

永磁同步电动机的平滑跟踪伺服控制及实现

魏熙乐¹, 王江², 杨兆选¹

(1. 天津大学 电子信息工程学院, 天津 300072; 2. 天津大学 电气与自动化工程学院, 天津 300072)

摘要: 针对永磁同步电动机位置伺服控制的最小时间响应和平滑轨迹跟踪问题, 提出一种改进的二阶离散非线性平滑轨迹跟踪滤波器, 该滤波器的输出适合于伺服系统的前馈控制. 结合永磁同步电动机的 (d, q) 数学模型, 采用线性控制实现电流闭环使机电运动系统等效为典型的二阶系统, 利用非线性平滑轨迹跟踪滤波器为电流环提供前馈输入, 并设计一个降阶的扰动观测器保证了系统具有较强的鲁棒性. 利用 DSP (TMS320LF2407A) 实现算法并传统的 PID 算法进行了比较, 通过仿真和实验结果证明了所提方法的正确性和有效性.

关键词: 平滑轨迹跟踪滤波器; 离散系统; 伺服控制; 实现

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

Smooth-trajectory servo control and implementation for permanent-magnet synchronous motor

WEI Xi-le¹, WANG Jiang², YANG Zhao-xuan¹

(1. School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: For the minimum time response and smooth trajectory tracking in position-servo control of permanent-magnet synchronous motor, an improved second-order discrete nonlinear smooth trajectory filter, of which outputs are applied to feedforward control, is introduced. Electromechanical motion system can be equivalent to second-order system under linear closed-loop-current control in view of the (d, q) mathematical model for permanent-magnet synchronous motor, so that nonlinear smooth trajectory filter can generate predictive signals for current-loop with a reduced-order disturbance observer designed to guarantee robustness of the system. Finally, the proposed control scheme is implemented by using a digital signal processor (TMS320LF2407A) and the effectiveness is verified through the experiments and simulations with proportional-integral-differential (PID) control.

Key words: smooth trajectory filter; discrete system; servo control; implement

1 引言 (Introduction)

PMSM (permanent-magnet synchronous motor) 是一个非线性多变量系统, 采用矢量控制将其线性化^[1,2]及解耦, 可以达到与直流电动机相同的控制效果, 但这种方法要求系统参数精确可知. 微分几何是目前非线性系统控制的最流行的方法, 利用微分几何的方法可以将 PMSM 反馈线性化或输入输出线性化^[2]得到线性模型, 然后利用现有的方法实现线性化后系统的控制. 但这种方法同样要求参数变化或外部干扰可知或满足匹配条件^[3,4]. PMSM 的变结构控制可以直接利用输出控制电力电子的逆变装置^[5], 而不必采用其他 PWM 调制方法, 但变结构控制存在抖振.

鉴于前人对 PMSM 伺服控制的研究, 本文寻求一种控制算法简单、实现容易, 又能够较好地满足动态和稳态性能的伺服控制方法. 在许多运动控制系统的应用中, 要求输出及其各阶时间导数在动态过程中受到边界条件的限制, 从而得到特殊的动态特性. 非线性平滑轨迹跟踪策略特别适合于二阶以上的运动控制系统, 可以为其提供满足特殊动态和稳态性能要求的参考期望输入. Teel 研究了连续时域中有饱和输入的积分级联装置的全局稳定性问题并得到任意阶积分级联装置的全局稳定结论^[6]. 基于这个结论, 人们开始研究各阶级联装置的控制器的设计, Tonielli 首次提出了基于二阶积分级联器的非线性控制思想^[7], 接着 Zanasi 提出了连续时域中的

二阶平滑轨迹跟踪滤波器 STF^[8] (smooth trajectory filter) 的改善设计方法, 并得到最短时间跟踪稳定性结论. 由于直接将连续时域中的控制律离散化, 不能得到上述结论, 系统产生较大的超调和极限环, 这些负效应还会随着采样时间的增大更加明显, 在连续时域结论的基础上 Zanasi 等人成功地提出了离散形式的二阶平滑轨迹跟踪滤波器的设计方法^[9], 并将这种方法应用于直流电机的位置伺服控制. 除了二阶级联系统以外, 人们还致力于高阶系统的非线性控制器的研究, 连续时域中输出受到边界条件限制的三阶积分级联器的最小时间跟踪结论可以从 Lee^[10] 和 Ryan^[11] 提出的优化控制理论中得出, 同样该控制律只适用于连续时域的平滑轨迹跟踪问题, 2003 年 Zanasi 和 Morselli^[12] 基于 1997 年 Utkin^[13] 的优化控制理论提出了离散的三阶平滑轨迹跟踪滤波器, 保证了离散的三阶积分级联器的最小时间跟踪全局稳定性问题. 对于更高阶的连续和离散平滑轨迹跟踪滤波器的设计现在还在探讨之中. 本文采用改进的离散二阶平滑轨迹跟踪滤波器实现 PMSM 的位置伺服控制, 利用数字信号处理器 (DSP) 实现其控制算法, 通过实验结果证明了该方法的有效性.

2 二阶平滑轨迹跟踪滤波器 STF 的设计^[9] (Design of second-order smooth trajectory filter)

平滑轨迹是由非线性反馈动态控制器输出产生的, 其目的是要保证滤波器的输出“最好”地跟踪外部参考输入信号, 同时确保输出变量的各阶时间导数满足已选边界条件的限制. 例如, 在解决位置跟踪问题中“最好”的跟踪意味着一个位置阶跃信号被转化为能够满足速度和加速度限制要求并且在最短时间内无超调跟踪的平滑信号.

平滑轨迹非线性控制器的设计主要基于由 Utkin 提出的变结构理论思想^[13], 正确地选择一个滑模平面和一个边界层面可以同时保证系统瞬态和最终稳态的要求. 平滑轨迹非线性控制器的核心是非线性状态滤波器, 它确保了具有边界条件限制的输出变量各阶时间导数都适合用于前馈控制. Zanasi^[9] 等人提出了二阶离散的平滑轨迹跟踪滤波器, 其结构图如图 1 所示.

图 1 中的两个离散的积分器有“不同”的结构. 这样做是为了确保离散平滑轨迹跟踪滤波器同连续的平滑轨迹跟踪滤波器具有相同的动态特性.

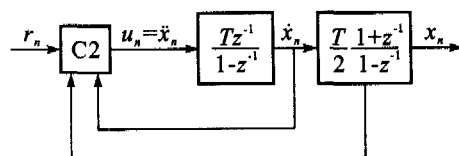


图 1 二阶离散平滑轨迹跟踪滤波器

Fig. 1 Second-order discrete STF

对于二阶离散的情况, 非线性状态反馈控制器 C2 设计如下:

$$u_n = -\text{sat } \sigma_n \frac{1 + \text{sgn}(\dot{x}_n \text{sgn } \sigma_n + \dot{x}_M - TU)}{2}, \quad (1)$$

$$\sigma_n = z_n + \frac{z_n}{m} + \frac{(m-1)}{2} \text{sgn } z_n, \quad (2)$$

$$m = \text{int} \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 8|z_n|}}{2} \right], \quad (3)$$

$$z_n = \frac{1}{TU} \left(\frac{y_n}{T} + \frac{\dot{y}_n}{2} \right), \quad (4)$$

$$\dot{z}_n = \frac{\dot{y}_n}{TU}. \quad (5)$$

其中

$$1) |\dot{x}_n| < \dot{x}_M, |\ddot{x}_n| < \ddot{x}_M.$$

2) $y_n = x_n - r_n$ 是轨迹跟踪误差, $\dot{y}_n = \dot{x}_n - \dot{r}_n$ 是速度误差, $u_n = \ddot{x}_n$, $U = \ddot{x}_M$, $\dot{r}_n$ 参考信号 r_n 的一阶差分.

3) $\sigma_n = 0$ 为滑模平面.

4) T 为系统的采样时间, 且 $\dot{r}_n$ 用以下公式计算:

$$\dot{r}_n = \frac{2}{T}(r_n - r_{n-1}) - \dot{r}_{n-1}. \quad (6)$$

5) 假设参考输入信号 r 已知, 并且其一阶差分 $\dot{r}_n$ 是分段恒定的, 也就是说 r 在各时间区间段均为零 (除区间边界点外).

6) $\text{int}(\cdot)$ 为取整函数.

结论 非线性状态反馈控制器 C2 解决了离散平滑轨迹跟踪滤波器系统输出 x_n “最小”时间跟踪参考输入 r_n 的问题, 并且确保了系统输出 x_n 的一阶和二阶导数 $\dot{x}_n, \ddot{x}_n$ 满足边界条件的限制.

证明见文献[9].

3 改进的二阶平滑轨迹跟踪滤波器 STF 的设计 (Design of improved second-order smooth trajectory filter)

文献[9]中的控制器, 即 C2 要求一阶导数 $\dot{r}_n$ 是分段恒定的, 也就是说 r_n 各时间区间段均为零 (除区间边界点外), 限定了输入范围. 本文提出一种新的方法, 使其能够针对更宽的输入范围, 改进的离散二阶平滑轨迹跟踪滤波器控制系统如图 2 所示.

其结构与图 1 的二阶离散非线性平滑轨迹跟踪

滤波器相同,不同点在于非线性状态反馈控制器的设计.

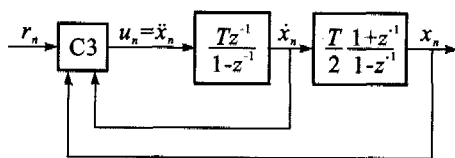


图2 改进的二阶离散平滑轨迹跟踪滤波器

Fig. 2 Improved second-order discrete STF

设系统的采样时间为 T , 令 $y_n = x_n - r_n$, $\dot{y}_n = \dot{x}_n - \dot{r}_n$; 且 $\dot{r}_n$ 采用公式(6) 计算, 则图2 中的二阶离散平滑轨迹跟踪滤波器的动态状态空间模型为

$$\begin{bmatrix} y_{n+1} \\ \dot{y}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_n \\ \dot{y}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T^2}{2} \\ T \end{bmatrix} (u_n - \dot{r}). \quad (7)$$

对 $[y_n \ \dot{y}_n]^T$ 进行矢量变换, 令

$$z_n = \frac{1}{TU} \left(\frac{y_n}{T} + \frac{\dot{y}_n}{2} \right), \quad (8)$$

$$\dot{z}_n = \frac{\dot{y}_n}{TU}, \quad (9)$$

即

$$\begin{bmatrix} z_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T^2 U} & \frac{1}{2TU} \\ 0 & \frac{1}{TU} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_n \\ \dot{y}_n \end{bmatrix}. \quad (10)$$

式(10)可以变换为如下的形式:

$$\begin{bmatrix} z_{n+1} \\ \dot{z}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{U} \\ \frac{1}{U} \end{bmatrix} (u_n - \dot{r}_n). \quad (11)$$

其中 $U = \dot{x}_M$.

图2 中的离散非线性控制器 C3 设计如下:

$$u_n = -U \text{sat} \sigma_n \frac{1 + \text{sgn}(\dot{x}_n \text{sgn} \sigma_n + \dot{x}_M - TU)}{2} + \dot{r}_n \cdot \frac{1}{2} [\text{sgn}(\sigma_n - 1) - \text{sgn}(\sigma_n + 1)], \quad (12)$$

$$\sigma_n = \dot{z}_n + \frac{z_n}{m} + \frac{(m-1)}{2} \text{sgn} z_n, \quad (13)$$

$$m = \text{int} \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 8|z_n|}}{2} \right], \quad (14)$$

$$z_n = \frac{1}{TU} \left(\frac{y_n}{T} + \frac{\dot{y}_n}{2} \right), \quad (15)$$

$$\dot{z}_n = \frac{\dot{y}_n}{TU}. \quad (16)$$

其中

1) $y_n = x_n - r_n$ 是跟踪误差; $\dot{y}_n = \dot{x}_n - \dot{r}_n$ 是速度

误差; $u_n = \ddot{x}_n$; $U = \dot{x}_M$; $\dot{r}_n$ 参考信号 r_n 的一阶差分;

2) $\sigma_n = 0$ 为滑模平面.

证 由式(12)可以看出, 当 $|\sigma_n| > 1$ 时, 右式中的第二项为零, 这时其表达式与 C2 的(1) 式相同, 相平面轨迹 $(\dot{y}_n, y_n)$ 与 C2 完全相同, 证明见文献[9]; 当 $|\sigma_n| \leq 1$ 时, 式(12) 可以写成如下形式:

$$u_n = u'_n + \dot{r}_n. \quad (17)$$

其中

$$u'_n = -U \text{sat} \sigma_n \frac{1 + \text{sgn}(\dot{x}_n \text{sgn} \sigma_n + \dot{x}_M - TU)}{2}. \quad (18)$$

与式(1) 相比较, 右式多了一项 $\dot{r}_n$. 将式(17) 代入式(11) 可以得到

$$\begin{bmatrix} z_{n+1} \\ \dot{z}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_n \\ \dot{z}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{U} \\ \frac{1}{U} \end{bmatrix} u'_n. \quad (19)$$

此式符合文献[9] 中的证明前提, 即在 u_n 的作用下可以得到文献[9] 中的同样的结论, 证明见[9].

从式(12) ~ (16) 与式(1) ~ (5) 相比较可以看出, 文献[9] 中采用的非线性离散控制律 C2 与改进的非线性离散控制律 C3 不同. 在要求输入的一阶差分 $\dot{r}_n$ 分段恒定的前提下, 前者不考虑参考输入的二阶导数 $\ddot{r}_n$ 对控制律的影响. 然而这种情况限定了参考输入 r 的类型, 例如可以是阶跃、斜坡、三角波输入等, 但却不能是正弦波等二阶导数不满足该前提的参考输入, 这使得位置伺服具有一定的局限性. 而本文提出的二阶非线性平滑轨迹跟踪滤波器的改进设计能够应用于满足一定条件的各种输入信号(包括正弦信号等), 即参考输入信号 r 的各阶时间导数满足边界限制条件, 对于一个二阶系统来说, 要求满足 $|\ddot{r}| < \dot{x}_M$; $|\ddot{r}| < \dot{x}_M$.

4 采用改进的二阶离散平滑轨迹跟踪滤波器 STF 的 PMSM 伺服控制 (Position-servo-controller design for PMSM using improved second-order discrete STF)

4.1 控制器设计 (Controller design)

永磁同步电动机数学模型是一个多变量, 非线性, 强耦合的系统, 表达式如下所示:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{K_t}{J}i_q - \tau_i, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{K_t}{L}\omega_r - i_d\omega_r + \frac{1}{L}u_q, \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + i_q\omega_r + \frac{1}{L}u_d. \end{cases} \quad (20)$$

其中: J 为转动惯量; B 为粘滞摩擦系数; τ_l 为负载转矩; i_d, i_q 是 (d, q) 坐标下的电流; u_d, u_q 是 (d, q) 坐标下的电压; $\lambda_0 \omega_e = e_q$ 是 q 轴的反电势, d 轴的反电势等于零; ω 是电机的机械角速度; θ 表示电机的机械角度。

由式(20)可以看出, PMSM 模型为一个多变量, 非线性、强耦合的系统。将式(20)分成两个部分:

$$\text{I: } \begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega_r, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{K_t}{J}i_q - \frac{\tau_l}{J} \end{cases}$$

和

$$\text{II: } \begin{cases} \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \frac{\lambda_0 N_r}{L}\omega_r - N_r i_d \omega_r + \frac{1}{L}u_q, \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + i_q N_r \omega_r + \frac{1}{L}u_d. \end{cases}$$

令 I 中的 $\frac{d\omega_r}{dt} = u_r$, 则有

$$\text{III: } \begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega_r, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = u_r, \end{cases} \text{ 且 } u_r = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{K_t}{J}i_q - \frac{\tau_l}{J}.$$

式子 III 为典型的两个积分器级联构成的二阶系统, 这与前面提到的二阶系统完全一致, 因而在速度和加速度有边界条件限制的条件下, 可基于平滑轨迹最小跟踪策略构造一个非线性状态反馈控制器得到满足条件的平滑参考信号 x , 控制律 u (或参考加速度 $\ddot{x}$) 和参考速度 $\dot{x}$ 。式 II 是个非线性耦合系统, 仍采用原来较完善的线性双环结构中的电流环控制 PWSM, 若保证电流 i_d 等于零, 则电磁转矩与 i_q 成正比, 由式子 III 可以直接计算出电流环所需的参考输入 i_q^* , 那么可以像控制它激直流电动机一样控制电机的转矩。 i_q^* 的表达式为

$$i_q^* = \frac{1}{K_t}(J\ddot{x} + B\dot{x} + \tau_l). \quad (21)$$

式(21)中的 x 为二阶平滑轨迹跟踪滤波器 STF 的输出。

为了保证系统具有更好的动态性能, 仅用式(21)作为电流环的输入 i_q^* 是不能满足要求的, 应对式(21)做一些改进如下:

$$i_q^* = \underbrace{\frac{1}{K_t}(J\ddot{x} + B\dot{x})}_{\text{FF}} + \underbrace{K_p e + K_v \dot{e}}_{\text{LR}} + \frac{1}{K_t}\tau_l. \quad (22)$$

式中: $e = x - \theta$ 为系统位置误差, $\dot{e} = \dot{x} - \omega_r$ 为系统速度误差, K_p 和 K_v 为比例常数。

可以看出电流环的控制输入 i_q^* 由两个部分组成: 前馈控制 FF 和线性反馈控制 LR。前馈控制 FF 直接用了二阶平滑轨迹跟踪滤波器的输出 x 的一阶和二阶时间导数。

4.2 扰动观测器设计 (Design of disturbance observer)

式(20)中 $\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{K_t}{J}i_q - \frac{\tau_l}{J}$, 其中 K_t 是

转矩常数, 一般为 $\frac{3}{2}\lambda_0 N_r$, λ_0 表示永磁磁链。令 $\Delta J = J - J_0$, $\Delta B = B - B_0$, 其中 J_0 和 B_0 分别为参考转动惯量和参考粘滞摩擦系数 (均为常数)。将 ΔJ 和 ΔB 带入式(20) 整理如下:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2}\frac{N_r}{J_0}\lambda_0 i_q - \frac{B_0}{J_0}\omega_r - \frac{1}{J_0}\tau_d, \quad (23)$$

$$\tau_d = \Delta J \frac{d\omega_r}{dt} + \Delta B \omega_r + \tau_l. \quad (24)$$

其中 τ_d 为不可知的负载扰动转矩, 包括不可知的负载转矩和由于参数变化引起的扰动转矩。负载观测就是设计一个正确合理的观测器对 τ_d 进行观测, 利用降阶的扰动观测器对观测参数进行估计^[14], 可以得到本文中 PMSM 的负载扰动转矩的状态观测器设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{13} = \frac{L_1}{J_0}\hat{x}_{12} + \frac{L_1}{J_0}B_0\hat{x}_{11} - \frac{3}{2}\frac{N_r}{J_0}L_1\lambda_0 u_1, \\ \hat{x}_{13} = \hat{x}_{12} - L_1\hat{x}_{11}. \end{cases} \quad (25)$$

其中: $\hat{x}_{12} = \hat{\tau}_d$, $\hat{x}_{11} = \omega_r$, $u_1 = i_q$ 。

4.3 带扰动观测器的 PMSM 位置伺服控制器 (Position-servo controller using disturbance observer for PMSM)

将 $\Delta J = J - J_0$, $\Delta B = B - B_0$ 带入式(22) 中, 并考虑负载变化引起的扰动转矩, 整理得到加入扰动观测器后电流环控制参考输入 i_q^* 的离散表达式如下:

$$i_{q(n)}^* = \underbrace{\frac{1}{K_t}(J_0\ddot{x}_n + B_0\dot{x}_n)}_{\text{FF}} + \underbrace{K_p e_n + K_v \dot{e}_n}_{\text{LR}} + \frac{1}{K_t}\hat{\tau}_{d(n)}. \quad (26)$$

其中: $\hat{\tau}_{d(n)}$ 为负载观测 $\hat{\tau}_d$ 的采样值, 采样时间为系统的采样时间 T 。

5 仿真和试验结果 (Simulation and experiment results)

仿真在 MATLAB6.5 环境下进行, 电动机建模参数均为实际电机经测试得到的: 额定转矩 $\tau_{\text{rate}} = 2.4 \text{ N} \cdot \text{m}$, 额定电流 $I_{\text{rate}} = 4.3 \text{ A}$, 额定转速 3000 r/min ,

$R = 4.585 \Omega$; $L_d = L_q = 6.7 \text{ mH}$, $\lambda_0 = 0.093 \text{ Wb}$, $J_0 = (2.1462 \times 10^{-4}) \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B_0 = 0.002$, $N_r = 4$, $K_t = \frac{3}{2} \lambda_0 N_r = 0.558$.

实验条件: i) 一套 TI 公司生产的数字信号处理器(DSP) TMS320LF2407A 开发仿真系统; ii) 一个 Panasonic 交流伺服电机驱动器, 型号为 MSDA083A1A 和一个 Panasonic 永磁同步电动机, 型号为 MSMA082A, 额定功率 750W, 额定转矩 $2.4 \text{ N} \cdot \text{s}$, 额定电流 4.3 A, 额定转速 3000 r/min, 额定输出频率 200 Hz.

仿真和实验中平滑轨迹跟踪滤波器 STF 的最大输出转矩为 $50\% \tau_{\text{rate}}$, 根据公式 $\tau_e = J \frac{d\omega}{dt}$ 可以求得 $U(\dot{x}_M) = 5591.266$; 系统采样时间为 0.001s.

5.1 阶跃响应(Response to step input)

图3~图6所示是在输入 r 为阶跃信号、 $r(n) = 10\pi \text{sgn}(nT)$ 的情况下测得的电动机位置响应、速度响应仿真和实验波形。取电机实际运转的最大速度为 300 r/min, 即取 $\dot{x}_M = 300 \text{ r/min} = 31.415 \text{ rad/s}$.

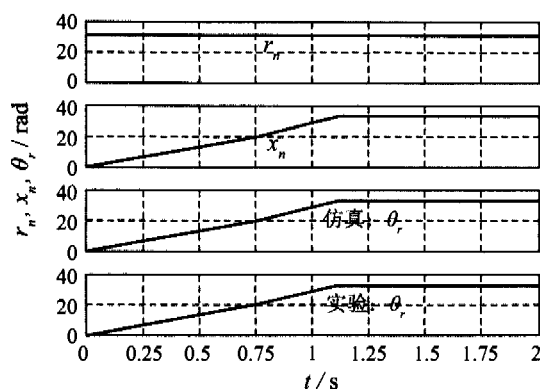


图3 输入为阶跃信号时的 STF 位置输出 x_n 和电机位置输出 θ_r .

Fig. 3 Position output of STF and position output x_n of motor with a step input θ_r .

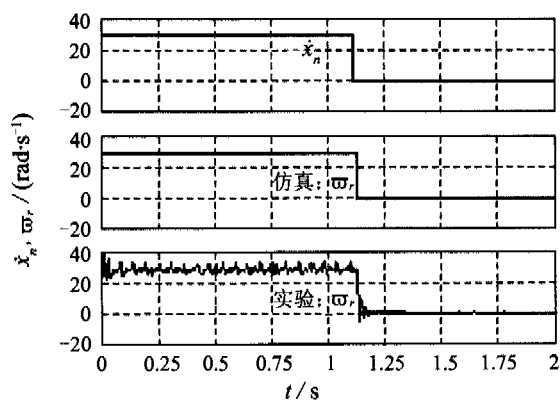


图4 输入为阶跃信号时的 STF 速度输出 $\dot{x}_n$ 和电机速度输出 ω_r .

Fig. 4 Velocity output $\dot{x}_n$ of STF and velocity output ω_r of motor with a step input

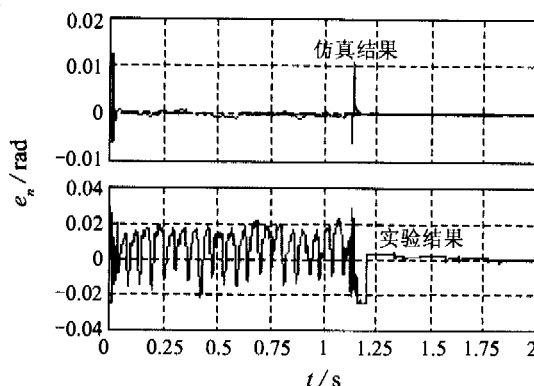


图5 输入为阶跃信号时的位置输出误差

Fig. 5 Position output error with a step input

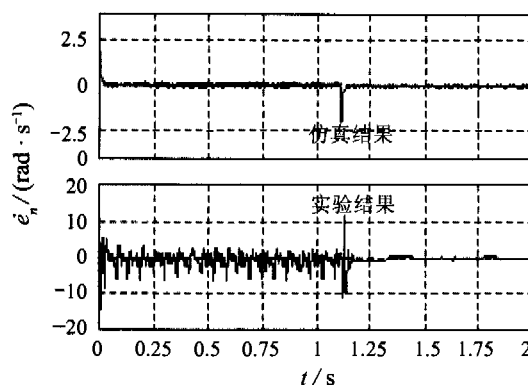


图6 输入为阶跃信号时的速度输出误差

Fig. 6 Velocity output error with a step input

5.2 斜坡响应(Response to ramp input)

图7~图10所示为在输入 r 为斜坡信号, $r(n) = 209.44 \times nT$ 的情况下测得的电动机位置响应、速度响应仿真和实验波形。取电机实际运转的最大速度为 2000 r/min, 即取 $\dot{x}_M = 2000 \text{ r/min} = 209.44 \text{ rad/s}$.

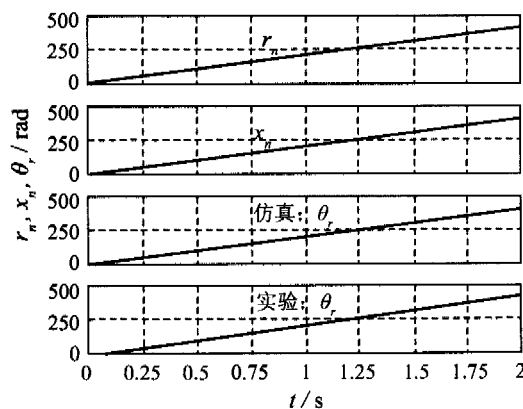


图7 输入为斜坡信号时的 STF 位置输出 x_n 和电机位置输出 θ_r .

Fig. 7 Position output x_n of STF and position output θ_r of motor with a ramp input

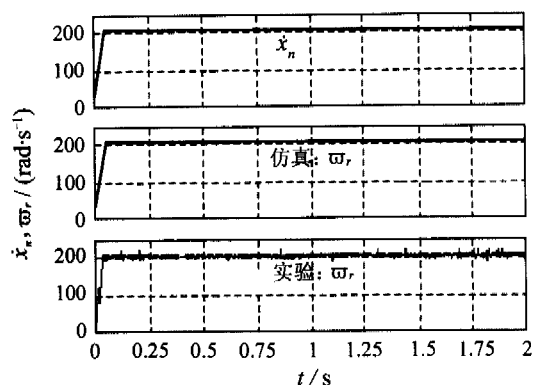


图8 输入为斜坡信号时的 STF 速度输出 $\dot{x}_n$ 和电机速度输出 ω_r

Fig. 8 Velocity output $\dot{x}_n$ of STF and velocity output ω_r of motor with a ramp input

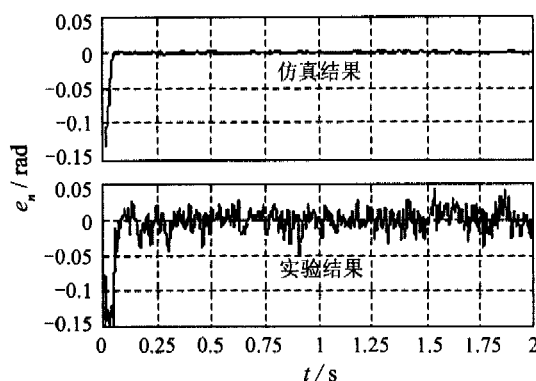


图9 输入为斜坡信号时的位置输出误差

Fig. 9 Position output error with a ramp input

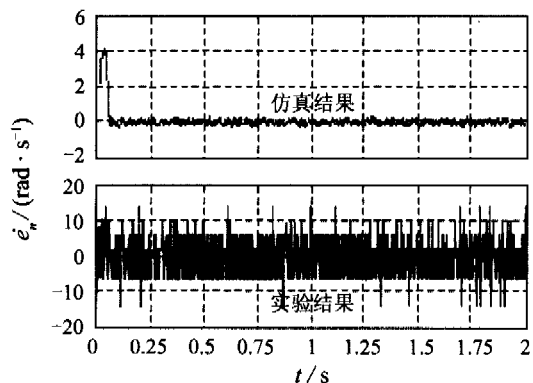


图10 输入为斜坡信号时的速度输出误差

Fig. 10 Velocity output error with a ramp input

5.3 正弦响应 (Response to sine-wave input)

图11~图14所示为在输入 r 为正弦波信号, $r(n) = 4\pi\sin(\pi \times nT)$ 的情况下测得的电动机位置响应、速度响应仿真和实验波形。取电机实际运转的最大速度为 600 r/min, 即取 $\dot{x}_M = 600 \text{ r/min} = 62.832 \text{ rad/s}$ 。

本论文将改进的二阶离散的非线性平滑轨迹滤波器 STF 应用于 PMSM 的位置伺服控制, 从输入分

别为阶跃、斜坡和正弦波信号的仿真和实验结果图3~图14可以看出, 电机的位置伺服效果较好, 动态跟踪误差和稳态误差都很小, 通过仿真和实验证实了其正确性。

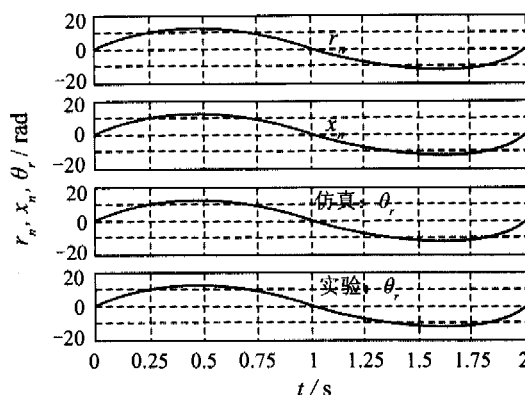


图11 输入为正弦波信号时的 STF 位置输出 x_n 和电机位置输出 θ_r

Fig. 11 Position output x_n of STF and position output θ_r of motor with a sine-wave input

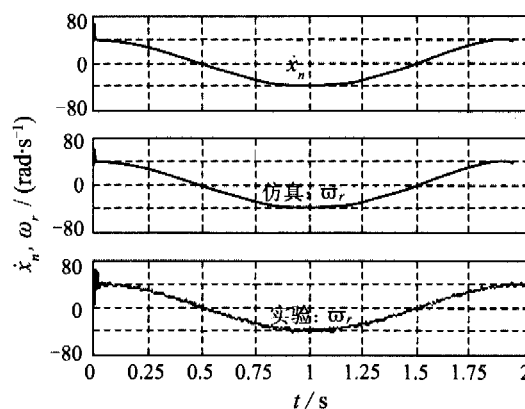


图12 输入为正弦波信号时的 STF 速度输出 $\dot{x}_n$ 和电机速度输出 ω_r

Fig. 12 Velocity output $\dot{x}_n$ of STF and velocity output ω_r of motor with a sine-wave input

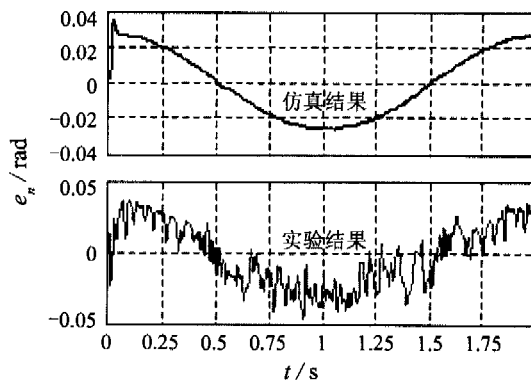


图13 输入为正弦波信号时的位置输出误差

Fig. 13 Position output error of motor with a sine-wave input

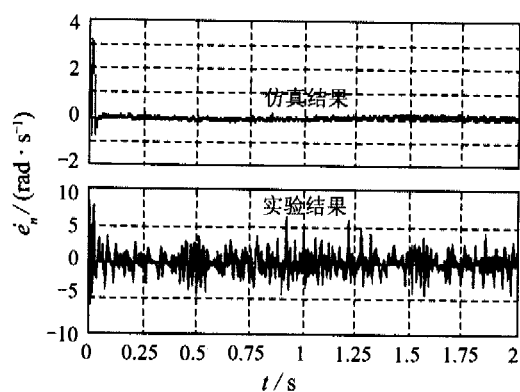


图 14 输入为正弦波信号时的速度输出误差

Fig. 14 Velocity output error of motor with a sine-wave input

6 STF 伺服控制与 PID 伺服控制的比较 (Comparison between two control methods of STF and PID)

为了保证比较的有效性,二者的电流环采用相同的 PID 线性控制,控制参数均相同,只对上层的速度和位置环的控制策略进行比较;同时,保证控制过程中二者电机的速度和加速度的限定值相同,采样时间 $T = 0.0001\text{s}$ 。由于 PID 控制对输出响应起决定作用的是位置环比例常数 K_p 和速度环比例常数 K_v ,积分常数和微分常数对其影响很小,经过多次仿真也得到验证,为了便于比较,本文中的 PID 控制仅采用比例补偿器;同时,由于 K_p 的变化对输出响应的影响很大,而 K_v 的变化对位置和速度输出影响则较小,主要影响稳态输出转矩的波动性,因此为了便于比较,以下 PID 伺服控制中 K_v 的值固定为 1;另外不特别说明,STF 伺服控制中的可调比例系数均为 $K_p = 1500; K_v = 1$ 。

保持速度和电流限定值不变,改变输入对 PID 控制和 STF 控制进行比较的动态和稳态响应结果见表 1 和图 15 ~ 图 17。对于阶跃输入 I, PID 控制采用 $K_p = 210$ 时,不能得到最优的输出响应,通过调整 $K_p = 295$,其输出响应指标与 STF 控制大致相同;对于斜坡输入 II 和正弦输入 III, PID 控制在 K_p 较小时,动态响应时间相对较短,但稳态误差很大,随着 K_p 的增大,稳态误差将会减小,但动态响应时间变长,并出现振荡现象,无论如何调整都不能得到动态和稳态指标同时最优的输出响应。这说明 PID 控制的动态和稳态精度对于输入和参数比较敏感。相比较而言,STF 控制对于不同的输入在控制参数不变的情况下都能够较好保证系统动态和稳态的高精度要求。

表 1 PID 控制与 STF 控制在空载条件下的动态和稳态响应指标表

Table 1 Dynamic and steady-state response data of PID control and STF control without load

输入		振荡 次数	动态响应 时间/s	启动 平滑性	稳态误差/ rad
I	PID $K_p = 210$	0	0.0539	好	$\pm 2.3 \times 10^{-6}$
	控制 $K_p = 295$	0	0.034	好	$\pm 2.3 \times 10^{-6}$
	STF 控制	0	0.033	好	$\pm 1.5 \times 10^{-6}$
II	PID $K_p = 210$	0	0.075	好	± 0.4766
	控制 $K_p = 850$	1	0.037	好	± 0.1177
		$K_p = 1500$	3	0.045	较差
	STF 控制	1	0.034	好	$\pm 5.5 \times 10^{-5}$
III	PID $K_p = 210$	0	0.017	好	± 0.46
	控制 $K_p = 1000$	2	0.0136	好	± 0.1
		$K_p = 2000$	5	0.0294	较差
	STF 控制	1	0.134	好	$\pm 8 \times 10^{-5}$

注: i) 输入 I: $r = 0.5(1 + \text{sgn}(t - 0.02))$; 输入 II: $r = 100(t - 0.02)$; 输入 III: $r = 4\sin(8\pi t)$;

ii) PID 控制中速度限幅 209.43rad/s ; 电流限幅 8.6A ;

iii) STF 控制中速度限幅 $\dot{x}_M = 209.43\text{rad/s}$; 加速度限幅 $U = 22365.11$ 。

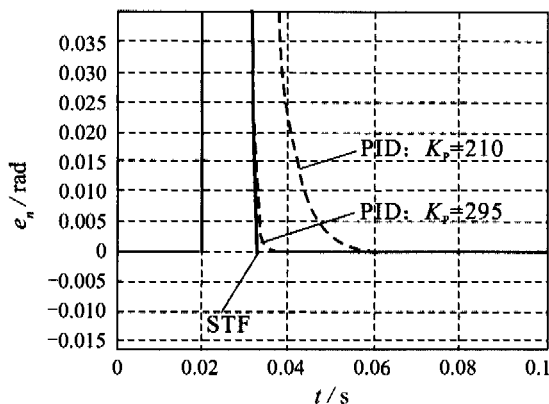


图 15 输入 I 的位置误差比较

Fig. 15 Comparison of position error with input I

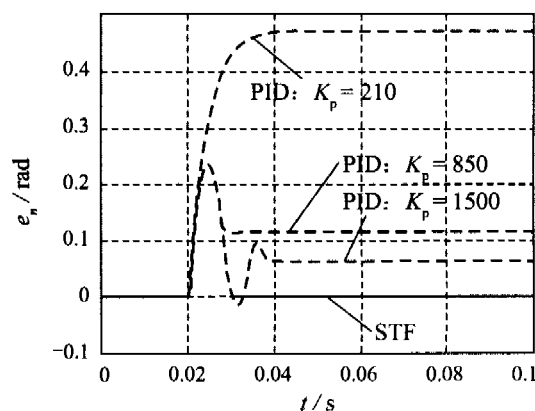


图 16 输入 II 的位置误差比较

Fig. 16 Comparison of position error with input II

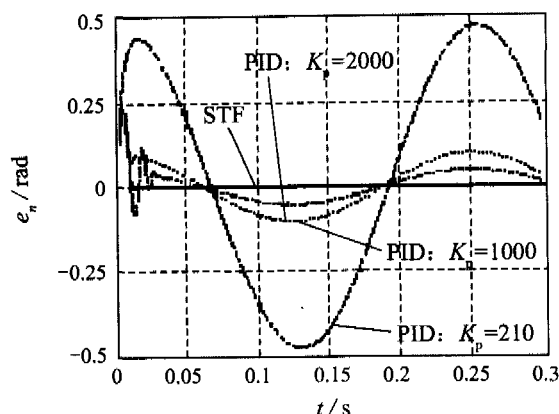


图17 输入Ⅲ的位置误差比较

Fig. 17 Comparison of position error with input III

7 结论 (Conclusion)

本文将改进的二阶离散非线性平滑轨迹跟踪滤波器 STF 应用于 PMSM 的位置伺服控制,从理论和实验上证实了其正确性,电机的位置伺服效果较好,动态和稳态误差都很小. 通过传统的 PID 控制比较, PID 控制通过调节两个比例系数来同时控制系统的动态和稳态精度,存在着二者相互冲突的固有矛盾,不能很好的同时保证动态和稳态达到高精度的要求;而本文的 STF 控制通过非线性平滑轨迹跟踪滤波器能够为系统提供最优的前馈输入,保证了系统的动态性能达到最优;同时通过两个线性可调参数保证了系统具有较高的稳态精度,解决了前者不能解决的矛盾. 因此,能够得出本文提出的 STF 控制优于 PID 控制的结论. 同时, STF 伺服控制和完全的非线性控制方法从实现角度相比较,控制算法简单易于实现.

参考文献 (References):

- [1] KAZMIERKOWSKI M P. Power electronics and variable frequency drives technology and application [J]. *IEEE Industry Applications Magazine*, 1997, 3(2): 91-91.
- [2] TAYLOR D G. Nonlinear control of electric machines; an overview [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 1994, 14(6): 41-51.
- [3] MARINO R, TOMEI P. *Nonlinear Adaptive Design: Geometric, Adaptive, and Robust* [M]. London: Printice-Hall, 1995.
- [4] KIM K H, BAIK I C, CHUNG S K, et al. Robust speed control

of brushless DC motor using adaptive input-output linearization technique [J]. *Proc IEEE Elect Power Applicat*, 1997, 144(6): 469-475.

- [5] UTKIN V I. Sliding mode control design principles and application to electric drives [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1993, 40(1): 23-36.
- [6] TEEL A R. Global stabilization and restricted tracking for multiple integrators with bounded controls [J]. *Systems & Control Letters*, 1992, 18(3): 165-171.
- [7] GUARINO C, BIANCO LO, TONIELLI A, et al. Nonlinear trajectory generator [C]// *IECON' 96 - 22nd Annual International Conference on the IEEE Industrial Electronics Society*. Taipei: IEEE Press, 1996.
- [8] ZANASI R, GUARINO C, BIANCO LO, et al. Nonlinear filters for the generation of smooth trajectories [C]// *The Proceedings of Nonlinear Controls Systems Desing' 1998*, University of Twente. Enschede, The Netherlands: Elsevier, 1998.
- [9] ZANASI R, GUARINO C, BIANCO LO, et al. Nonlinear filters for the generation of smooth trajectories [J]. *Automatica*, 2000, 36(3): 439-448.
- [10] LEE E B, MARKUS L. *Foundations of Optimal Control Theory* [M]. New York: Wiley, 1967.
- [11] RYAN E P. *Optimal Relay and Saturation Control* [M]. London: Peter Peregrinus Ltd, 1982.
- [12] ZANASI R, MORSELLI R. Discrete minium time tracking problem for a chain of three integrators with bounded input [J]. *Automatica*, 2003, 39(9): 1643-1649.
- [13] UTKIN V I. Variable structure systems with sliding modes [J]. *IEEE Trans on Automat Control*, 1977, 22(2): 212-222.
- [14] KIM Kyeong-haw, YOUN Myung-joong. A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2002, 49(3): 524-535.

作者简介:

魏熙乐 (1975—),男,天津大学信号与信息处理专业博士生,研究方向为非线性运动系统伺服控制;

王江 (1964—),男,天津大学电气与自动化工程学院教授,博士生导师,研究领域包括非线性控制理论与应用、生物信息等, E-mail: jiangwang@tju.edu.cn;

杨兆选 (1946—),男,天津大学电子信息工程学院教授,博士生导师,研究领域包括微处理器(包括 DSP,嵌入式系统,单片机)应用系统研究、数字图像处理.