m},\ \rho = 1.225\,{\rm kg/m^3},\ C_{p\max} = 0.4382,$$

风力机额定转速$\omega_{\rm N} = 3.5\,{\rm rad/s}$. 定子电阻$R_{\rm s}$与定子电感$L_{\rm s}$不确定上界取为标称值的200%, 即

$$|\Delta R_{\rm s}| < 0.012\,\Omega,\ |\Delta L_{\rm s}| < 5.12\,{\rm mH}.$$

仿真过程中选取设计参数为:

$$Q_\omega = 0.7^2,\ R_\omega = 0.2^2,\ \lambda_\omega = 10^6;$$
$$Q_{i\mathrm{q}} = 10^2,\ R_{i\mathrm{q}} = 20^2,\ \lambda_{i\mathrm{q}} = 10;$$
$$Q_{i\mathrm{d}} = 20^2,\ R_{i\mathrm{d}} = 20^2,\ \lambda_{i\mathrm{d}} = 200.$$

根据式(11)与定理1求得的控制器参数与性能指标为:

$$(K_\omega,\gamma_\omega) = \Big(\frac{9.38\times10^4 s^2 - 3.87\times10^9 s - 4.59\times10^6}{s^3+293s^2+48644s},5\times10^6\Big),$$
$$(K_{i\mathrm{q}},\gamma_{i\mathrm{q}}) = \Big(\frac{-7\times10^{-4}s+7.09\times10^6}{s+1.68\times10^5},341.58\Big),$$
$$(K_{i\mathrm{d}},\gamma_{i\mathrm{d}}) = \Big(\frac{-7.04\times10^{-5}s+8.78\times10^7}{s+5.91\times10^5},400\Big).$$

本文还对文献 [5]中提出的模型参考自适应反步控制(model reference adaptive backstepping control, MRABC)方法进行了仿真研究, 其设计参数为:

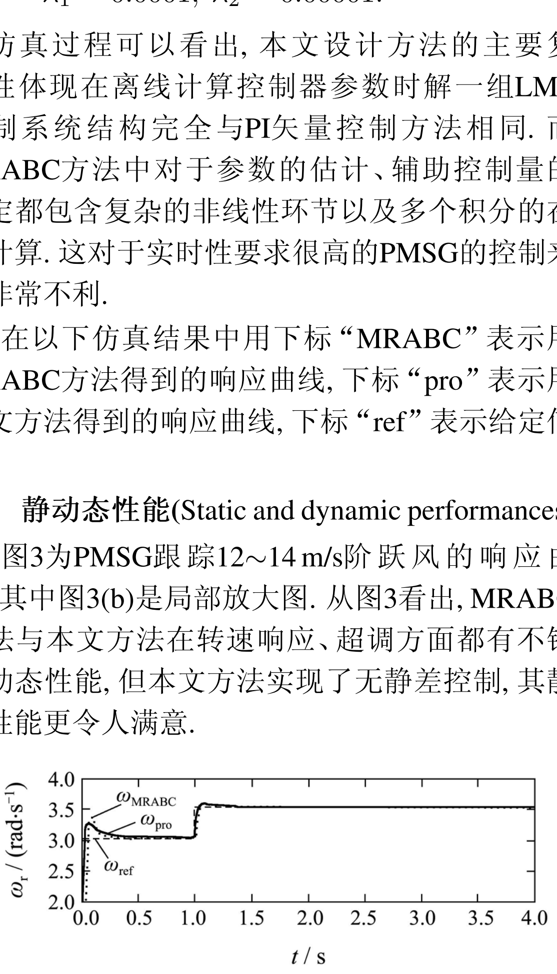
$$K_{m_1} = 2000,\ K_{m_2} = 50,\ K_{m_3} = 10,$$
$$K_1 = 400,\ K_2 = 400,\ K_3 = 3,$$
$$\lambda_1 = 0.0001,\ \lambda_2 = 0.00001.$$

从仿真过程可以看出, 本文设计方法的主要复杂性体现在离线计算控制器参数时解一组LMI, 控制系统结构完全与PI矢量控制方法相同. 而MRABC方法中对于参数的估计、辅助控制量的确定都包含复杂的非线性环节以及多个积分的在线计算. 这对于实时性要求很高的PMSG的控制来说非常不利.

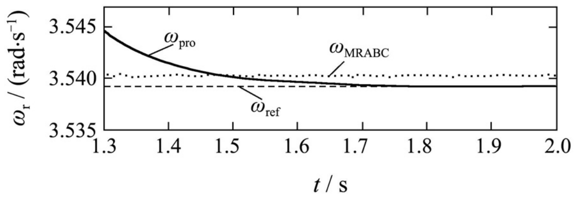
在以下仿真结果中用下标“MRABC”表示用MRABC方法得到的响应曲线, 下标“pro”表示用本文方法得到的响应曲线, 下标“ref”表示给定信号.

4.1 静动态性能(Static and dynamic performances)

图3为PMSG跟踪12～14 m/s阶跃风的响应曲线, 其中图3(b)是局部放大图. 从图3看出, MRABC方法与本文方法在转速响应、超调方面都有不错的动态性能, 但本文方法实现了无静差控制, 其静态性能更令人满意.



(a)



(b)

图 3 静态性能

Fig. 3 Static performance

4.2 抗扰动能力(Disturbance-reject performance)

设风速v在1 s时刻由12 m/s升高到14 m/s, 1.2 s时又降低到12 m/s, 则v可用于模拟风扰动. 图4是v作用时的响应曲线. 图4(a)中转速响应在短暂偏离设定值一个微小的量之后迅速向平衡点附近运动, 对扰动输入的鲁棒性令人满意; 而MRABC方法由于使用了观测器对转矩扰动的进行了准确估计并进行补偿, 其转速响应没有渐近收敛到平衡点的过程, 但抗扰动能力同样令人满意. 同时, 风速变化时, 本文方法的叶尖速比图4(b)在短暂偏离最优值之后迅速向最优值运动, 相应的, 功率系数图4(c)在短暂偏离最大值之后迅速恢复到最大值, 实现了风能的最大捕获; 而MRABC方法的叶尖速比在整个风速扰动的过程中都偏离最优值, 相应的, 功率系数在整个过程中都偏离最大值. 这说明, 虽然两种方法都能满足闭环转速响应对扰动的抑制要求, 但本文方法由于实现了无静差的控制, 更能满足风力发电系统最大风能捕获的要求.

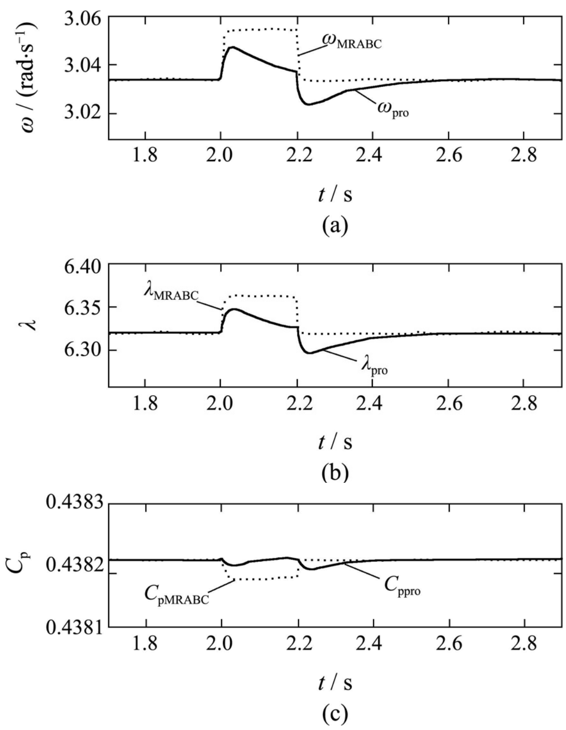


图 4 抗扰动性能

Fig. 4 Disturbance rejection performance

4.3 参数变化鲁棒性(Robustness of parameters varying)

假设L_s变为5 mH, R_s变为0.012 Ω. 图5是参数变化时PMSG的响应曲线. 可以看到, MRABC方法的转速响应(图5(a))与电流响应(图5(d))已开始偏离设定值, 同时电流响应的抖动加剧, 相应的, 叶尖速比和功率系数也开始偏离其最优值, 并且对2 s时出现的扰动的抑制能力显著降低; 而本文方法由于准确估计了电感与电阻参数变化的界, 电流响应中对参数变化的抑制明显, 响应比较平稳, 从而在参数变化时仍能保持其较好的转速跟踪的性能.

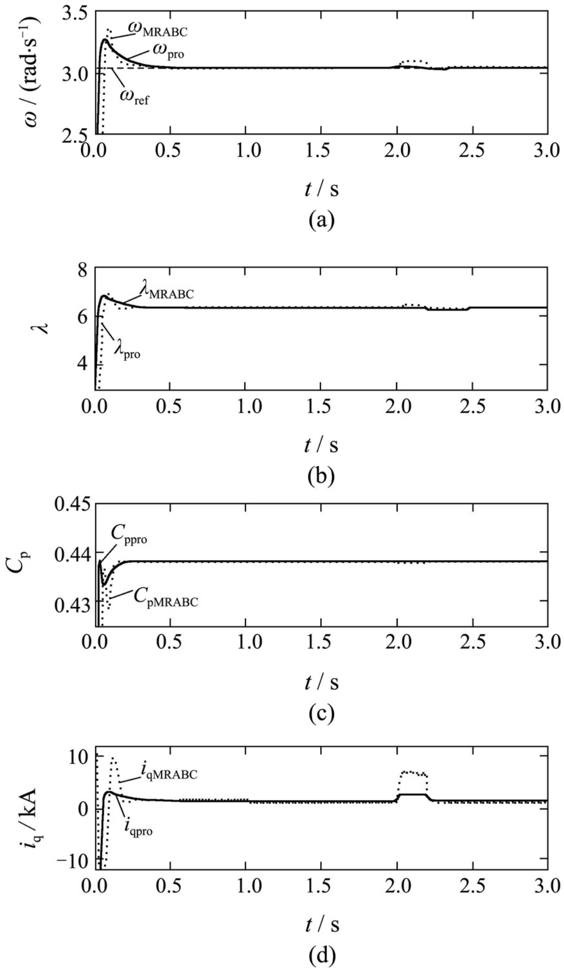


图 5 定子参数变化时的响应曲线

Fig. 5 The response curves as stator parameters varying

图6是用GH Bladed 3.72模拟的真实风输入时PMSG的响应曲线. 仿真过程中每0.25 s测量一次风速, 在此期间的风速变化可视为风速扰动. 从图6(d)的功率系数响应可以看出, 与MRABC方法相比, 本文方法的功率系数更接近于最大值, 这得益于对于参数变化, 电流响应(图6(e))的鲁棒性较强, 从而转速响应(图6(b))中对于参数变化引起的转速波动的抑制更加明显, 相应的, 叶尖速比(图6(c))与功率系数(图6(d))更接近最优值.

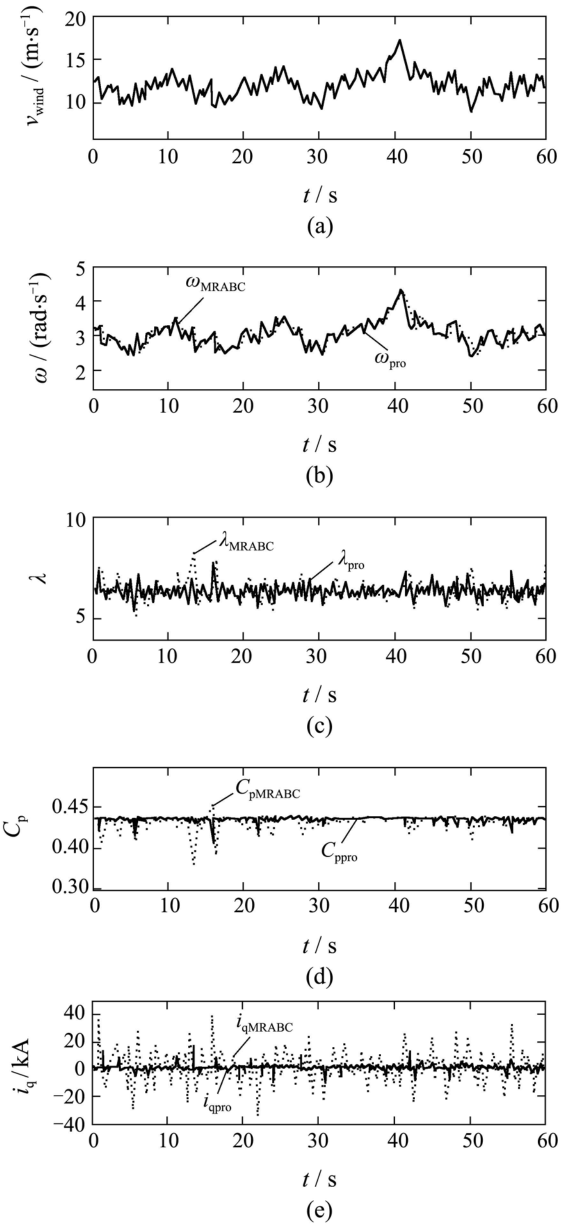


图 6 真实风作用时的响应曲线

Fig. 6 The response curves as real wind acting on

5 结论(Conclusion)

针对PMSG控制中存在的高频扰动和参数变化时传统控制方法控制效果不理想的问题, 本文提出一种基于内模原理和descriptor不确定系统模型的H∞鲁棒控制算法, 前者解决转速控制器无静差控制问题, 后者保证了参数变化时闭环系统具有较高的鲁棒性. 理论分析以及对阶跃风输入情况下的仿真结果表明, 本文算法对阶跃风输入的动态相应令人满意, 静态性能优于MRABC; 对阵风扰动以及模型参数不确定性具有较强的鲁棒性; 控制器结构要明显简单与MRABC, 易于实现.

参考文献(References):

[1] KRAUSE P C, WASYNCZUK O. *Analysis of Electric Machinery and Drive System*[M]. Piscataway: IEEE, 2002.

[2] 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 – 325.
(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]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(2): 321 – 325.)

[3] 郑剑飞, 冯勇, 陆启良. 永磁同步电机的高阶终端滑模控制方法[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 697 – 700.
(ZHENG Jianfei, FENG Yong, LU Qiliang. High-order terminal sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(6): 697 – 700.)

[4] MOHAMED Y A-R I, EL-SAADANY E F. A current control scheme with an adaptive internal model for torque ripple minimization and robust current regulation in PMSM drive systems[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23(1): 92 – 100.

[5] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(3): 341 – 345.
(ZHANG Xinghua. Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motors[J]. *Control and Decision*, 2008, 23(3): 341 – 345.)

[6] 杨金明, 吴捷, 董萍, 等. 基于无源性理论的风力机最大风能捕获控制[J]. 太阳能学报, 2003, 24(5): 724 – 728.
(YANG Jinming, WU Jie, DONG Ping, et al. Maximum wind energy capture control with passivity-based theory[J]. *Acta Energine Solaris Sinica*, 2003, 24(5): 724 – 728.)

[7] DAI J Y, XU D D, WU B. A novel control scheme for current source converter based PMSG wind energy conversion systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(4): 963– 972.

[8] 傅建国, 郭庆鼎, 唐光谱. 直线永磁同步伺服电机位置控制器H_∞鲁棒性能设计[J]. 电工技术学报, 2001, 16(3): 16 – 20.
(FU Jianguo, GUO Qingding, TANG Guangpu. H_∞ robust performance design of position controller for linear permanent magnet synchronous servo motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2001, 16(3): 16 – 20.)

[9] SHEN T L. H_∞ *Control Theory and Application*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1996.

[10] 廖勇, 何金波, 姚骏, 等. 基于变桨距和转矩动态控制的直驱永磁同步风力发电机功率平滑控制[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 71 – 77.
(LIAO Yong, HE Jinbo, YAO Jun, et al. Power smoothing control strategy of direct-driven permanent magnet synchronous generator for wind turbine with pitch angle control and torque dynamic control[J]. *Journal of Chinese Electrical Engineering Science*, 2009, 29(18): 71 – 77.)

作者简介:

祖 晖 (1980—), 男, 博士研究生, 研究方向为风力发电技术、鲁棒控制, E-mail: alex.hui.zu@gmail.com;

章国宝 (1965—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源发电技术、语音情感识别、图像处理技术等, E-mail: guobaozh@seu.edu.cn;

费树岷 (1961—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为非线性控制系统设计和综合、先进控制设计与算法、时滞系统控制分析与设计等, E-mail: smfei@seu.edu.cn;

魏自聪 (1986—), 男, 硕士研究生, 研究方向为风力发电技术, E-mail: weisir1986@126.com.