

文章编号: 1000-5013(2008)03-0331-04

永磁直线电机的 H_∞ 鲁棒控制系统设计

陈 秀, 王永初

(华侨大学 机电及自动化学院, 福建 泉州 362021)

摘要: 对矢量控制的永磁直线同步电机构成一个三环系统. 为了克服不确定性因素和各种扰动对系统的影响, 提高系统的鲁棒性能, 在速度环和电流环内设计了 H_∞ 状态反馈控制器. 将系统设计转化成 H_∞ 标准设计问题, 然后通过求解线性矩阵不等式设计 H_∞ 状态反馈控制器. 仿真结果表明, 与常规的比例积分调节比例积分调节 (PI) 控制相比较, 提出的控制策略使系统响应速度快, 对扰动抑制能力强, 对参数变化不敏感, 具有较强的鲁棒性和伺服性能.

关键词: 永磁直线电机; H_∞ 状态反馈控制器; 线性矩阵不等式; 鲁棒性

中图分类号: TM 351.012

文献标识码: A

在采用永磁直线伺服系统驱动的高速度、高精度数控机中, 由于省掉了机械传动机构, 将负载直接与永磁直线同步电机的动子相连, 消除了机械传动链所带来的不良影响. 数控机床直线伺服系统的设计要求是, 系统能够尽快消除负载扰动, 并快速准确跟踪给定指令. 然而, 采用了直线电机这种“零传动”方式以后, 系统中的不确定因素如负载扰动、参数变化、非线性、端部效应等, 将直接反应到直线电机的运动控制中, 并增加了直线电机控制上的难度. 针对这一特殊性, 本文对直线电机构成一个三环系统, 在速度环和电流环内设计了 H_∞ 状态反馈控制器.

1 控制系统的结构

1.1 永磁直线电机数学模型

在 $d-q$ 坐标系中, 假定选取电机在 $d-q$ 坐标系中的直、交轴电流 i_d, i_q , 运动部分的速度 v 和位移 y 作为状态变量, 则永磁直线电机的状态方程为^[1]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(u_d - R_d i_d + \frac{\pi}{\tau} L_{dq} v i_q), & \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(u_q - R_q i_q - \frac{\pi}{\tau} L_{dq} v i_d - \frac{\pi}{\tau} \Psi_f v), \\ \frac{dv}{dt} = \frac{1}{m} \{ \frac{3}{2} p_n \frac{\pi}{\tau} \Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} - F_L - Dv, & \frac{dy}{dt} = v. \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_d, u_q 为 d 和 q 的轴动子电压; i_d, i_q 为 d 和 q 的轴动子电流; R_d, R_q 为 d 和 q 的轴相绕组电阻; L_d, L_q 为 d, q 的轴动子电感; v 为动子移动速度, τ 为磁极中心距, p_n 为极对数, Ψ_f 为定子励磁磁链, F_L 为负载阻力, D 为与速度有关的阻尼系数, m 为包括负载在内的移动系统的质量.

对永磁直线电机采用基于电流跟踪的矢量控制技术, 即始终使直轴电流为零, $i_d = i_d^* = 0$. 于是, 电机在 $d-q$ 坐标系下的模型可简化为

$$\frac{di_q}{dt} = (-R_q i_q - K_1 v + v_q)/L_q, \quad \frac{dv}{dt} = (K_T i_q - Dv - F_L)/m. \quad (2)$$

式中, K_T 为与电机参数有关的推力系数, $K_T = \frac{3}{2} p_n \cdot \frac{\pi}{\tau} \Psi_f$, $K_1 = \frac{2}{3 p_n} K_T$. 将其转换成状态方程形式, 有

$$X^{\dot{}} = AX + BU, \quad Y = CX \quad (3)$$

收稿日期: 2007-10-08

作者简介: 陈一秀 (1966-), 女, 副教授, 主要从事机电传动与控制的研究. E-mail: cyx@hqu.edu.cn.

基金项目: 华侨大学高层次人才科研启动项目 (07BS401)

式中, X 为状态向量, $X = [i_q \quad v]^T$, $U = v_q$, $Y = v$; F_L 为扰动

项, $A = \begin{bmatrix} -R/L_q & -K_1/L_q \\ K_T/M & -D/M \end{bmatrix}$, $B = [1/L_q \quad 0]^T$, $C = [0 \quad 1]$.

图 1 为其结构框图.

1.2 直线伺服鲁棒控制系统结构

根据对象的实际特点, 提出控制系统为三环系统, 如图 2 所示. ω 为电机轴上包括负载阻力、端部效应等的外部扰动项. 外环为位置环, 用 PI 位置控制器来保证输出对位置指令的跟踪性能, 中间为速度环, 内环为电流环. 传统 PI 控制器很难同时满足跟踪和抗扰性能的要求, 而积分比例 IP 控制器在选择较高的积分增益 K_1 时, 对参考信号具有很快的响应能力, 对负载扰动亦具有较强的抑制能力^[2]. 因此, 在速度环内采用 IP 速度控制器. 为了克服参数不确定性因素和各种扰动对系统的影响, 提高系统的鲁棒性能, 在速度环和电流环内设计了 H_∞ 状态反馈控制器 $K(s)$.

2 H_∞ 状态反馈控制器的设计

如图 3 所示系统中, u 为控制输入信号, y 为观测量, ω 为干扰输入信号, z 为被控输出(或应设计需要而定义的评价信号). 由输入信号 u , ω 到输出信号 z , y 的传递函数矩阵 $G(s)$ 称为增广被控对象, 它包括实际被控对象和为了描述设计指标而设定的加权函数等, $K(s)$ 为控制器. 设传递函数矩阵 $G(s)$ 的状态空间由

$$x^{\dot{}} = Ax + B_1 \omega + B_2 u, \quad z = C_1 x + D_{11} \omega + D_{12} u, \quad y = C_2 x + D_{21} \omega + D_{22} u \tag{4}$$

给出. 针对图 3 所示的广义系统, 其状态空间实现由式(4)表示. 假定系统的状态是可以测量得到的, 要求设计一个静态状态反馈控制器为 $u = Kx$, 使得相应的闭环系统

$$x^{\dot{}} = (A + B_2 K)x + B_1 \omega, \quad z = (C_1 + D_{12} K)x + D_{11} \omega$$

是渐进稳定的, 且闭环传函 $T_{\omega z}$ 满足

$$\|T_{\omega z}\|_\infty = \|(C_1 + D_{12} K)[sI - (A + B_2 K)]^{-1} B_1 + D_{11}\|_\infty < 1.$$

具有这样性质的控制律, 称为系统(4)的一个状态反馈 H_∞ 控制律.

定理 1^[3] 若系统渐进稳定, 当 $\|T(s)\|_\infty < \gamma$ 且仅当存在一个对称正定

矩阵 P , 使得矩阵不等式
$$\begin{bmatrix} A^T P + PA & PB & C^T \\ B^T P & -I & D^T \\ C & D & -I \end{bmatrix} < 0$$
 成立.

定理 1 就是著名的有界实引理. 根据定理 1, 可以得到状态反馈 H_∞ 控制律的存在条件和设计方法.

定理 2^[3] 对系统(4), 存在一个状态反馈 H_∞ 控制器, 当且仅当存在一个对称正定矩阵 X 和矩阵 W , 使得以下的矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} AX + B_2 W + (AX + B_2 W)^T & B_1 & (C_1 X + D_{12} W)^T \\ B_1^T & I & D_{11}^T \\ C_1 X + D_{12} W & D_{11} & -I \end{bmatrix} < 0 \tag{5}$$

成立. 进而, 如果矩阵不等式(5)存在一个可行解 X^* , W^* , 则 $u = W^* (X^*)^{-1} x$ 是系统(4)的一个状态反馈 H_∞ 控制器. 进一步, 通过建立和求解的优化问题为 $\min \rho$, 其约束条件为

$$\begin{bmatrix} AX + B_2 W + (AX + B_2 W)^T & B_1 & (C_1 X + D_{12} W)^T \\ B_1^T & I & D_{11}^T \\ C_1 X + D_{12} W & D_{11} & -\rho I \end{bmatrix} < 0, \quad X > 0 \tag{6}$$

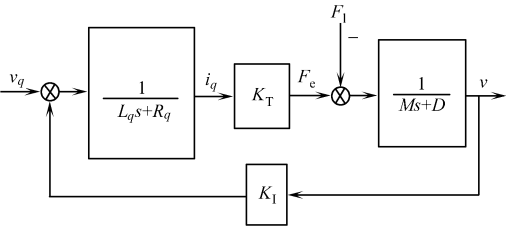


图 1 简化动态结构框图

Fig. 1 Simplified dynamic structure block diagram

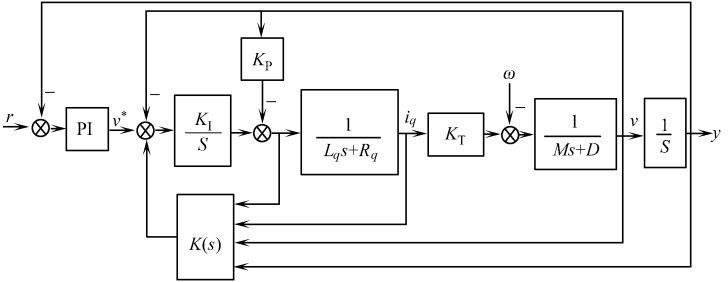


图 2 鲁棒控制系统结构图

Fig. 2 Structure diagram of the robust control system

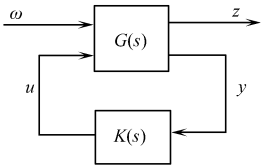


图 3 H_∞ 标准设计问题
Fig. 3 Standard H_∞ design problem

若该优化问题有解, 则结合定理 2 可得到系统(4)的最优 H_∞ 控制器, 相应的最小扰动抑制度是 $\sqrt{\rho^{(3)}}$.

3 广义系统结构框图

H_∞ 状态反馈控制器的作用是, 补偿外部扰动及系统不确定性等对系统的影响, 以保证系统的鲁棒性能. 为把 H_∞ 状态反馈控制器设计问题归结为 H_∞ 标准设计问题, 可根据图 2 画出广义系统的框图如图 4 所示. 图 4 中, u 为 H_∞ 状态反馈控制器的输出控制信号, ω 为外部扰动输入项, z 为评价信号, C_1 ,

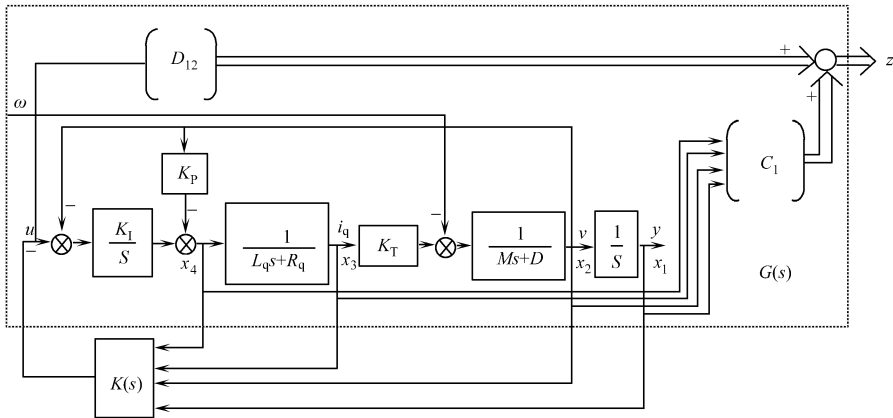


图 4 广义系统框图

Fig. 4 Structure diagram of the general system

D_{12} 分别为状态变量和控制量的加权矩阵; $G(s)$ 为增广被控对象, 它包括实际被控对象和为了描述设计指标而设定的加权函数等. 因此, 增广被控对象的状态空间实现为

$$\dot{x}^e = AX + B_1 \omega + B_2 u, \quad z = C_1 x + D_{12} u. \tag{7}$$

式(7)中, $x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{M} & \frac{K_T}{M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_q}{L_q} & \frac{1}{L_q} \\ 0 & \frac{DK_P}{M} - K_1 & -\frac{K_T K_P}{M} & 0 \end{bmatrix}$, $D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ r_1 \end{bmatrix}$, $B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{M} \\ 0 \\ \frac{K_P}{M} \end{bmatrix}$, $B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ K_1 \end{bmatrix}$, $C_1 = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$.

4 H_∞ 控制器的设计和系统仿真

将直线永磁同步伺服电机的电流环考虑在内, 其被控对象选为二阶模型, 它的标称数学模型为

$$P_0(s) = K_T / [(ms + D)(L_q s + R_q)].$$

选一直线电机进行仿真试验, 其参数为 $m_e = 25 \text{ kg}$, $D_e = 1.2 \text{ N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$, $K_{T,e} = 25 \text{ N} \cdot \text{A}^{-1}$, $L_q = 18.74 \text{ mH}$, $R_q = 1.2 \text{ } \Omega$, $F_{L,e} = 200 \text{ N}$ (下脚标 e 表示额定值). 根据直线电机的实际参数, 按小惯性环节的近似处理方法, 直线电机的标称数学模型可简化为^[4]

$$P_0(s) = [K_T / D \cdot R_q] / [(M - D + L_q / R_q)s + 1].$$

为了保证有较好的跟踪性能和抗扰性能, 位置环应按典型 ② 型系统设计 PI 调节器^[4]: $G_e(s) = 42.33 + 271.33/s$. 选择 IP 速度控制器的参数^[5] $K_1 = 200$, $K_P = 50$. 增广对象状态方程中, 取 $q_1 = q_2 = 10$, $r_1 = 1$. 根据定理 2, 通过建立和求解式(4)的优化问题. 利用 Matlab LMI 工具箱 mincx 求解器, 可得 H_∞ 状态反馈控制矩阵为 $K = [-7.370 \text{ } 1, -7.131 \text{ } 9, -0.069 \text{ } 0, -0.074 \text{ } 8]$.

对电机在两种最恶劣的情况下作了仿真分析,如图 5 所示. 图 5(a) 为系统空载启动后($t=2\text{ s}$), 控制回路突加 200 N 的负载阶跃扰动情况下, 输出轴对阶跃位置指令的位置输出响应. 图 5(b) 为系统满载启动($t=2\text{ s}$) 时, 突然卸载情况下的输出响应曲线. 为了便于比较, 同时作出系统采用常规的 PI 控制时, 在上述两种情况下的位置响应曲线. 为考察参数变化时系统的鲁棒性, 分别作出当电机定子质量 m 和粘滞阻尼系数 K 增大或减小 30% 时, 电机空载启动后突加载荷的输出响应曲线, 如图 5(c) 所示.

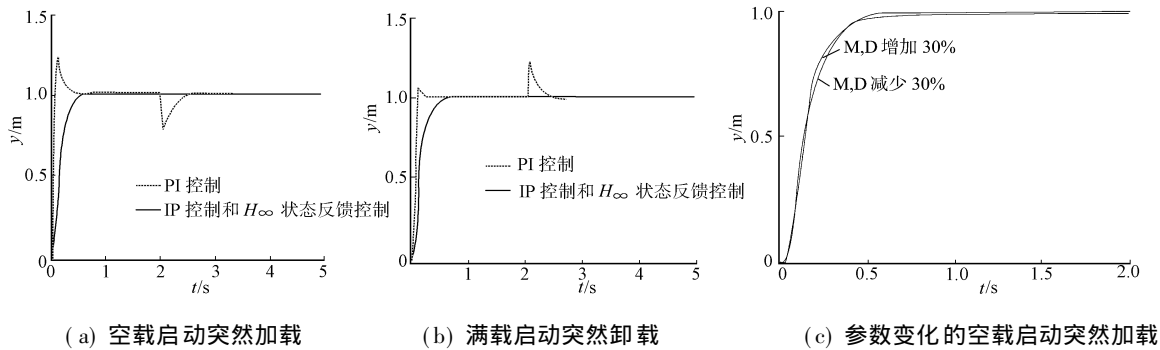


图 5 系统的位置响应曲线

Fig. 5 Position response curves of the system

5 结束语

本文在永磁直线电机的速度环和电流环内, 采用 IP 速度控制器和 H_∞ 状态反馈控制器, 并用 PID 位置控制器控制输出响应. 仿真结果表明, 与常规的 PI 控制相比较, 该提出的控制策略响应速度快, 受扰动作用时输出变化小, 恢复快, 对参数变化不敏感, 具有优越的鲁棒性和伺服性能.

参考文献:

[1] 陈渊睿. 永磁直线电机的鲁棒滤波与控制[D]. 广州: 华南理工大学, 2002.
[2] 郭庆鼎, 周悦, 郭威. 高精度永磁直线同步电动机伺服系统鲁棒位置控制器的设计[J]. 电机与控制学报, 1998, 2(4): 208-212.
[3] 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.
[4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
[5] 周悦, 郭威, 郭庆鼎. 永磁直线同步电动机伺服系统位置控制器的设计[J]. 沈阳建筑工程学院学报, 1998, 14(4): 321-326.

Design of H_∞ Robust Control System of Permanent Magnet Linear Motor

CHEN Yixiu, WANG Yong-chu

(College of Mechanical Engineering and Automation, Huaqiao University, Quanzhou 362021, China)

Abstract: A three-loop system is constructed for a vector control permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM). In the speed-loop and current-loop, a H_∞ state feedback controller is designed for high robustness to restrain disturbance and uncertainties. First, the system is converted into a standard H_∞ control system. Then the H_∞ state feedback controller is achieved by solving linear matrix inequality. The simulation results show that compared with the conventional method, the linear servo system with this controller can satisfy strong robustness for restraint disturbance and uncertainties and good performance of rapid tracking of input signal.

Keywords: permanent magnet linear motor; H_∞ state feedback controller; linear matrix inequality; robustness

(责任编辑: 陈志贤 英文审校: 郑亚青)