

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.202008030



伺服驱动系统高增益速度环的 振动抑制方法

赵云¹, 王泽飞¹, 王晓光¹, 祝珊²

(1. 湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068;
2. 国网湖北省电力公司咸宁市咸安区供电公司, 湖北 咸宁 437000)

摘要: 为解决速度控制器增益过大和负载扰动等因素引起伺服系统振动, 导致系统不稳定的问题, 提出伺服驱动系统高增益速度环的振动抑制方法. 首先, 采用速度振动信号反馈补偿的方法, 设计滤波器提取振动速度信号作为速度反馈补偿; 然后, 采用内模控制(IMC)观测器进行负载扰动补偿, 将观测出的扰动转换成对应的电流量, 对电流环指令信号进行前馈补偿. 仿真结果表明: 与比例积分(PI)控制和传统的观测器补偿法相比, 文中方法能有效地提高系统的响应和抗扰动性.

关键词: 伺服驱动系统; 内模控制观测器; 反馈补偿; 振动抑制

中图分类号: TN 820.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5013(2021)04-0433-08

Vibration Suppression Method for High Gain Velocity Loop of Servo Drive System

ZHAO Yun¹, WANG Zefei¹, WANG Xiaoguang¹, ZHU Shan²

(1. Hubei Key Laboratory for High Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of
Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China;
2. Xianning District Power Supply Company of Hubei Electric Power Company of State Grid, Xianning 437000, China)

Abstract: In order to solve the problem of excessive speed controller gain and load disturbance that will cause the servo system vibration and instability, a vibration suppression method for the high gain speed loop of the servo drive system was proposed. First, a velocity vibration signal feedback compensation method was adopted to design a filter to extract the vibration velocity signal as velocity feedback compensation. Then, the internal model control (IMC) observer was used to compensate the load disturbance. The observed disturbance was converted into corresponding current flow. The current loop instruction signal was compensated feedforward. The simulation results show that the proposed method can effectively improve the response and anti-disturbance of the system comparing with proportional integral (PI) control and traditional observer compensation method.

Keywords: servo drive system; internal model control observer; feedback compensation; vibration suppress

以永磁同步电机(PMSM)为控制对象的交流伺服系统在工业中应用广泛. 某些场合(如数控雕铣机和高速钻攻中心等)对永磁同步电机伺服系统的快速响应性能提出了更高的要求^[1-2]. 由于比例积分(PI)控制器算法简单、参数少、优化简易, 使其在伺服系统中应用最广泛. 一般情况下, 设计速度环比例

收稿日期: 2020-08-20
通信作者: 赵云(1985-), 男, 副教授, 博士, 主要从事高性能伺服电机控制算法的研究. E-mail: guangyunzhao@163.com.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51677058)

增益(K_p)是为了使响应尽可能快,且不降低其稳定性.较大的 K_p 可以提高速度响应性能,但可能会引起系统的振动^[3-4],因此,在不引起振动的情况下,实现伺服系统的快速响应极具现实意义.

Ma 等^[5]通过改变比例-积分-微分(PID)控制器结构的方法,有效地抑制驱动系统的振动,但该方法仅针对大惯量比的系统,降低了其应用的普遍性.文献[6-7]采用分数阶控制器,解决了稳定裕度损失与抑制振动强度之间的矛盾,然而,分数阶控制器计算复杂,是工程应用的难点. Zhu 等^[8]建立 PID 参数与闭环响应的振动特性之间的关系,提出 PID 参数整定的控制方式,然而,研究仅提供了理论结果,却没有对实验进行验证.解决负载干扰影响主要有滑模控制、自适应控制、观测器等方法.文献[9-10]对传统的滑模结构进行部分改进,通过仿真证实抑制负载扰动的能力,然而,系统振动的抑制效果并不理想.文献[11-12]提出变增益的方法以减小外部干扰对系统的影响,但需要对外部干扰有准确的时间判断,难度较大.文献[13-14]构建负载扰动观测器进行负载扰动的观测,但在实际工程应用中,观测器时间常数的选择是一个难点.

通过建立伺服系统控制模型,推导出从负载转矩扰动到输出速度和输出速度到给定速度的传递函数.对系统的频域特性进行分析,可以看出增大比例参数可以提高速度响应性能,但会引起系统振动.本文在不改变传统 PI 调节器结构的前提下,通过一种内模控制(IMC)观测器得出观测速度,将其作为滤波器的输入,提取振动速度信号作为补偿量施加到给定速度信号中,基于上述方案设计了观测器和滤波器,并搭建仿真模型,仿真结果验证了该控制策略的有效性.

1 伺服驱动系统振动特性分析

1.1 伺服驱动系统控制模型

伺服系统速度环在实现矢量控制后的控制结构框图,如图 1 所示.图 1 中: ω_{ref} 、 ω_{fed} 分别为给定速度指令和速度反馈值; M_e 、 M_L 分别为电磁转矩和负载转矩; i_q^* 、 i_q 为 q 轴电流指令值和实际电流值; ω_m 为输出速度; K_t 为转矩系数; B_a 为粘滞摩擦系数; T_d 为速度反馈滤波时间常数; J_m 为电机转动惯量.

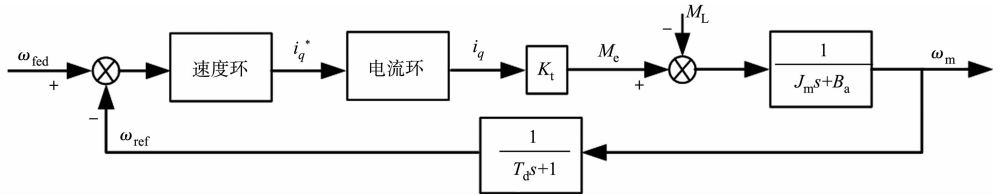


图 1 伺服系统控制结构框图

Fig. 1 Control structure diagram of servo system

一般将电流环闭环传递函数修正为传统的 II 型系统,由于系统速度环的带宽远低于电流环的带宽,通常可简化电流环的闭环传递函数,忽略高阶项,电流环闭环传递函数 $G_c(s)$ 表示为

$$G_c(s) = \frac{1}{2T_c s + 1}, \tag{1}$$

$$T_c = T_{cf} + T_{sf}. \tag{2}$$

式(1)、(2)中: T_c 为电流环的时间周期; T_{cf} 为电流反馈滤波时间常数; T_{sf} 为逆变器开关周期.

因此, ω_m 到 ω_{ref} 的闭环传递函数 G_{mr} 表示为

$$G_{mr} = \frac{\omega_m}{\omega_{ref}} = \frac{K_t(K_p s + K_i)}{J_m s^2 + \frac{K_t(K_p s + K_i)}{(2T_c s + 1)(T_d s + 1)}}. \tag{3}$$

式(3)中: K_p 为比例增益系数; K_i 为积分系数.

ω_m 到 M_L 的闭环传递函数 G_{mL} 表示为

$$G_{mL} = \frac{\omega_m}{M_L} = \frac{s}{J_m s^2 + \frac{K_t(K_p s + K_i)}{(2T_c s + 1)(T_d s + 1)}}. \tag{4}$$

1.2 谐振频率分析

由式(3)可知, ω_m 到 ω_{ref} 闭环传递函数中的 T_c 和 T_d 相对较小,可近似为零,进一步简化 G_{mr} 为

$$G_{mr} = \frac{K_t(K_p s + K_i)}{J_m s^2 + K_t(K_p s + K_i)} = \frac{K_t(K_p s + K_i)}{\left(\frac{s}{\omega_n}\right)^2 + 2\frac{s}{\omega_n}\xi + 1}. \tag{5}$$

式(5)中: ω_n 为自然频率; ξ 为阻尼系数.

式(5)可看作标准的二阶系统, $\omega_n = \sqrt{K_i/J_m}$, 谐振频率 $\omega_a = \sqrt{1-2\xi^2} \omega_n$. 根据二阶系统的频率响应, 由 G_{mr} 的传递函数可得到系统的谐振频率 ω_a 为

$$\omega_a = \sqrt{\frac{K_i K_t}{J_m} - \frac{K_t K_p^2}{2J_m K_i}}. \tag{6}$$

式(6)中: $K_i = \frac{K_p}{\tau}$, τ 为电气时间常数, 通常电气时间常数较小, 则可推导出

$$\omega_a^2 \approx \frac{K_t K_p}{\tau J_m}. \tag{7}$$

由式(7)可以看出, 比例增益 K_p 与谐振频率 ω_a 的平方近似成正比关系.

2 振动抑制策略的设计和实现

在伺服系统中, 较大的速度环比例增益 K_p 会导致驱动系统发生振动, 这种振动会被传递到速度环的反馈中. 因此, 通过 IMC 观测器观测速度, 将观测的速度作为滤波器的输入, 提取振动速度信号作为补偿量, 抵消系统的振动; 此外, 将观测出的转矩观测值 \hat{M}_L 转换成对应的电流量, 对速度环控制器输出的电流环指令信号进行前馈补偿, 削弱负载转矩扰动带来的不良影响.

速度反馈补偿控制策略结构图, 如图 2 所示. 图 2 中: ω_{obs} 为观测速度值; ω_0 为速度补偿值; ω_{err} 为速度差值; i'_q 为转矩电流; $F(s)$ 为滤波器; K_a 为反馈系数.

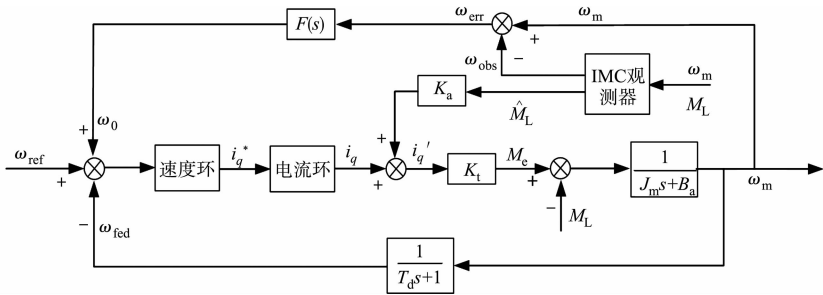


图 2 速度反馈补偿控制策略结构图

Fig. 2 Structure diagram of speed feedback compensation control strategy

2.1 内模控制观测器

根据系统的动力学平衡关系, 建立电机与负载之间的微分方程组, 即

$$\left. \begin{aligned} J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_a \omega_m + M_L &= M_e, \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega_m. \end{aligned} \right\} \tag{8}$$

将式(8)用状态方程描述为

$$\dot{x} = ax + b(u - d). \tag{9}$$

式(9)中: $x = \omega_m$; $u = M_e$; $d = M_L$; $a = -\frac{B_a}{J_m}$; $b = \frac{1}{J_m}$.

根据式(9)建立状态观测方程, 即

$$\dot{x} = a \hat{x} + b(u - \hat{d}). \tag{10}$$

式(10)中: x, d 分别为 \hat{x}, \hat{d} 的估计变量.

定义误差变量 $\tilde{x} = x - \hat{x}$, $\tilde{d} = d - \hat{d}$, 由式(9)和式(10)相减得到新的状态方程为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= a\tilde{x} - b\tilde{d}, \\ y &= \tilde{x}. \end{aligned} \right\} \tag{11}$$

式(11)表示估计值与实际值之间的误差状态方程. 利用内模控制设计原理, 假设式(11)的一个参考输入为 0, 将 \hat{d} 视为待设计的控制量, 则跟踪误差 e 为

$$\left. \begin{aligned} e &= 0 - y, \\ \dot{e} &= -\dot{y} = -\dot{\tilde{x}}. \end{aligned} \right\} \tag{12}$$

引入 2 个新的状态变量 c_1, c_2 , 令 $c_1 = \dot{\tilde{x}}, c_2 = \dot{\tilde{d}}$, 则有

$$\dot{c}_1 = \ddot{\tilde{x}} = ac_1 - bc_2. \tag{13}$$

由式(12), (13)构成新的增广系统方程为

$$\dot{\mathbf{C}} = \mathbf{A}\mathbf{C} + \mathbf{B}c_2. \tag{14}$$

式(14)中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & a \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ -b \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} e \\ c_1 \end{bmatrix}.$

由式(14)可控判别矩阵 $\text{rank}[\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B}] = 2$, 可知该式完全可控. 根据状态反馈原理, 可实现状态反馈控制, 令 $c_2 = \mathbf{K}\mathbf{C}, \mathbf{K} = [k_1 \quad k_2]$, k_1, k_2 为待优化的参数, 使被控式(14)实现渐进稳定, 则由式(12), (14)可得控制量 c_2 为

$$c_2 = k_1 e + k_2 c_1 = -k_1 \tilde{x} + k_2 \dot{\tilde{x}} = \dot{\tilde{d}}. \tag{15}$$

同时, 在控制系统的一个采样周期内, d 值视为不变, 即 $\dot{d} = 0$, 则式(15)可进一步表示为

$$\dot{\tilde{d}} = k_1 \tilde{x} - k_2 \dot{\tilde{x}}. \tag{16}$$

由式(14)实现状态反馈后的闭环系统矩阵 $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$, 令特征方程

$$\lambda = |\mathbf{s}\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})| = s^2 - (a + k_2 b)s + k_1 b,$$

取 $k_1 = \frac{p_1 p_2}{b}, k_2 = \frac{p_1 + p_2 - a}{b}$. 其中, p_1, p_2 为 IMC 观测器的闭环期望极点, 通过对 $\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}$ 进行合适的极点配置优化反馈矩阵 \mathbf{K} 的参数 k_1, k_2 , 由此确定观测器的控制律. 将式(8)与式(16)构成的观测器状态方程写成

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} &= -\hat{\omega}_m \frac{B_a}{J_m} - \frac{\hat{M}_L}{J_m} + \frac{M_e}{J_m}, \\ \frac{d\hat{M}_L}{dt} &= -k_2 (\omega_m - \hat{\omega}_m) + \frac{k_1}{s} (\omega_m - \hat{\omega}_m). \end{aligned} \right\} \tag{17}$$

根据式(17)设计 IMC 观测器, 其控制结构图, 如图 3 所示. 由图 3 可知: 相比于传统观测器, IMC 观测器的观测值 \hat{M}_L 是以比例+积分的形式进行的, 这样不仅可以提高转矩的观测精度, 还能改善补偿的效果.

2.2 谐振频率的检测与提取

采用离散傅里叶变换(DFT)分析速度误差对振动频率进行检测^[15-16]. 转速误差的有限离散时间序列 $X(k)$ 为

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, \quad W_N^{kn} = e^{-j2\pi n/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \tag{18}$$

式(18)中: $x(n)$ 为采样的模拟信号; N 为采集样本的个数.

由于 DFT 分析的计算时间较长, 将采用快速傅里叶变换(FFT)算法进行替换减少运行时间. 首先,

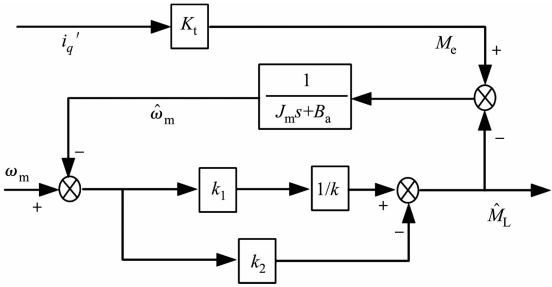


图 3 IMC 观测器控制结构图
Fig. 3 Control structure of IMC observer

将速度观测误差数据采集使用带缓冲的直接存贮器访问(DMA)进行数据收集和处理;然后,根据FFT算法将离散数据转换到频域.因此,功率谱密度可以通过平方FFT输出的振幅计算,谐振频率 ω_a 估算值对应最大的振幅.

2.3 滤波器的设计

伺服系统以负载转矩作为系统输入、转速作为系统输出时,系统的频域特性具有带通滤波器的特性.由于高通、低通滤波器串联与带通滤波器具有相同的特性且参数变量更少,因此,采用高通、低通滤波器串联的方式检测速度信号中的振动速度信号,将其反馈到给定速度信号中抑制系统的振动.

滤波器采用高通、低通滤波器串联的方式,表达式为

$$F(s) = \frac{s}{s + \omega_{\text{hf}}} \cdot \frac{\omega_{\text{lf}}}{s + \omega_{\text{lf}}}. \quad (19)$$

式(19)中: ω_{hf} 、 ω_{lf} 分别为高通、低通滤波器的截止频率.

通过FFT分析可得谐振频率 ω_a ,设 $\omega_a = \omega_{\text{hf}}$,为了得到速度补偿值 ω_0 ,对 ω_{lf} 进行计算分析.如图2所示, T_q 和 B_a 相对较小可近似为零,从而推断得到 ω_m 到 ω_{ref} 的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{\omega_m}{\omega_{\text{ref}}} = \frac{K_t(K_p s + K_i)}{J_m s^2 + K_t(K_p s + K_i)F(s)}. \quad (20)$$

根据式(20)可得闭环传递函数的特征方程式为

$$\Delta P(s) = a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0. \quad (21)$$

式(21)中: $a_4 = J_m$; $a_3 = J_m(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}}) + K_t K_p$; $a_2 = K_t K_p + K_t K_p(\omega_{\text{hf}} + 2\omega_{\text{lf}}) + J_m \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}}$; $a_1 = K_t K_p \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} + K_t K_i(\omega_{\text{hf}} + 2\omega_{\text{lf}})$; $a_0 = K_t K_i \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}}$.且分子多项式为

$$\Delta N(s) = K_t K_p s^3 + [K_t K_p(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}}) + K_t K_i]s^2 + [K_t K_p \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} + K_t K_i(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}})]s + K_t K_i \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}}. \quad (22)$$

通过劳斯稳定性原理可了解抑制振动的关键是降低振动频率处的幅值.为了降低 $G(s)$ 在振动频点处的幅值,则希望特征方程式与分子多项式在振动点处的幅值一样,即 $|G(s)| = 1$,可得

$$\left| \frac{j b_1 + b_0}{j c_1 + c_0} \right| = 1. \quad (23)$$

式(23)中: $c_1 = [- (J_m(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}}) + K_t K_p) \omega_{\text{hf}}^2 + K_t K_p \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} + K_t K_i(\omega_{\text{hf}} + 2\omega_{\text{lf}})] \omega_{\text{hf}}$; $c_0 = K_t K_i \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} - (J_m \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} + K_t K_i + K_t K_p(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}})) \omega_{\text{hf}}^2$; $b_1 = [- K_t K_p \omega_{\text{hf}}^2 + K_t K_p \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} + K_t K_i(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}})] \omega_{\text{hf}}$; $b_0 = K_t K_i \omega_{\text{hf}} \omega_{\text{lf}} - [K_t K_p(\omega_{\text{hf}} + \omega_{\text{lf}}) + K_t K_i] \omega_{\text{hf}}^2$.

由式(7)可知, $\tau J_m^2 \omega_{\text{hf}} \approx K_t K_p$.设 $\omega_{\text{lf}} = m \omega_{\text{hf}}$,通过式(23)及 $K_i = K_p / \tau$,可以进一步简化得到方程式

$$\frac{\left(m - \frac{3}{2}\right)^2 + \left(\frac{3}{2}\right)^2}{\left[\frac{1}{2}(m+1)\right] + \left[-\frac{1}{2}(m+1)\right]^2} = 1. \quad (24)$$

最终,根据式(24)可得出方程的解,即 $m_1 = 6.84$, $m_2 = 1.16$.由于方程(23)必须满足 $b_1 > 0$, $b_0 < 0$, $c_0 < 0$,为了保证系统的相位裕度,则需要满足 $c_1 > 0$,所以取 $m = 6.84$.将设计的参数进行仿真,验证滤波器的有效性.

3 仿真结果

在Matlab/Simulink软件中,对系统振动抑制及扰动补偿策略进行仿真.电机参数如下:额定电流为6 A,额定转速为2 000 r·min⁻¹,额定转矩为5 N·m,极对数为4对,转子电阻 R 为2.875 Ω , q 轴电感 L 为0.008 35 H,转动惯量 J_m 为0.008 kg·m²,转矩系数 K_t 为1.05 N·m⁻¹.搭建系统仿真模型,如图4所示.

由图4可知:控制律部分为空间矢量脉宽调制(SVPWM)变换,将速度信号经过速度环和电流环调节后转换为电压信号,将其作为电压输入信号经过SVPWM变换得到调制信号输入逆变器,进而控制电机的运行.反馈部分包括IMC观测器和滤波器,IMC观测器主要对负载转矩和转速进行精确的观测,将观测值作为相应的输入量和反馈量;滤波器主要提取振动速度信号作为补偿量施加到速度给定信

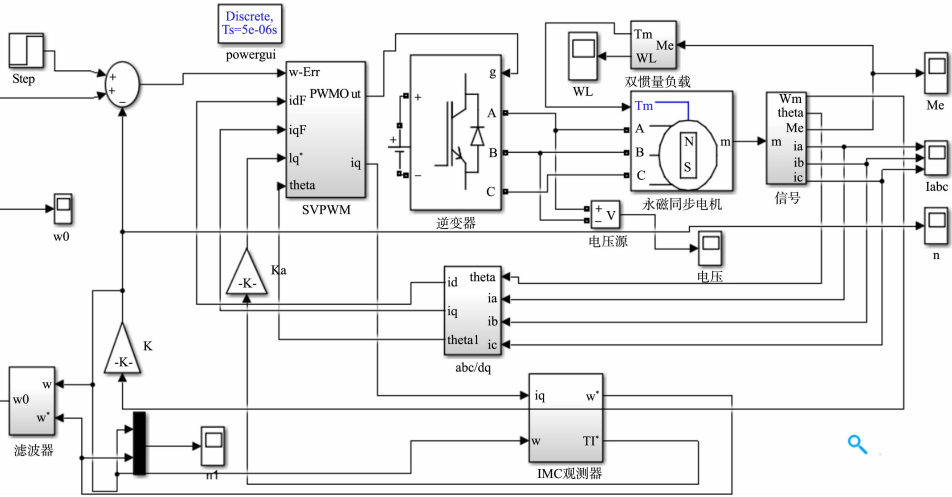
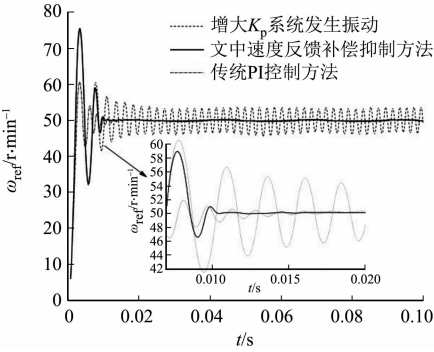


图 4 系统仿真模型

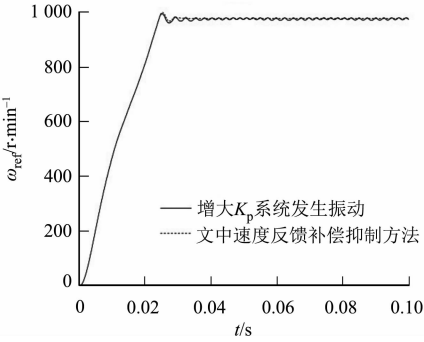
Fig. 4 System simulation model

号中,从而抑制系统的振动.

当直流母线电压为 310 V,电流采样频率为 20 kHz 时,在 0 时刻分别给定转速(ω_{ref})为 $50 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 和 $1\,000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 的阶跃指令. 在传统的 PI 控制算法下,逐渐加大速度环增益,直至 K_p 为 20 时发生剧烈振动,采用文中的速度反馈控制进行振动抑制,得到系统的速度响应,如图 5 所示. 图 5 中: t 为时间.



(a) $\omega_{\text{ref}} = 50 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$



(b) $\omega_{\text{ref}} = 1\,000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$

图 5 系统的速度响应

Fig. 5 Speed response of system

由图 5(a)可知:在传统 PI 控制下,当给定转速为 $50 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,速度环增益加大,0.01 s 后系统速度响应在一定范围内上、下波动;在文中的速度反馈补偿控制下,速度响应在 0.01 s 内恢复平稳,速度波动得到有效的抑制,且与传统 PI 控制无振动的情况相比,加大速度环增益能够提高系统的速度响应.

由图 5(b)可知:当给定转速为 $1\,000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,0.024 s 左右系统速度响应在一定范围内上、下波动,在文中的速度反馈补偿控制下,速度的波动同样得到抑制. 通过比较分析可以看出,文中方法能够有效地抑制由速度环增益增大引起的系统振动.

当 0 时刻转速给定为 $50 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时,在 0.025 s 时刻突加 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的恒定负载,利用 IMC 观测器、传统观测器和 PI 控制的方法,比较有转矩补偿和无转矩补偿的速度响应情况,如图 6 所示.

由图 6 可知:当 0.025 s 突加 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载后,在 PI 无转矩补偿的控制方法下,系统速度响应波动较大,且速度响应需要较长的时间才能恢复至平稳状态;在传统观测器转矩补偿的控制方法下,系统速

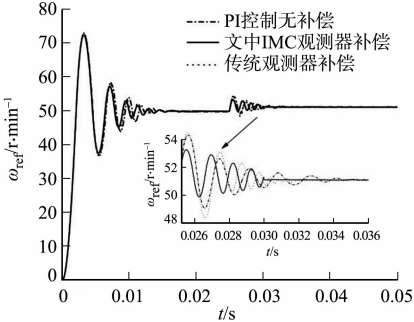


图 6 有、无转矩补偿的速度响应比较
Fig. 6 Comparison of speed response with and without torque compensation

度响应开始波动较大,在 0.03 s 后,速度响应波动逐渐减小,而后缓慢趋近于平稳状态;在文中 IMC 观测器转矩补偿的控制方法下,系统速度响应波动更小,恢复时间也较少,表明文中方法的抗负载扰动能力更强,具有更高的稳定性.

通过仿真后,对系统速度误差进行频谱分析. 给定转速为 $50\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时的 PI 控制和速度反馈控制频谱图,如图 7 所示. 图 7 中: M_g 为幅值; f 为频率.

给定转速为 $1\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时,系统在 PI 控制下发生振动和速度反馈控制下振动抑制的频谱图,如图 8 所示.

由图 7,8 可知:在 PI 控制下,频率 f 约为 400 Hz,与理论分析下的系统谐振频率 ω_a 十分接近;在速度反馈控制策略下,系统振动频率有明显的抑制效果.

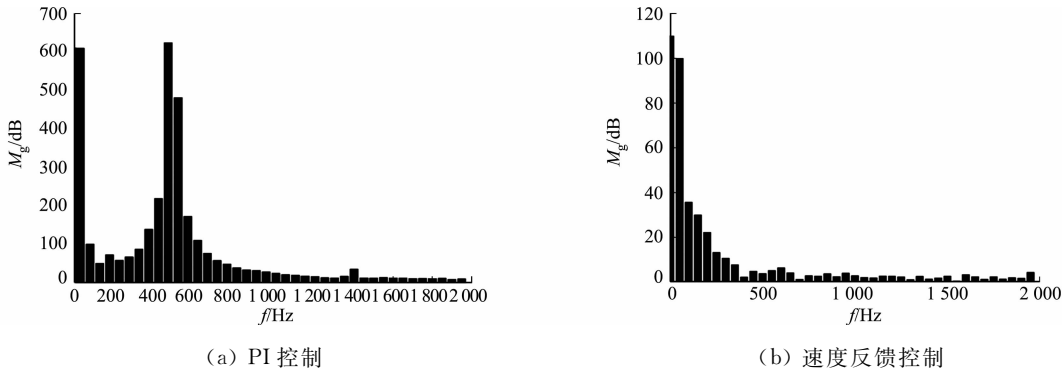


图 7 $50\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时的 PI 控制和速度反馈控制频谱图

Fig. 7 PI control and speed feedback control spectrum diagram at $50\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$

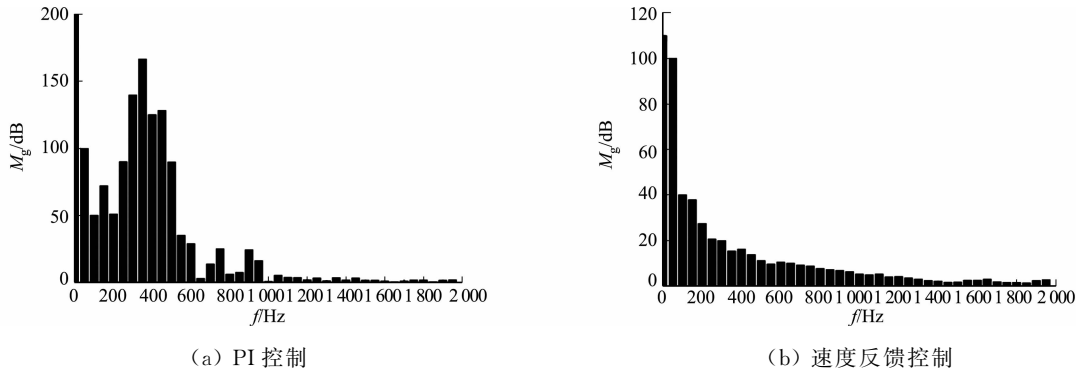


图 8 $1\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时的 PI 控制和速度反馈控制频谱图

Fig. 8 PI control and speed feedback control spectrum diagram at $1\,000\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$

4 结束语

分析伺服驱动系统产生振动的原因,给出基于振动速度信号反馈的振动抑制方法. 通过对伺服系统进行频域分析,设计基于内模控制(IMC)的观测器,对负载转矩扰动进行精确的观测补偿;同时,将观测的速度作为输入信号,设计滤波器,通过滤波器提取振动速度信号,将其作为补偿量施加到速度给定信号中,从而达到抑制系统振动的目的. 仿真结果表明:文中方法能够有效地抑制系统振动,提高系统速度响应性能和抗扰动能力.

参考文献:

[1] 徐楠. 永磁同步电机调速系统高性能控制策略研究[D]. 徐州:中国矿业大学,2017.

[2] CIMINI G, FOSSI V, IPPOLITI G, *et al.* Model predictive control solution for Permanent Magnet Synchronous Motors[C]// IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE Press, 2013:5824-5829. DOI:10.1109/IECON.2013.6700089.

[3] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军,等. 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. DOI:10.3969/j.issn.1000-6753.2014.05.014.
- [4] 刘景林,公超,韩泽秀,等.永磁同步电机闭环控制系统数字 PI 参数整定[J].电机与控制学报,2018,22(4):26-32. DOI:10.15938/j.emc.2018.04.004.
- [5] MA Chengbin,CAO Junyi,QIAO Yue. Polynomial-method-based design of low-order controllers for two-mass systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,60(3):969-978. DOI:10.1109/TIE.2012.2188869.
- [6] MA Chengbin,HORI Y. Backlash vibration suppression in torsional system based on the fractional order Q-filter of disturbance observer[C]//8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, Kawasaki; IEEE Press, 2004:577-582. DOI:10.1109/AMC.2004.1297932.
- [7] LI Xiaocong,CHEN Silu,TEO C S,*et al.* Enhanced sensitivity shaping by data-based tuning of disturbance observer with non-binomial filter[J]. ISA Transactions,2019,85:284-292. DOI:10.1016/j.isatra.2018.10.023.
- [8] ZHU Zhiqiang,HE Yuqing,QI Juntong,*et al.* The analysis and synthesis of PID controller based on closed loop response characteristics[C]// IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, Guangzhou; IEEE Press, 2012:1930-1936. DOI:10.1109/ROBIO.2012.6491250.
- [9] 袁亮,张斌,张增华,等.基于滑模变结构的异步电机转速控制系统[J].电机与控制应用,2017,44(1):34-39. DOI:10.3969/j.issn.1673-6540.2017.01.007.
- [10] 周慧龙,张迁,钟钦洪,等.模糊滑模变结构控制在低压永磁同步电机中的应用[J].微电机,2018,51(8):50-54. DOI:10.3969/j.issn.1001-6848.2018.08.009.
- [11] ZHOU Jiateng,GARTLIB E A. Mechatronic system of main electric drive of hot plate mill[C]//International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, Moscow; [s. n.], 2018:1-4. DOI:10.1109/ICIEAM.2018.8728825.
- [12] RADIONOV A A,MAKLAKOV A S,GASIYAROV V R,*et al.* Research of electric drive at load impact on hot plate mill 5 000[C]//International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems, Tomsk; IEEE Press,2015:1-4. DOI:10.1109/MEACS.2015.7414864.
- [13] 荀倩,王培良,蔡志端,等.基于负载转矩观测器的 PMSM 抗负载扰动控制策略[J].电工电能新技术,2016,35(5):36-41. DOI:10.3969/j.issn.1003-3076.2016.05.007.
- [14] 郎志,杨明,徐殿国,等.双惯量弹性系统负载扰动观测器设计研究[J].电工技术学报,2016,31(增刊2):84-91. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.2016.s2.010.
- [15] 李浩源,张兴,杨淑英,等.基于旋转高频注入的内置式永磁同步电机初始位置检测算法简[J].电工技术学报,2018,33(8):1723-1731. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.162013.
- [16] 刘娜,向学辅,周建平,等.基于 MATLAB 图形用户界面的离散信号谐波分析[J].科学技术与工程,2018,18(13):255-260. DOI:10.3969/j.issn.1671-1815.2018.13.041.

(责任编辑:黄晓楠 英文审校:崔长彩)