

带扰动补偿的永磁同步电机鲁棒 H_∞ 控制

洪俊杰, 赵明郎*, 严柏平, 黄龙蛰, 俞炳荣, 贺奕龙
(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

Robust H_∞ Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Disturbance Compensation

HONG Junjie, ZHAO Minglang*, YAN Boping, HUANG Longzhe, YU Bingrong, HE Yilong
(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In order to improve the anti-interference ability of permanent magnet synchronous motor speed control system, a robust H_∞ control method is proposed. Firstly, according to the principle of robust H_∞ control, the design method of permanent magnet synchronous motor speed control is proposed, and the solution method is introduced. The tracking performance, disturbance suppression, output limitation and model uncertainty are considered when designing the weighting function. The influence of the performance weighting function on the dynamic performance is illustrated in detail by means of the Bode diagram, and the design method of the weighting function is given. Then, in order to further improve the disturbance rejection of the system by considering the parameter uncertainty and unmodeled dynamics, the disturbance is observed as a feedforward compensation through the Luenberger observer and feed back into the speed controller to accelerate the dynamic response and enhance the disturbance rejection. Finally, the traditional proportional-integral controller, H_∞ speed controller, and the proposed composite speed controller are compared by experiments, and the effectiveness of the proposed speed controller are verified by the experimental results.

Key words: permanent magnet synchronous motor; robust H_∞ control; feedforward compensation; weighting function

摘要: 为了提高永磁同步电机调速系统的抗干扰能力, 提出了一种鲁棒 H_∞ 控制方法。首先, 根据鲁棒 H_∞ 控制原理, 提出了永磁同步电机 H_∞ 速度控制设计方法, 并介绍了求解方法。设计加权函数时考虑了跟踪性能、干扰抑制、输出限制和模型不确定性。通过伯德图详细说明了性能加权函数对动态性能的影响, 并给出了加权函数的设计方法。然后, 在考虑参数不确定性和未建模动态的情况下, 为进一步提高系统的抗干扰能力, 通过 Luenberger 扰动观测器将扰动作为前馈补偿观测, 并将其

反馈到速度控制器中, 以加速动态响应, 增强对扰动的抑制能力。最后, 通过试验对比了传统比例积分控制器、 H_∞ 速度控制器和所提的复合速度控制器, 试验结果验证了所提复合速度控制器的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 鲁棒 H_∞ 控制; 前馈补偿; 加权函数

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以其高功率密度、高效率和高可靠性等优点, 被广泛应用于航空航天、机器人和车辆等工业领域^[1-3]。尽管 PMSM 有许多优点, 但其是一个多变量、强耦合、时变非线性的复杂对象, 并且会受到各种干扰和不确定性的影响^[4]。传统比例积分 (Proportional Integral, PI) 速度控制器是单自由度控制器, 要想系统快速响应, 难免会出现超调量, 且抗干扰性能较差。

为了实现高精度跟踪性能与抗扰动能力, 人们针对 PMSM 提出了许多先进的控制算法。例如, 模型预测控制 (Mode Predictive Control, MPC)^[5-7]、滑模控制 (Sliding Mode Control, SMC)^[8-10] 和自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC)^[11-13] 等。针对 PI 控制存在超调的问题, 文献[14]提出了一种积分比例 (Integral Proportional, IP) 控制器, 在给定相同参考速度下, IP 速度控制器可以有效抑制超调。分析发现 IP 控制的抗干扰性能与 PI 控制一致, 并且会降低对时变信号的跟踪能力。SMC 具有优越的跟踪性能和鲁棒性, 但难以确定扰动上界, 其鲁棒性通常是通过使用较大的切换增益来实现,

这会引起抖振现象^[10]。ADRC 核心思想是将内部不确定性和外部扰动视为广义扰动,并通过扩展状态观测器(Extended State Observer, ESO)进行实时估计,以快速补偿扰动。但因其非线性特性,该控制器的设计和分析相当复杂。文献[15]提出了线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Control, LADRC),将控制的参数减小到两个,这大大方便了参数调优。

鲁棒 H_∞ 控制具有对系统参数变化和外部干扰的低灵敏度和无稳态误差的鲁棒跟踪特性,因此被广泛应用于各种控制器的设计^[16]。文献[17]采用二自由度结构,设计了 H_∞ 扰动观测器(Disturbance Observer, DOB),并将估计的变量作为新的输入,应用于 H_∞ 反馈控制器,整个系统基于闭环设计,提高了系统的鲁棒性。文献[18]将 H_∞ 控制与小波神经网络结合应用于 PMSM 伺服系统,既保证了系统的鲁棒性,又克服了伺服驱动的不确定性。

本文提出了一种 H_∞ 控制方法,首先综合了广义被控对象,然后设计加权函数,给出了控制器的求解方法。为进一步提高 H_∞ 控制方法的抗干扰性能,在 H_∞ 反馈部分的基础上,在控制器中引入前馈扰动补偿部分。基于此,提出了一种 Luenberger 扰动观测器与鲁棒 H_∞ 速度控制器相结合的复合控制方案,试验验证了本文所提方法的有效性。

1 数学模型

本文采用表贴式永磁同步电机,其在 $d-q$ 同步旋转坐标系下的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为定子电压 d, q 的轴分量; i_d, i_q 分别为定子电流 d, q 的轴分量; L_d, L_q 分别为定子电感 d, q 的轴分量; R 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p i_q \psi_f = K_t i_q \quad (2)$$

式中: n_p 为电机极对数; K_t 为转矩常数,且

$$K_t = \frac{3}{2} n_p \psi_f$$

永磁同步电机运动方程可写为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = K_t i_q - T_L - B \omega_m \quad (3)$$

式中: J 为电机的转动惯量; ω_m 为转子机械角速度; T_L 为负载转矩; B 为粘滞摩擦系数。

采用 $i_d^* = 0$ 控制,电流环的闭环传递函数可采用零极点对消法,表示为

$$G_c(s) = \frac{\omega_{bc}}{s + \omega_{bc}} \quad (4)$$

式中: ω_{bc} 为电流环的带宽。

因此可以得到完全解耦控制后系统的控制框图,如图 1 所示。

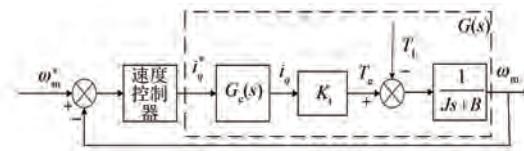


图 1 系统控制框图

Fig. 1 System control block diagram

被控对象 $G(s)$ 的状态空间形式可由式(5)实现:

$$\begin{cases} \dot{x}_g = A_g x_g + B_{1g} u_g + B_{2g} d \\ y_g = C_g x_g + D_g u_g \end{cases} \quad (5)$$

式中:状态变量 $x_g = [\omega_m, i_q]^T$;控制输入 $u_g = i_q^*$;扰动 $d = T_L$;输出 $y_g = \omega_m$ 。则状态空间可表示为

$$G(s) = \begin{bmatrix} A_g & B_{1g} & B_{2g} \\ C_g & D_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b & \frac{K_t}{J} & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & -\omega_{bc} & \omega_{bc} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

考虑从输入 u_g 到输出 y_g 的传递矩阵为 $G_{y_g u_g}$,该矩阵将用于下文中广义对象和加权函数的设计。可通过线性分式变换得到矩阵 $G_{y_g u_g}$:

$$G_{y_g u_g}(s) = \begin{bmatrix} A_g & B_{1g} \\ C_g & D_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b & \frac{K_t}{J} & \frac{-1}{J} \\ 0 & -\omega_{bc} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

2 速度控制器设计

2.1 鲁棒 H_∞ 控制原理

想要得到永磁同步电机 H_∞ 速度控制器,首

先需要将PMSM控制问题转换为如图2所示的标准 H_∞ 控制问题。

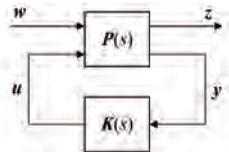


图2 标准 H_∞ 控制框图

Fig. 2 Standard H_∞ control block diagram

图2中: w 为系统外部输入,包含参考输入、干扰和噪声等; z 为评价输出,是评价控制性能及模型摄动的输出信号; u 为控制输入,是控制器的输出、被控对象的输入; y 为量测输出、传感器测的输出或跟踪误差等。由输入信号 w 、 u 到输出信号 z 、 y 的传递函数 $P(s)$ 称为广义被控对象。

值得注意的是,广义被控对象不但包括被控对象还包括为了描述设计指标而设定的加权函数等, $K(s)$ 为待求的控制器。

广义被控对象和控制器的输入、输出关系分别为

$$\begin{bmatrix} z(s) \\ y(s) \end{bmatrix} = P(s) \begin{bmatrix} w(s) \\ u(s) \end{bmatrix}$$

$$u(s) = K(s)y(s) \quad (8)$$

H_∞ 鲁棒控制的思想是求解控制器 $K(s)$,使得闭环系统稳定且外部输入 w 对期望输出 z 的影响最小,即 $\|G_{zw}(s)\|_\infty < \gamma$ 。式中: $G_{zw}(s)$ 为 w 到 z 的传递函数; γ 为给定常数。

2.2 鲁棒 H_∞ 控制器设计

为了构建 H_∞ 控制结构,基于图2中标准 H_∞ 控制结构,考虑加权函数的永磁同步电机 H_∞ 广义反馈系统,如图3所示:

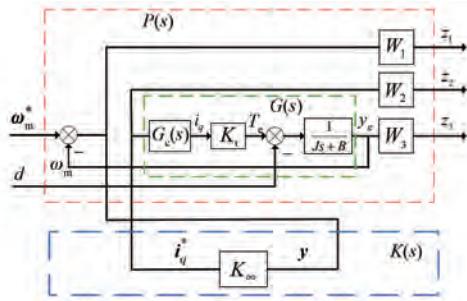


图3 广义反馈系统

Fig. 3 Generalized feedback system

图中:外部输入 $w = [\omega_m^*, d]^T$;评价输出 $z = [z_1, z_2, z_3]^T$;量测输出 $y = e$,其中 e 是参考输入与

洪俊杰,等:带扰动补偿的永磁同步电机鲁棒 H_∞ 控制

输出之间的误差;控制输入 $u = i_q^*$ 。外部输入 w 到评价输出 z 的传递函数 $G_{zw}(s)$ 表示为

$$G_{ew}W_1(s)$$

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty = \|G_{uw}W_2(s)\|_\infty < \gamma \quad (9)$$

$$G_{y_g u_g}W_3(s)$$

式中: $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ 、 $W_3(s)$ 为加权函数。其中, $W_1(s)$ 与跟踪性能和抗干扰能力有关, $W_2(s)$ 与控制输入饱和度有关, $W_3(s)$ 是摄动界函数,加权函数的详细给定方法将在下节中给出。

假设加权函数的 $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ 、 $W_3(s)$ 状态空间方程给定如下:

$$W_1(s) : \begin{cases} \dot{x}_1 = A_{W1}x_1 + B_{W1}e \\ y = C_{W1}x_1 + D_{W1}e \end{cases}$$

$$W_2(s) : \begin{cases} \dot{x}_2 = A_{W2}x_2 + B_{W2}u \\ y = C_{W2}x_2 + D_{W2}u \end{cases}$$

$$W_3(s) : \begin{cases} \dot{x}_3 = A_{W3}x_3 + B_{W3}y_g \\ y = C_{W3}x_3 + D_{W3}y_g \end{cases} \quad (10)$$

广义被控对象 $P(s)$ 的状态空间实现可由式(11)给出:

$$\dot{x} = Ax + B_1w + B_2u$$

$$z = C_1x + D_{11}w + D_{12}u$$

$$y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \quad (11)$$

式中:状态变量 $x = [x_g, x_1, x_2, x_3]^T$;外部输入 $w = [\omega_m^*, d]^T$;控制输入 $u = i_q^*$;量测输出 $y = e$ 。则广义被控对象 $P(s)$ 可表示为

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{其中: } A = \begin{bmatrix} -b & K_l & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-b}{J} & \frac{K_l}{J} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{bc} & 0 & 0 & 0 \\ -B_{W1} & 0 & A_{W1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{W2} & 0 \\ B_{W3} & 0 & 0 & 0 & A_{W3} \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \\ B_{W1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{bc} \\ 0 \\ B_{W2} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} C_1 &= \begin{bmatrix} -D_{w1} & 0 & C_{w1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{w2} & 0 \\ D_{w3} & 0 & 0 & 0 & C_{w3} \end{bmatrix}, \\ C_2 &= [-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \\ D_{11} &= \begin{bmatrix} D_{w1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ D_{w2} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ D_{21} &= [1 \ 0], \quad D_{22} = 0 \end{aligned}$$

求得广义被控对象之后, 可通过线性矩阵不等式方法推导出解的存在并求解。

3 加权函数设计

3.1 加权函数 $W_1(s)$

加权函数 $W_1(s)$ 是性能加权函数, 表示的是从输入 w 到误差 e 的评价, 因此其设计直接影响系统的跟踪性能和抗扰动能力。

为提高系统的跟踪精度和抗干扰能力, $W_1(s)$ 在低频段的增益应大于指令误差比例系数和干扰抑制比例系数^[19]。因此将加权函数 $W_1(s)$ 设计为低通滤波器的形式, 让其在低频段具有较高增益, 在高频段放宽对其限制。本文的加权函数 $W_1(s)$ 结构如下:

$$W_3(s) = \frac{s + \frac{\omega_1}{m_1}}{a_1 s + \omega_1} \quad (13)$$

式中: ω_1 、 m_1 、 a_1 分别为影响 $W_1(s)$ 的剪切频率、高频增益、低频增益。

根据图 1, 可得输入 ω_m^* 到输出 ω_m 的传递函数 $\Phi_\omega(s)$ 与扰动 d 到输出 ω_m 的传递函数 $\Phi_d(s)$, 如式(14)和式(15)所示:

$$\Phi_\omega(s) = \frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{KG_c K_t G_p}{1 + KG_c K_t G_p} \quad (14)$$

$$\Phi_d(s) = \frac{\omega_m}{d} = \frac{G_p}{1 + KG_c K_t G_p} \quad (15)$$

其中:

$$G_p = \frac{1}{Js + B} \quad (16)$$

为了分析加权函数 $W_1(s)$ 对系统的影响, 固定 $W_2(s) = 0$, 选择不同的 ω_1 、 m_1 、 a_1 求解出控制器 K , 得到 $\Phi_\omega(s)$ 与 $\Phi_d(s)$, 观察其伯德图变化。值得说明的是, 分析参数变化时选择了大量参数,

文中仅选取了三组参数变化, 但其反映了一般规律。

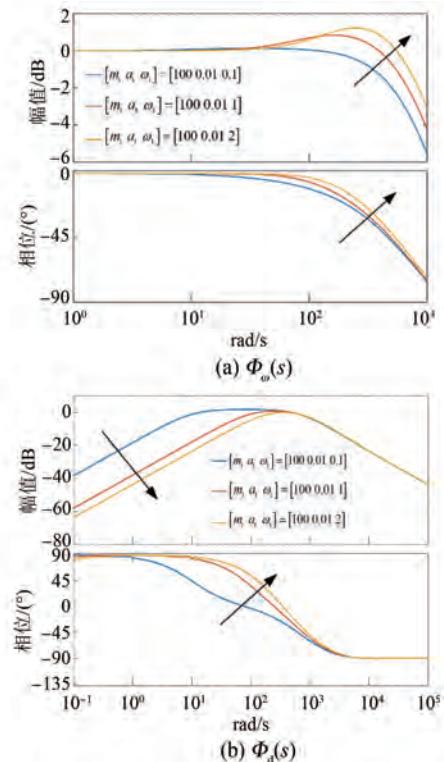


图 4 $\Phi_\omega(s)$ 与 $\Phi_d(s)$ 随着 ω_1 增加的伯德图

Fig. 4 Bode diagrams of the $\Phi_\omega(s)$ and $\Phi_d(s)$ as ω_1 increases

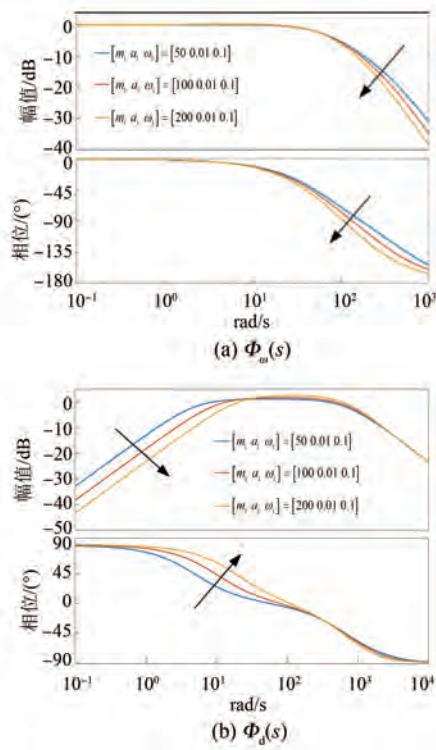
从图 4(a)可以看出随着 ω_1 的增加传递函数 Φ_ω 的带宽逐渐增加, 表明动态性能有所提高, 但在截止频率附近系统的增益大于 0, 表明 ω_1 的增加会引起系统超调。

从图 4(b)、图 5(b)可以看出传递函数 Φ_d 低中频段增益不断减小, 表明随着 ω_1 、 m_1 的增加, 系统的抗干扰性能不断增强。

从图 5(a)可以看出闭环系统的带宽随着 m_1 的增加而减小, 然而变化幅度较小, 表明 m_1 与系统的动态响应有关, 但影响较小。

从图 6(a)可以看出, 尽管 a_1 不断增加, 但系统传递函数 Φ_ω 的伯德图基本重合, 带宽基本保持不变。表明 a_1 的影响主要集中在低频区, 和系统跟踪的稳态精度相关, a_1 越小对应的稳态精度越高。不过在图 6(b)中可以看出 a_1 的增加反而会降低系统的抗干扰能力。

综上, 在 $W_1(s)$ 的三个参数中, ω_1 与闭环系统带宽呈正相关, 且过大的 ω_1 会引起系统超调;

图 5 $\Phi_ω(s)$ 与 $\Phi_d(s)$ 随着 m_1 增加的伯德图Fig. 5 Bode diagrams of the $\Phi_ω(s)$ and $\Phi_d(s)$ as m_1 increases

m_1 在一定范围影响闭环带宽,抗干扰能力与 m_1 正相关; a_1 主要影响稳态跟踪精度,对带宽等动态性能影响较小,对整体的影响也因系统闭环的作用而被削弱。本文中综合考虑参数对系统性能的影响,选取参数 $ω_1 = 0.09$ 、 $m_1 = 120$ 、 $a_1 = 0.1$ 。

3.2 加权函数 $W_2(s)$

$W_2(s)$ 是对系统控制输入 u 的量测,可以限制控制量 u 的大小,使其保持在系统允许的范围内,防止系统在实际工作过程中产生严重的饱和现象以及因控制量过大而造成的执行器的损害。本文中, $W_2(s)$ 选为 0.001,因其为常数,故控制器的阶数减少一阶。

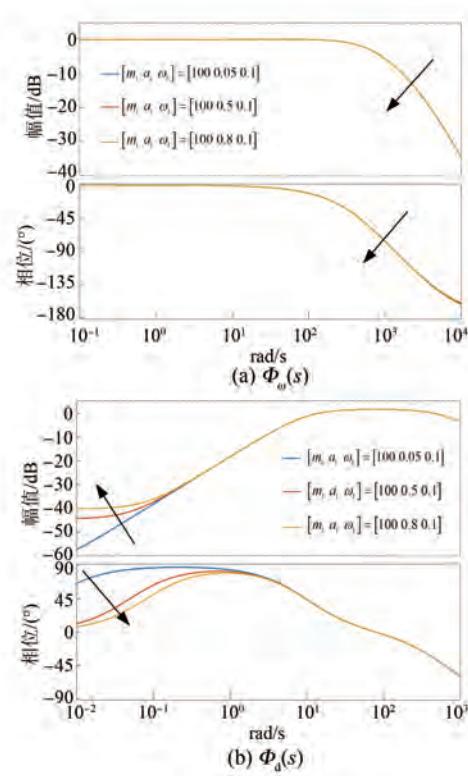
3.3 加权函数 $W_3(s)$

$W_3(s)$ 表示乘性摄动的范数界,反应鲁棒稳定性的要求,即高频特性要求。具有不确定的被控对象的模型如下:

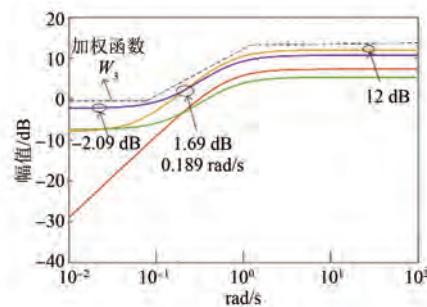
$$G(s) = G_0(1 + Δ) \quad (17)$$

式中: $Δ$ 为乘法不确定性; $G_0(s)$ 为标称模型。

为了确定加权函数 $W_3(s)$,首先要表示出实际控制对象 $G(s)$ 和标称模型 $G_0(s)$ 之间的相对误

图 6 $\Phi_ω(s)$ 与 $\Phi_d(s)$ 随着 a_1 增加的伯德图Fig. 6 Bode diagrams of the $\Phi_ω(s)$ and $\Phi_d(s)$ as a_1 increases

差。其相对误差为 $|1 - \frac{G(s)}{G_0(s)}|$,然后做出其伯德图,让 $W_3(s)$ 覆盖。为尽可能的表示出所有的不确定性,这里将电机可能变化的参数考虑在内。值得注意的是 $W_3(s)$ 一旦选定,设计过程中不再改变。图 7 所示为乘法摄动加权函数幅频特性曲线图。

图 7 $W_3(s)$ 幅频特性曲线Fig. 7 $W_3(s)$ amplitude-frequency characteristic curves

本文的加权函数 $W_3(s)$ 为一阶结构,形式如下:

$$W_3(s) = \frac{s + \frac{\omega_3}{m_3}}{a_3 s + \omega_3} \quad (18)$$

式中: ω_3 、 $\frac{1}{m_3}$ 、 $\frac{1}{a_3}$ 分别为传递函数 $W_3(s)$ 的剪切频率、低频增益、高频增益。因此只需要对三个点作比较来约束 $W_3(s)$ 的参数: 在低频段的增益 $\frac{1}{m_3}$ 应大于 -2.09 dB; 在高频段的增益 $\frac{1}{a_3}$ 应大于 12 dB; 在频率为 0.189 rad/s 时增益应大于 1.69 dB。限制条件如下:

$$\begin{aligned} 20\lg \frac{1}{m_3} &> -2.09 \\ 20\lg \frac{1}{a_3} &> 12 \\ 20\lg \left[\sqrt{\frac{0.189^2 + \left(\frac{\omega_3}{m_3}\right)^2}{(0.189a_3)^2 + \omega_3^2}} \right] &> 1.69 \end{aligned} \quad (19)$$

经计算选取参数 $m_3 = 1.15$ 、 $a_3 = 0.22$ 、 $\omega_3 = 0.16$ 。

4 扰动观测器设计

为了进一步提高调速系统的抗干扰性能, 可采用如图 8 所示的前馈补偿。假设前馈系数为 K_f , 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d} = d$, 则理论上能完全消除外部扰动对系统的不利影响。

在实际中, 系统会存在时延环节以及观测到的扰动不可能与真实扰动实时相等。因此, 前馈补偿不可能完全消除扰动对系统的不利影响, 但能尽量减少扰动带来的影响。

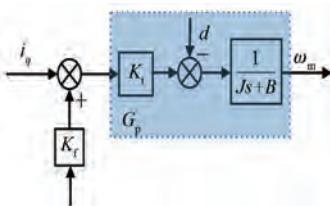


图 8 前馈补偿框图

Fig. 8 Block diagram of feedforward compensation

总扰动观测值 \hat{d} 可通过构建 Luenberger 观测器来获取。通常在数字控制系统中, 采样周期非常小, 可认为在一个采样周期内, 扰动的变化率为

零, 即 $\dot{d}=0$ 。将 d 与 ω_m 作为新的状态变量, 构建出如下的状态空间方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{d} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{J} & -\frac{b}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{J} \end{bmatrix} i_q$$

$$y = [0 \ 1] \begin{bmatrix} d \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (20)$$

Luenberger 状态观测器形式如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = Ax + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cx \end{cases} \quad (21)$$

基于 Luenberger 观测器, 扰动观测器构建如下:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{d}} \\ \dot{\hat{\omega}}_m \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{J} & -\frac{b}{J} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{J} \end{bmatrix}}_B i_q +$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix}}_L [\omega_m - \hat{\omega}_m]$$

$$\hat{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} \quad (22)$$

定义状态误差为

$$[\tilde{d} \ \tilde{\omega}_m]^T = [\hat{d} - d \ \hat{\omega}_m - \omega_m]^T \quad (23)$$

由此可得估计误差:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{d}} \\ \dot{\tilde{\omega}}_m \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -L_1 \\ -\frac{1}{J} & -\frac{b}{J} - L_2 \end{bmatrix}}_{A-LC} \begin{bmatrix} \tilde{d} \\ \tilde{\omega}_m \end{bmatrix} \quad (24)$$

从式(23)可以看出, 若 $A-LC$ 的特征值均具有负实部, 则 \tilde{d} 将渐进衰减至 0, 观测的扰动 \hat{d} 将渐进的逼近 d 。

$A-LC$ 的特征值可表示为

$$f(\lambda) = |\lambda I - (A - LC)| = \lambda^2 + \left(L_2 + \frac{b}{J}\right)\lambda - \frac{L_1}{J}$$

$$(25)$$

假设期望的极点为 $\lambda_1 = \lambda_2 = -\alpha$, 根据待定系数法, 对比 $f(\lambda)$ 可得到观测器参数 L_1 、 L_2 如下:

$$\begin{cases} L_1 = -J\alpha^2 \\ L_2 = 2\alpha - \frac{b}{J} \end{cases} \quad (26)$$

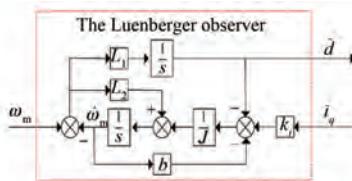


图 9 扰动观测器

Fig. 9 Disturbance observer

最后, 将鲁棒 H_∞ 速度控制器同扰动观测器结合起来, 得到图 10 所示的复合速度控制器。

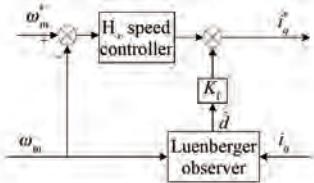


图 10 复合速度控制器

Fig. 10 Composite speed controller

5 试验验证

在以 dSPACE1103 为控制核心的平台上进行试验。试验平台如图 11 所示, 主要由表贴式永磁同步电机、磁滞制动器、扭矩传感器和驱动电路板组成。

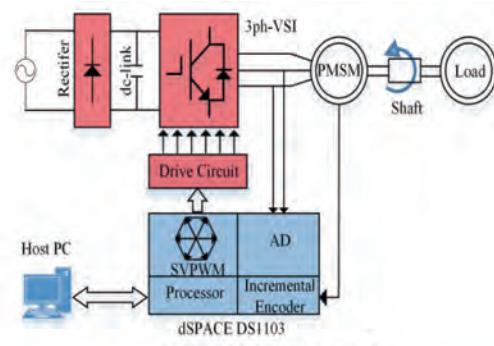
值得说明的是, dSPACE 自带的上位机软件 Control Desk 能实现在线调参、读取数据和记录波形等功能。

采用 $i_d^* = 0$ 的矢量控制, 电流内环采用 PI 控制器。结合文献 [20] 所提出的参数整定, 选择 $K_p = 1.5$ 、 $K_i = 50$, 电流环带宽设置为 400 Hz。此外, 直流侧电压设置为 150 V, 电流采样频率以及 PWM 的开关频率都为 10 kHz, 逆变器的死区时间设置为 5 μ s。电机参数如表 1 所示。

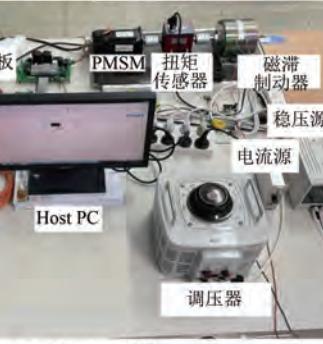
表 1 PMSM 参数

Tab. 1 PMSM parameters

参数名称	参数值
额定功率/W	750
额定电流/A	4.2
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
额定转矩/(N·m)	2.4
定子电阻/ Ω	0.901
定子电感/mH	6.552
极对数/ n_p	4
转动惯量/(kg·m ²)	0.000 153
转矩常数/(N·m A ⁻¹)	0.60
粘滞摩擦因数/(N·m ⁻¹ ·rad ⁻¹ ·s ⁻¹)	0.001



(a) 试验设备的控制框图



(b) 试验现场图

图 11 PMSM 试验平台

Fig. 11 PMSM experimental platform

5.1 阶跃响应对比

阶跃响应工况在负载保持在半载情况下进行, 即负载转矩 $T_L = 1.2 \text{ N}\cdot\text{m}$, 参考转速在 0.1 s 时从 500 rpm 阶跃到 1 000 rpm。对比速度控制器有三种, 分别为 PI、 H_∞ 和 $H_\infty + \text{DOB}$, 其中 $H_\infty + \text{DOB}$ 为本文所提出的复合速度控制器。

从图 12 可以看出 PI 控制存在明显速度超调, 超调量约 120 rpm, 需要 2.8 s 左右才能收敛到参考转速。单一 H_∞ 控制存在约 30 rpm 的转速超调, 恢复时间约为 0.12 s。同 PI 控制器、单一 H_∞ 控制相比, $H_\infty + \text{DOB}$ 控制超调量更小, 约为 10 rpm; 恢复时间更短, 约为 0.08 s。并且 $H_\infty + \text{DOB}$ 控制的 i_q 峰值电流较小, 控制器的饱和程度较低。因此, 其响应速度快, 收敛时间短, 这说明引入扰动观测器能提高系统的动态响应。

5.2 时变信号跟踪能力对比

保持负载转矩为半载, 采用了两种不同幅值以及频率的正弦型指令信号来验证速度控制器对时变信号的跟踪能力。

从图 13(a) 可以看出, 当指令信号为 $500 + 50\sin(10\pi t)$ 时, 两组速度控制器都有不错的跟踪

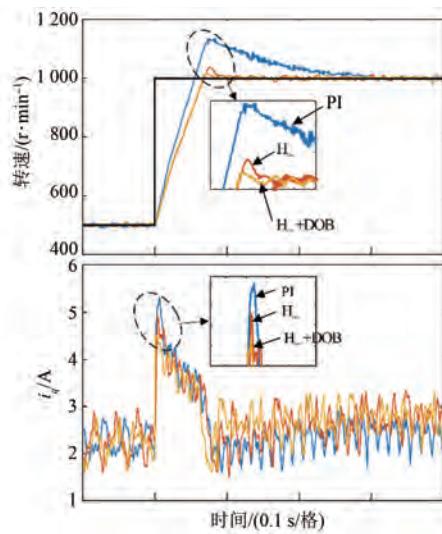


图 12 不速度控制器下的阶跃响应

Fig. 12 The step responses under different speed controllers

效果,相位均没有出现明显偏差。PI 速度控制器转速误差在 20 rpm 左右,而所提的复合速度控制器转速误差在 10 rpm 左右。

从图 13(b)可以看出,当指令信号为 $500 + 100\sin(20\pi t)$ 时,PI 速度控制器出现明显的跟踪误差,转速误差约为 40 rpm,且相位出现明显滞后;而所提的速度控制器能保持良好的跟踪精度,转速误差约为 20 rpm。

5.3 干扰抑制对比

为了比较不同速度控制器对干扰的抑制能力,本组试验工况为:保持转速为 600 rpm,通过磁滞制动器突加负载然后再卸载。图 14 与图 15 分别为不同速度控制器下的半载响应与全载响应,通过对比可以发现,在负载转矩突变时,PI 控制器的转速波动以及恢复时间最长,抗干扰能力较弱,而 H_∞ 控制器则具有良好的抗干扰性能。

对于本文所提的复合速度控制器,不论是转速波动还是对扰动突变的抑制能力均优于 PI 速度控制器与 H_∞ 速度控制器。

表 2 反映了不同速度控制器的性能指标,可以看出 $H_\infty + \text{DOB}$ 方法的性能优势更加明显。

6 结语

本文根据 H_∞ 控制原理建立了永磁同步电机 H_∞ 控制数学模型,提出了一种用于永磁同步电机驱动系统的复合速度控制器,并在 dSPACE 半实

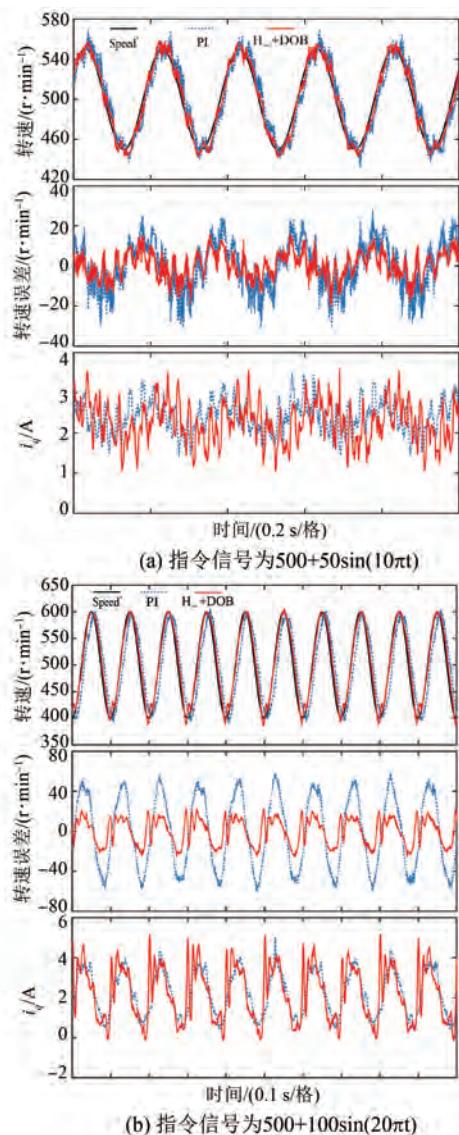


图 13 时变信号跟踪能力对比图

Fig. 13 Comparison of time-varying signal tracking capability

表 2 性能指标比较

Tab. 2 Comparison of performance indicators

负载 转矩	速度控 制器	加载		卸载	
		转速波动 (r·min⁻¹)	恢复时 间(ms)	转速波动 (r·min⁻¹)	恢复时 间(ms)
半载	PI	20	158	53	94
	H_∞	14	100	35	70
	$H_\infty + \text{DOB}$	12	70	30	58
全载	PI	33	153	90	100
	H_∞	24	102	66	82
	$H_\infty + \text{DOB}$	18	90	58	63

物仿真平台上进行试验,得到以下结论:

(1) 通过与 PI 速度控制器、 H_∞ 速度控制器

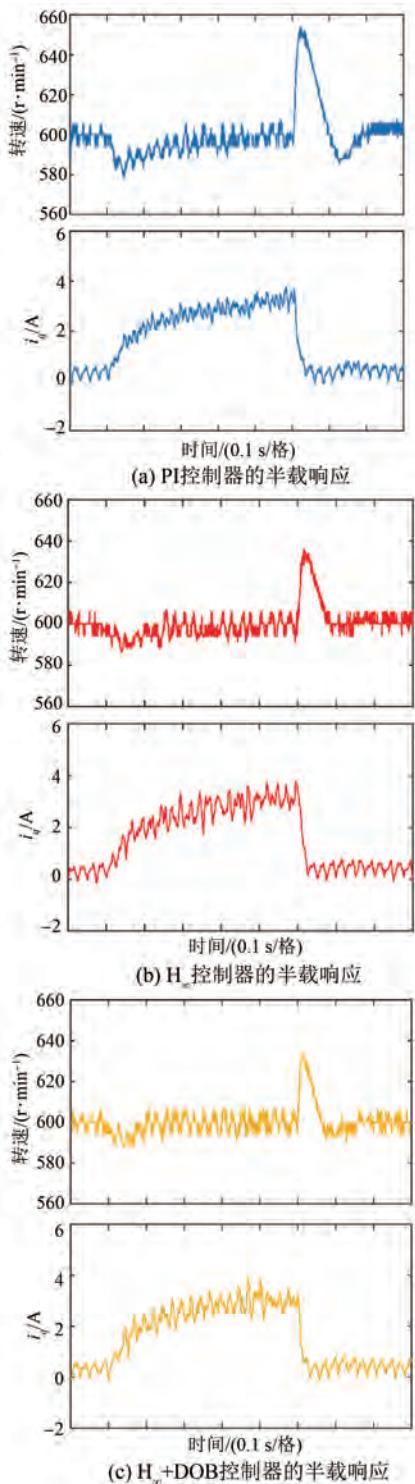


图 14 不同速度控制器下的半载响应

Fig. 14 Half-load response under different speed controllers

对比, 证明所提出的复合速度控制器具有良好的动态性能和抗干扰性能。

(2) 加权函数对控制性能的影响很大, 可通

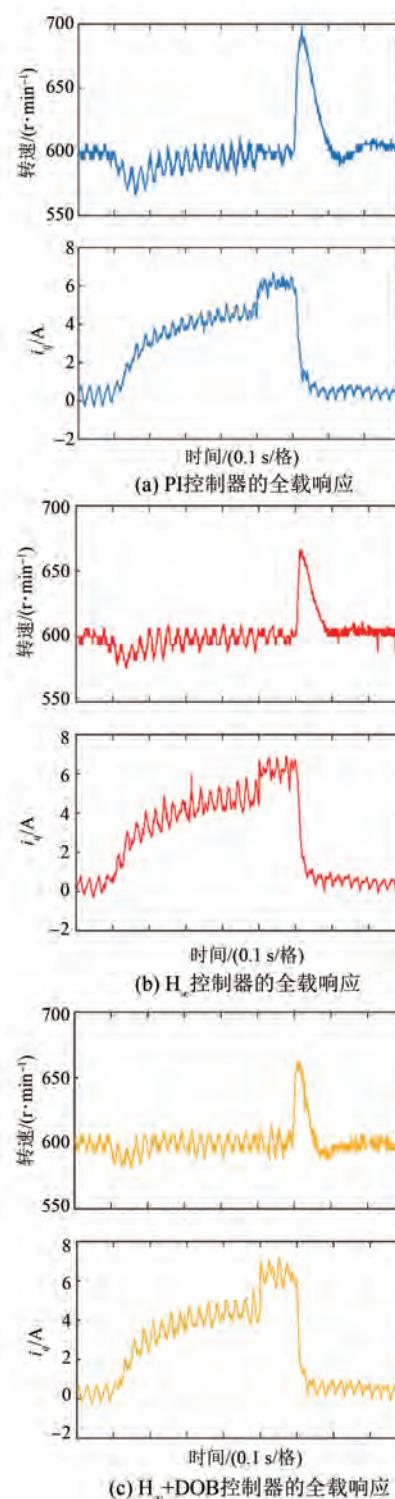


图 15 不同速度控制器下的全载响应

Fig. 15 Full load response under different speed controller

过分析加权函数的参数变化对系统性能的影响进而去整定参数。

(3) 通过 Luenberger 观测器能有效地获得估计总扰动, 前馈补偿可以进一步改善动态性能。

参 考 文 献

- [1] ERROUSSI R, OUHROUCHE M, CHEN W H, et al. Robust cascaded nonlinear predictive control of a permanent magnet synchronous motor with antiwindup compensator [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(8) : 3078-3088.
- [2] 贾红敏, 张立广, 闫墨. 基于改进自抗扰的永磁同步电机位置伺服系统 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10) : 33-39.
- JIA H M, ZHANG L G, YAN Z. Permanent magnet synchronous motor position servo system based on improved active disturbance rejection control [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47 (10) : 33-39.
- [3] 邹文斌, 潘松峰, 刘旭东, 等. 基于负载观测器的永磁同步电机伺服系统积分终端滑模控制 [J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4) : 26-31+38.
- ZOU W B, PAN S F, LIU X D, et al. Integral terminal sliding mode control of PMSM servo system based on load observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4) : 26-31+38.
- [4] DO T D, DO Y N, DAI P D. A robust suboptimal control system design of chaotic PMSMs [J]. Electrical Engineering, 2018, 100(3) : 1455-1466.
- [5] 陈卓易, 屈稳太. 基于 PID 型代价函数的永磁同步电机模型预测电流控制 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(14) : 2971-2978.
- CHEN Z Y, QU W T. Model predictive current control for permanent magnet synchronous motors based on PID-type cost function [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36 (14) : 2971-2978.
- [6] 李自成, 易亚文, 王后能, 等. 基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8) : 13-18+28.
- LI Z C, YI Y W, WANG H N, et al. Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor based on finite set current predictive control [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47 (8) : 13-18+28.
- [7] 姚绪梁, 麻宸伟, 王景芳, 等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17) : 6071-6081.
- YAO X L, MA C W, WANG J F, et al. Robust permanent magnet synchronous motor model predictive current control based on prediction error compensation [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17) : 6071-6081.
- [8] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计 [J]. 电机与控制学报, 2022, 26(7) : 98-104.
- YU C, KANG E L. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26 (7) : 98-104.
- [9] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6) : 2375-2385.
- ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6) : 2375-2385.
- [10] SONG J, ZHENG W X, NIU Y G. Self-triggered sliding mode control for networked PMSM speed regulation system: A PSO-optimized super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1) : 763-773.
- [11] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3) : 900-906.
- [12] LU W Q, LI Q, LU K Y, et al. Load adaptive PMSM drive system based on an improved ADRC for manipulator joint [J]. IEEE Access, 2021, 9: 33369-33384.
- [13] ZUO Y F, MEI J, JIANG C Q, et al. Linear active disturbance rejection controllers for PMSM speed regulation system considering the speed filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (12) : 14579-14592.
- [14] 郭新华, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型 IP 速度控制器 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27) : 7-13.
- GUO X H, WEN X H, ZHAO F, et al. A novel IP speed controller of PMSM based on electromagnet torque feedback compensation [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27) : 7-13.
- [15] QU L Z, QIAO W, QU L Y. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless

洪俊杰,等:带扰动补偿的永磁同步电机鲁棒 H_∞ 控制

- control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6175-6184.
- [16] KO P J, TSAI M C. H_∞ control design of PID-like controller for speed drive systems [J]. IEEE Access, 2018, 6: 36711-36722.
- [17] LI L Y, PEI G J, LIU J X, et al. 2-DOF robust H_∞ control for permanent magnet synchronous motor with disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(3): 3462-3472.
- [18] EL-SOUSY F M F. Hybrid H_∞ -based wavelet-neural-network tracking control for permanent-magnet synchronous motor servo drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(9): 3157-3166.
- [19] 黄曼磊. 鲁棒控制理论及应用 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2007.
- HUANG M L. Robust Control Theory and Applications [M]. Harbin: Harbin Institute of Technology Press, 2007
- [20] 王莉娜, 朱鸿悦, 杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 104-117.
- WANG L N, ZHU H Y, YANG Z J. Tuning method for PI controllers of PMSM driving system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 104-117.

收稿日期:2023-11-21

收到修改稿日期:2024-01-18

作者简介:

洪俊杰(1981-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动和电机驱动技术,1679366593@qq.com;

*通信作者:赵明郎(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制,2899480082@qq.com。

Robust H_∞ Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Disturbance Compensation

HONG Junjie, ZHAO Minglang*, YAN Boping, HUANG Longzhe, YU Bingrong, HE Yilong

(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor; robust control; feedforward compensation; weighting function

In order to improve the anti-interference ability of permanent magnet synchronous motor speed control system, a robust control method is proposed.

Firstly, according to the robust control principle, based on the block diagram of permanent magnet synchronous motor speed ring energy control, the standard H_∞ control is rectified, the design method of permanent magnet synchronous motor speed control is proposed, and the solution method is introduced.

Secondly, the tracking performance, disturbance suppression, output limitation and model uncertainty are considered when designing the weighting function. There are three main weighting functions in this paper: including W_1 related to tracking performance and disturbance rejection, W_2 related to output limiting and W_3 related to model uncertainty. For the design of W_1 , two transfer functions are mainly analyzed, which are the transfer function from input to output of the speed loop and the transfer function from disturbance to output. The controller is solved by changing the three parameters of the weighting function, and then substituted into these two transfer functions to analyze the tracking performance and disturbance immunity by using the change of Bode diagram, and finally the design method of W_1 is rectified. For the design of W_2 , the main consideration is to keep the output of the controller within a certain range in order to prevent the phenomenon of oversaturation as well as the damage to the controller when the output is too large, so W_2 is set as a smaller constant. For the design of W_3 , W_3 represents the bounding function of the multiplicative uptake, which responds to the requirement of robust

stability, i. e., the requirement of high-frequency characteristics. The nominal object of the system is suitable for describing the low-frequency characteristics of the object, whereas the high-frequency characteristics are bound to deteriorate due to the uncertainties caused by the unmodeled dynamics of the system. Therefore such uncertainties need to be described and a common approach is to use multiplicative uncertainties. In order to include all uncertainties as much as possible, all possible parameter variations are considered in this paper, and then their error Bode diagrams are made so that W_3 covers them.

Then, with parameter uncertainties and unmodeled dynamics taken into account, in order to further improve the system's immunity to perturbations, the perturbations are observed as feedforward compensation through a Luenberger perturbation observer and feed back into the speed controller to accelerate the dynamic response and enhance the rejection of the perturbations. In practice, the system will have delay links as well as the observed perturbation cannot be equal to the real perturbation in real time, so the feedforward compensation cannot completely eliminate the adverse effects of the perturbation on the system, but it can minimize the impact of the perturbation.

Finally, the traditional proportional-integral controller, speed controller, and the proposed composite speed controller are compared through experiments, and the effectiveness of the proposed speed controller are verified by the experimental results.