第 37 卷第 4 期
2020 年 4 月

控制理论与应用
Control Theory & Applications

Vol. 37 No. 4
Apr. 2020

基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制

金鸿雁, 赵希梅†

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 为满足永磁直线同步电动机(PMLSM)伺服系统高速度高精度的要求, 抑制不确定性对系统性能的影响, 提出一种互补滑模控制(CSMC)和迭代学习控制(ILC)相结合的控制方法. 该方法结合了CSMC强鲁棒性的优点和ILC跟踪精度高的特点, 以CSMC中积分滑模面为基础设计新型迭代学习律, 既可利用ILC对系统未建模动态进行估计, 抑制端部效应、齿槽效应和摩擦力等周期不确定性的影响, 又可利用CSMC减小参数变化和外部扰动等非周期不确定性对系统的影响, 从而提高控制器的收敛速度和收敛精度, 保证系统具有较强的速度跟踪性能. 实验结果表明, 该方法有效地提高了系统的动态响应能力, 改善了速度跟踪精度.

关键词: 永磁直线同步电动机; 不确定性; 互补滑模控制; 迭代学习控制; 鲁棒性

引用格式: 金鸿雁, 赵希梅. 基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制. 控制理论与应用, 2020, 37(4): 918 – 924

DOI: 10.7641/CTA.2019.90006

Speed control of permanent magnet linear synchronous motor based on complementary sliding mode control and iterative learning control

JIN Hong-yan, ZHAO Xi-mei†

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110870, China)

Abstract: In order to satisfy the requirements of high speed and high precision of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) servo system and to suppress the influence of uncertainties on system performance, a control method combining complementary sliding mode control (CSMC) with iterative learning control (ILC) is proposed. This method combines the advantages of strong robustness of CSMC and high tracking accuracy of ILC. Based on the integral sliding surface of CSMC, a new iterative learning law is designed. This method can not only estimate the un-modeled dynamics of the system and suppress periodic uncertainties such as end effects, cogging effects and friction forces by using ILC, but also reduce the influence of non-periodic uncertainties such as parameter variations and external disturbances by using CSMC, so as to improve the convergence speed and accuracy of the controller and ensure the system has strong speed tracking performance. The experimental results show that both the dynamic response ability and the speed tracking accuracy of the system are improved effectively.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor; uncertainties; complementary sliding mode control; iterative learning control; robustness

Citation: JIN Hongyan, ZHAO Ximei. Speed control of permanent magnet linear synchronous motor based on complementary sliding mode control and iterative learning control. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(4): 918 – 924

1 引言

近年来, 永磁直线同步电动机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)因具有大推力、高速度、高精度等优点, 在机器人、航空航天、高档数控机床等领域具有广泛的应用前景[1–2]. 然而, 由于PMLSM取消了传统旋转电机中的滚珠丝杠和联轴器等中间传动环节而直接驱动负载, 摩擦力、负载变化和外部扰动等不确定性因素就直接作用在电机动子上, 从而降低系统伺服性能[3]. 另外, PMLSM所固有的端部效应、齿槽效应等也会对系统高精度和高速度

收稿日期: 2019–01–03; 录用日期: 2019–09–05.

†本文通信作者. E-mail: zhaoxm_sut@163.com; Tel.: +86 13940325257.

本文责任编委: 徐胜元.

国家自然科学基金项目(51175349), 辽宁省自然科学基金计划重点项目(20170540677), 辽宁省教育厅科学技术研究项目(LQGD2017025)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51175349), the Key Project of Natural Science Foundation of Liaoning Province (20170540677) and the Science and Technology Research Project of Education Department of Liaoning Province (LQGD2017025).

的要求造成影响. 因此, 需要设计具有强鲁棒性的控制器来减小各种不确定性因素对系统的不利影响[4–5].

由于PMLSM伺服系统是一种多变量、强耦合的非线性系统, 传统比例积分微分(proportional integral derivative, PID)控制算法很难实现较好的控制效果. 为提高电机的控制性能, 使电机获得良好的速度跟踪品质, 国内外学者对PMLSM伺服系统的控制方法进行了大量地研究, 其中滑模控制(sliding mode control, SMC)、迭代学习控制(iterative learning control, ILC)、反推控制等方法都受到了极大地关注[6–7]. 文献[8]提出ILC和小波滤波器相结合的方法, 有效地减小了位置跟踪误差, 但是该控制器只是剔除了周期性扰动中的非周期分量. 文献[9]提出一种带有λ衰减因子的ILC算法, 与P型ILC相比具有较好的优越性, 但控制器较为简单, 不能达到良好的控制效果. 文献[10]将SMC与ILC相结合, 改善了系统的鲁棒性能和跟踪性能, 但SMC中切换控制的存在会使系统产生抖振现象, 且只适用于抑制系统周期性扰动. 文献[11]提出自适应互补滑模控制(complementary sliding mode control, CSMC), 有效削弱了抖振, 减小了系统跟踪误差, 并极大地提高了系统的鲁棒性能.

为提高PMLSM伺服系统的速度跟踪性能, 本文设计一种CSMC和ILC相结合的互补滑模型迭代学习控制(complementary sliding mode control type iterative learning control, CSMC–ILC) 方法. CSMC–ILC 采用以积分滑模面为基础的新型学习律, 可抑制端部效应、齿槽效应和摩擦力等周期不确定性对系统的影响, 估计系统未建模动态, 并削弱非周期不确定性对系统的影响, 提高系统的收敛速度和收敛精度, 使系统具有较强的鲁棒性. 实验结果表明, 该方法同滑模控制型迭代学习控制(sliding mode control type iterative learning control, SMC–ILC)方法相比, CSMC–ILC方法可使系统具有更快的动态响应能力和更精准的速度跟踪性能.

2 PMLSM数学模型

对PMLSM伺服系统进行矢量控制, 使动子电流矢量与定子永磁体磁场在空间上正交, 在$i_{\rm d}=0$的条件下, 电磁推力方程简化为

$$F_{\rm e}(t)=K_{\rm f}i_{\rm q}(t), \tag{1}$$

$$K_{\rm f}=\frac{3\pi p_{\rm n}\varPsi_{\rm f}}{2\tau}, \tag{2}$$

式中: $F_{\rm e}(t)$为电磁推力; $i_{\rm q}(t)$为q轴的电流; $K_{\rm f}$为电磁推力系数; $p_{\rm n}$为极对数; $\varPsi_{\rm f}$为基波磁链; τ为极距.

PMLSM的机械运动方程为

$$M\dot{v}(t)=F_{\rm e}(t)-Bv(t)-F(t), \tag{3}$$

式中: M为动子总质量; $v(t)$为动子线速度; B为粘滞摩擦系数; $F(t)$定义为系统总扰动, 表示为

$$F(t)=F_{\rm fri}+F_{\rm end}+F_{\rm cog}+F_{\rm L},$$

$F_{\rm L}$为外部扰动和系统参数变化等非周期扰动.

$F_{\rm fri}$为摩擦力, 是与速度相关的周期不确定性, 表示为

$$F_{\rm fri}(v)=(f_{\rm c}+(f_{\rm m}-f_{\rm c}){\rm e}^{-(\frac{v}{v_{\rm s}})^2})\,{\rm sgn}\,v, \tag{4}$$

式中: $f_{\rm c}$为库伦摩擦力; $f_{\rm m}$为最大静摩擦力; $v_{\rm s}$为摩擦系数; ${\rm sgn}(\cdot)$为符号函数.

$F_{\rm end}$为端部效应力, 是与位置相关的周期不确定性, 表示为

$$F_{\rm end}(x)=A_1\cos(\omega_0x+\theta), \tag{5}$$

式中: x为动子位置; A_1为端部效应力波动幅值; ω_0为角速度; θ为初始相位电角度.

$F_{\rm cog}$为齿槽效应力, 由多次谐波构成, 但一次谐波为主要扰动, 是与位置相关的周期不确定性, $F_{\rm cog}$可简化表示为

$$F_{\rm cog}(x)=A_2\sin(\omega_0x), \tag{6}$$

式中A_2为齿槽力波动幅值.

3 基于CSMC–ILC的PMLSM速度伺服系统

基于CSMC–ILC的PMLSM速度控制系统框图如图1所示. 由图中可见, PMLSM伺服系统包括坐标变换模块、检测模块、整流逆变电路, 以及CSMC–ILC速度控制器和PI电流控制器等部分.

3.1 CSMC设计

CSMC是在SMC的基础上, 增加互补滑模面, 并采用饱和函数代替切换函数, 可有效减小跟踪误差, 并削弱SMC中存在的抖振现象[12]. CSMC结构图如图2中虚线框所示.

由式(3)的机械运动方程可知, 要使PMLSM具有良好的性能, 必须利用CSMC削弱$F(t)$对系统性能的影响.

若$F(t)=0$时, 可将式(3)改写为

$$\dot{v}(t)=-\frac{B}{M}v(t)+\frac{K_{\rm f}}{M}i_{\rm q}(t)=A_{\rm n}v(t)+B_{\rm n}u(t), \tag{7}$$

式中: $A_{\rm n}=-\dfrac{B}{M}$; $B_{\rm n}=\dfrac{K_{\rm f}}{M}$; $u(t)=i_{\rm q}(t)$为系统控制输入.

若$F(t)\neq0$, 则式(3)可改写为

$$\begin{aligned}\dot{v}(t)=&(A_{\rm n}+\Delta A)v(t)+(B_{\rm n}+\Delta B)u(t)+\\&(C_{\rm n}+\Delta C)F(t)=\\&A_{\rm n}v(t)+B_{\rm n}u(t)+H(t),\end{aligned} \tag{8}$$

$$H(t)=\Delta Av(t)+\Delta Bu(t)+(C_{\rm n}+\Delta C)F(t), \tag{9}$$

式中: $C_{\rm n}=-\dfrac{1}{M}$; ΔA, ΔB和ΔC为由M和B引起的系统参数不确定性; $H(t)$为系统总不确定性, 且假设$H(t)\leqslant\rho$, ρ为正常数, 是总不确定性的上界, 同时也作为CSMC的切换增益.

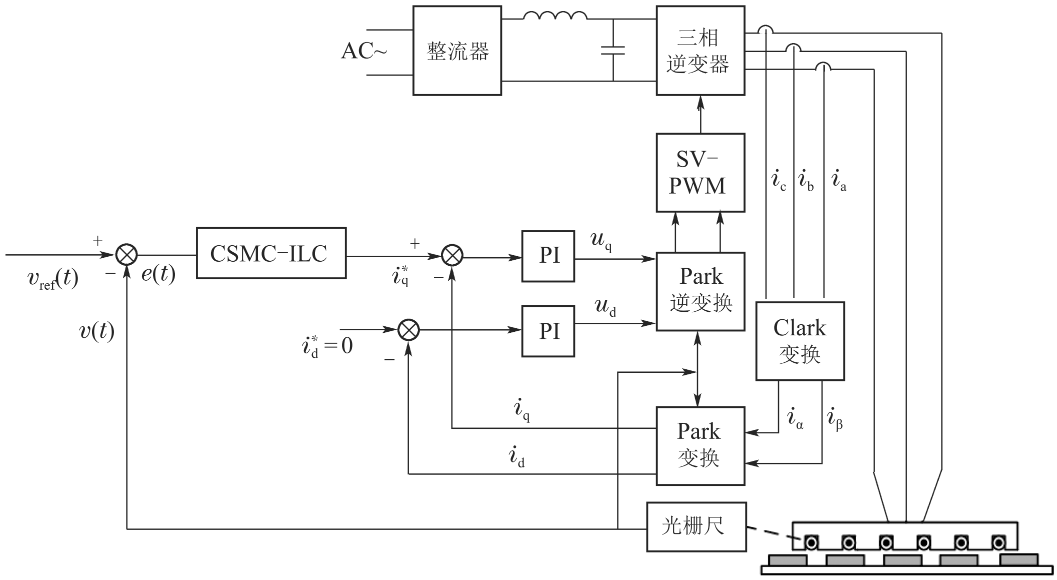


图 1 基于CSMC–ILC的PMLSM速度控制系统框图

Fig. 1 Block diagram of PMLSM speed control system based on CSMC–ILC

定义速度跟踪误差为

$$e(t)=v_{\mathrm{ref}}(t)-v(t), \tag{10}$$

式中: $e(t)$为跟踪误差; $v_{\mathrm{ref}}(t)$为速度参考值.

CSMC采用积分滑模面$S_1(t)$和互补滑模面$S_2(t)$相结合的设计方法. 在设计滑模面时, 需保证系统状态点可在有限时间内到达滑模面. 当状态点在滑模面上方时, 控制结果应使状态点向下穿过滑模面, 当状态点在滑模面下方时, 控制结果应使状态点向上穿过滑模面, 即滑动模态存在的数学表达式为[13]

$$\lim_{s\to0^+}\dot s<0,\quad \lim_{s\to0^-}\dot s>0. \tag{11}$$

这意味着在切换面领域内, 运动轨迹将于有限时间内到达切换面, 所以也称为局部到达条件. 到达条件的等价形式为

$$s\dot s<0, \tag{12}$$

式中切换函数$s(x)$需满足可微且过原点两个条件. 为了保证在有限时间内到达, 避免渐近趋近, 将式(12)改写为[14]

$$\begin{cases}\dot s>\varepsilon,\ s<0,\\ \dot s<\varepsilon,\ s>0,\end{cases} \text{或 } s\dot s<-\varepsilon|s|, \tag{13}$$

式中$\varepsilon>0$, ε可以取得任意小.

设计积分滑模面$S_1(t)$为

$$S_1(t)=e(t)+\lambda\int_0^t e(t)\mathrm{d}\tau, \tag{14}$$

式中: $S_1(t)$为CSMC中的积分滑模面, 同时也是传统SMC中的滑模面; λ为正常数. 对式(14)求导并结合式(8)和式(10)得

$$\dot S_1(t)=\dot e(t)+\lambda e(t)=\\ \dot v(t)-A_{\mathrm{n}}v(t)-B_{\mathrm{n}}u(t)-H(t)+\lambda e(t). \tag{15}$$

设计互补滑模面$S_2(t)$为

$$S_2(t)=e(t)-\lambda\int_0^t e(t)\mathrm{d}\tau. \tag{16}$$

定义两个滑模面之和为$\sigma(t)$, 则确定$S_1(t)$和$S_2(t)$之间的关系为

$$\dot S_2(t)+\lambda\sigma(t)=\dot S_1(t). \tag{17}$$

根据系统动态方程, 设计CSMC控制律$c(t)$, $c(t)$由等效控制律$c_{\mathrm{eq}}(t)$和切换控制律$c_{\mathrm{hit}}(t)$组成, 表示为

$$c(t)=c_{\mathrm{eq}}(t)+c_{\mathrm{hit}}(t), \tag{18}$$

$$c_{\mathrm{eq}}(t)=\frac{1}{B_{\mathrm{n}}}\big(\dot v_{\mathrm{ref}}-A_{\mathrm{n}}v(t)+\lambda(e(t)+S_1(t))\big), \tag{19}$$

$$c_{\mathrm{hit}}(t)=\frac{1}{B_{\mathrm{n}}}(\rho\mathrm{sat}(\frac{\sigma(t)}{\varphi})), \tag{20}$$

式中: sat(·)为饱和函数; 边界层厚度φ为常数. 所采用的sat(·)表示为

$$\mathrm{sat}(\frac{\sigma(t)}{\varphi})=\begin{cases}1, & \sigma(t)\geqslant\varphi,\\ \dfrac{\sigma(t)}{\varphi}, & -\varphi<\sigma(t)<\varphi,\\ -1, & \sigma(t)\leqslant-\varphi.\end{cases} \tag{21}$$

对CSMC系统选择的Lyapunov函数为

$$V_{\mathrm{C}}=\frac{1}{2}(S_1^2(t)+S_2^2(t)). \tag{22}$$

对Lyapunov函数求导并将式(15)(17)(21)代入式(22),

可得

$$\begin{aligned}\dot V_{\rm C}=&S_1(t)\dot S_1(t)+S_2(t)\dot S_2(t)=\\&\sigma(t)(\dot v_{\rm ref}(t)-A_{\rm n}v(t)-B_{\rm n}c(t)-\\&H(t)+\lambda e(t)-\lambda S_2(t))\leqslant\\&\sigma(t)(-\rho)-\lambda\sigma^2(t)+|\sigma(t)||H|\leqslant\\&|\sigma(t)|(|H|-\rho)-\lambda\sigma^2(t)=\\&-\lambda\sigma^2(t)-\eta|\sigma(t)|\leqslant 0,\end{aligned}\tag{23}$$

式中: $|\sigma(t)|\geqslant\varphi$; η为一正值, 状态点将在小于$\dfrac{\sigma(t{=}0)}{\eta}$的有限时间内到达滑模面$S(t)$[15]. 假定$\sigma(t{=}0)>0$, 且定义$t_{\rm reach}$为状态点到达滑模面的时间, 对式(17)在$t=0$和$t=t_{\rm reach}$之间积分可得

$$0-\sigma(t{=}0)=\sigma(t{=}t_{\rm reach})-\sigma(t{=}0)\leqslant-\eta(t_{\rm reach}-0),\tag{24}$$

也就是

$$t_{\rm reach}\leqslant\frac{|S(t=0)|}{\eta}.\tag{25}$$

同样, 当$S(t{=}0)<0$时, 有

$$t_{\rm reach}\leqslant\frac{|S(t=0)|}{\eta}.\tag{26}$$

因此, 这确保了任意的始于边界层外的系统状态轨迹都会在有限时间内到达边界层, 并沿着两个滑模面的交集($S_1(t)=S_2(t)=0$)向零点的邻域滑动, 且一旦系统状态点达到滑模面, 跟踪误差便会在有限时间趋近为零.

3.2　CSMC–ILC设计

ILC具有控制精度高, 收敛速度快, 不需要精准数学模型等优点, 理论上可完全抑制系统中周期不确定性, 并获得高精度跟踪控制性能[16–17].

为便于CSMC–ILC的设计, 将PMLSM伺服系统定义为单输入单输出的非线性系统, 将其表示成状态空间方程形式为

$$\begin{cases}\dot x(t)=f(x,t)+b(x,t)u(t)-d(t)-B(x,t),\\ y(t)=x(t)=v(t),\end{cases}\tag{27}$$

式中: $f(x,t)$为待学习的系统未建模动态函数, 由CSMC–ILC估计而得; $b(x,t)$为系统已知数值函数; $d(t)$表示参数变化和外部扰动等非周期不确定性; $B(x,t)$为系统摩擦力, 即$F_{\rm fri}(v)$, 由式(4)知, $F_{\rm fri}(v)$为速度周期不确定性, 故将其单独列出.

CSMC–ILC以积分滑模面$S_1(t)$为基础设计新型迭代学习律. 结合式(27), 可将式(15)中$S_1(t)$的导数改写为

$$\begin{aligned}\dot S_1(t)=&\dot e(t)+\lambda e(t)=\\&\dot v_{\rm ref}(t)+\lambda e(t)-(f(x,t)+b(x,t)u(t)-\\&d(t)-B(x,t)).\end{aligned}\tag{28}$$

结合式(27), 设计第k次迭代学习控制器为

$$\begin{aligned}u_k(t)=&b^{-1}(x_k,t)\big(\lambda e_k(t)+\dot v_{\rm ref}(t)+\\&B(x_k,t)-\hat f(x_k,t)-c_k(t)\big),\end{aligned}\tag{29}$$

式中: k为迭代次数; $\hat f(x_k,t)$为迭代学习控制器, 设计迭代学习律$\hat f_k(t)$为

$$\begin{aligned}\hat f_k(t)=&\hat f_{k-1}(t)-\alpha(\frac{4}{3}\beta|S_{1k}(t)|^{\frac13}{\rm sgn}(S_{1k}(t))+\\&\gamma S_{1k}(t)),\end{aligned}\tag{30}$$

式中α, β和γ为常数.

结合式(28)–(29), 可将式(28)简化为

$$\dot S_{1k}(t)=\hat f(x_k,t)-f(x_k,t)+c_k(t)+d_k(t).\tag{31}$$

由于$\hat f(x_k,t)$可以用来对系统中存在的未建模动态$f(x_k,t)$进行估计, 因此, 在滑模面存在的条件下, CSMC控制律$c_k(t)$可对$d_k(t)$进行有效抑制. CSMC–ILC 结构图如图2所示.

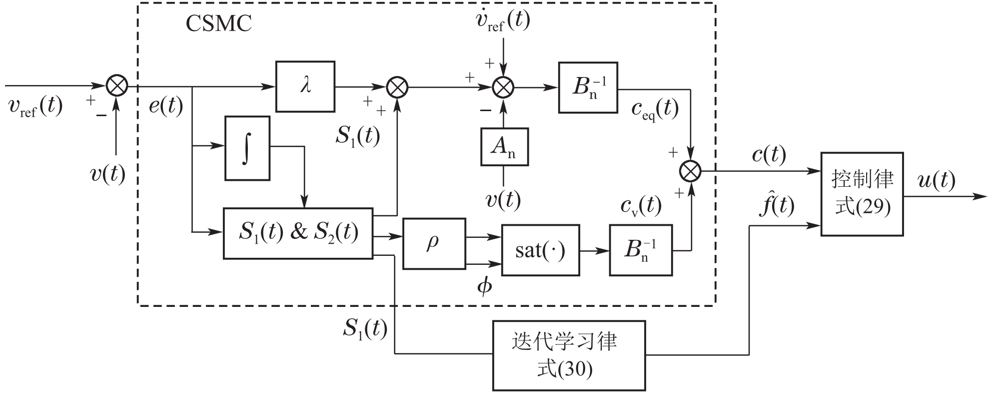


图 2 CSMC–ILC结构图

Fig. 2 Structure diagram of CSMC–ILC

为证明CSMC–ILC的稳定性, 在第k次迭代时, 定义Lyapunov能量函数$V_k(t)$为

$$V_k(t)=V_k^1(t)+V_k^2(t)+V_k^3(t), \tag{32}$$

$$V_k^1(t)=\frac{1}{2}\gamma S_{1k}^2(t), \tag{33}$$

$$V_k^2(t)=\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{4}{3}}, \tag{34}$$

$$V_k^3(t)=\frac{1}{2\alpha}\int_0^t \xi_k^2(t)\mathrm{d}\tau, \tag{35}$$

式中$\xi_k(t)=\hat{f}_k(t)-\hat{f}_{k-1}(t)$为迭代学习估计误差.

对能量函数$V_k^1(t)$进行稳定性分析, 则第k次和第$k-1$次迭代能量函数的差值为

$$\Delta V_k^1(t)=\frac{1}{2}\gamma S_{1k}^2(t)-\frac{1}{2}\gamma S_{1k-1}^2(t). \tag{36}$$

对$\frac{1}{2}\gamma S_{1k-1}^2(t)$求导, 可得

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\frac{1}{2}S_{1k}^2(t))=S_{1k}(t)\dot{S}_{1k}(t). \tag{37}$$

结合式(37), 可得式(36)的导数为

$$\Delta\dot{V}_k^1(t)=\gamma S_{1k}(t)\dot{S}_{1k}(t)-\gamma S_{1k-1}(t)\dot{S}_{1k-1}(t). \tag{38}$$

对能量函数$V_k^2(t)$进行稳定性分析, 则第k次和第$k-1$次迭代能量函数的差值为

$$\Delta V_k^2(t)=\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{4}{3}}-\beta|S_{1k-1}(t)|^{\frac{4}{3}}. \tag{39}$$

对$\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{4}{3}}$求导, 可得

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{4}{3}})=\frac{4}{3}\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k}(t). \tag{40}$$

由于$|\mathrm{sgn}(S_{1k}(t))|=1$, 因此式(40)可改写为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{4}{3}})=\frac{4}{3}\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k}(t)|\mathrm{sgn}(S_{1k}(t))|. \tag{41}$$

结合式(41), 可得式(39)的导数为

$$\begin{aligned}\Delta\dot{V}_k^2(t)=&\frac{4}{3}\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k}(t)|\mathrm{sgn}(S_{1k}(t))|-\\&\frac{4}{3}\beta|S_{1k-1}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k-1}(t)|\mathrm{sgn}(S_{1k-1}(t))|.\end{aligned} \tag{42}$$

对能量函数$V_k^3(t)$进行稳定性分析, 则第k次和第$k-1$次迭代能量函数的差值为

$$\Delta V_k^3(t)=\frac{1}{2\alpha}\int_0^t \xi_k^2\mathrm{d}\tau-\frac{1}{2\alpha}\int_0^t \xi_{k-1}^2\mathrm{d}\tau. \tag{43}$$

对$\Delta V_k^3(t)$求导可得

$$\Delta\dot{V}_k^3(t)=\frac{1}{2\alpha}\xi_k^2(t)-\frac{1}{2\alpha}\xi_{k-1}^2(t). \tag{44}$$

结合式(38)(42)和式(44)可得

$$\begin{aligned}&\Delta\dot{V}_k(t)=\\&\Delta\dot{V}_k^1(t)+\Delta\dot{V}_k^2(t)+\Delta\dot{V}_k^3(t)=\\&\gamma S_{1k}(t)\dot{S}_{1k}(t)-\gamma S_{1k-1}(t)\dot{S}_{1k-1}(t)+\\&\frac{4}{3}\beta|S_{1k}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k}(t)|\mathrm{sgn}(S_{1k}(t))|-\\&\frac{4}{3}\beta|S_{1k-1}(t)|^{\frac{1}{3}}\dot{S}_{1k-1}(t)|\mathrm{sgn}(S_{1k-1}(t))|+\\&\frac{1}{2\alpha}\xi_k^2(t)-\frac{1}{2\alpha}\xi_{k-1}^2(t).\end{aligned} \tag{45}$$

由$S(t)\dot{S}(t)<0$和$\xi_k(t)=\hat{f}_k(t)-\hat{f}_{k-1}(t)$可知, $\Delta\dot{V}_k(t)\leqslant 0$, 即系统满足Lyapunov稳定性条件, 能量函数$V_k(t)$是收敛的.

4 实验与结果分析

采用DSP TMS320F2812A作为控制核心, 基于DSP的PMLSM伺服控制系统结构图如图3所示, 系统包括PMLSM, PC+DSP运算单元、光电耦合器、IPM模块等. 基于DSP的PMLSM控制系统实验平台如图4所示.

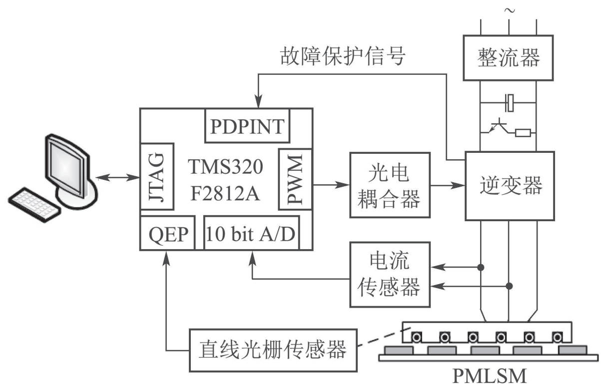


图 3 基于DSP的PMLSM控制系统结构图

Fig. 3 Structure diagram of PMLSM control system based on DSP

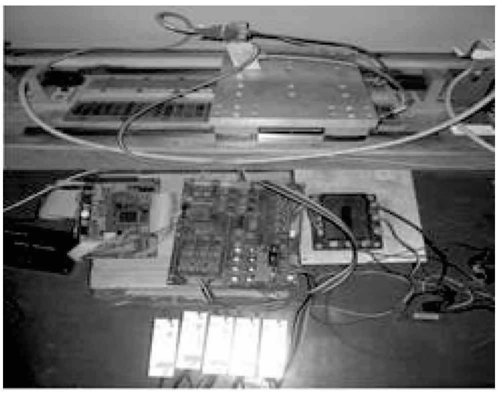


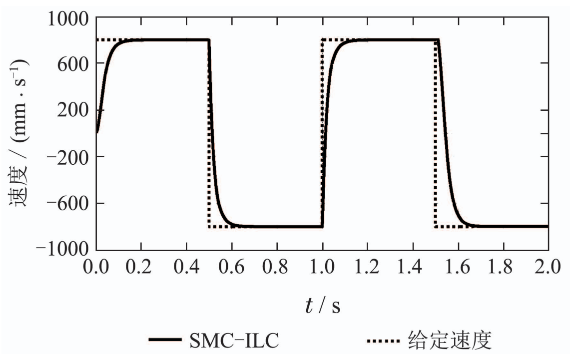
图 4 基于DSP的PMLSM伺服系统实验平台

Fig. 4 Experiment platform of PMLSM servo system based on DSP

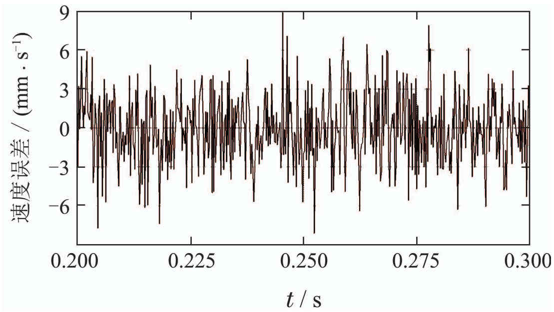
为验证所提出的控制方案的有效性, 实验中将采用SMC–ILC和CSMC–ILC两种控制方法进行对比分析. PMLSM的参数选择如下: $R_{\mathrm{s}}=2.1\ \Omega$, $\psi_{\mathrm{f}}=0.09$ Wb, $\tau=32$ mm, $M=16.4$ kg, $p_{\mathrm{n}}=3$, $B=8.0\ \mathrm{N\cdot s/m}$, $K_{\mathrm{f}}=50.7$ N/A, $A_1=A_2=20$, $\theta=0$.

在CSMC中, 选取参数$\rho = 15$, $\lambda = 103$, $\varphi = 0.005$. 在SMC–ILC和CSMC–ILC中, 选取控制器参数$\alpha = 0.1$, $\beta = 0.4$, $\gamma = 0.2$, $k = 15$.

电机启动, 在$i_{\mathrm{d}} = 0$时, 速度给定为±800 mm/s的1 Hz方波信号. 基于SMC–ILC和CSMC–ILC的PMLSM伺服系统速度响应曲线分别如图5和图7所示. 从图5(a)–5(b)中可以看出, 在SMC–ILC控制方法下, 电机瞬态响应时间约为0.13 s, 电机达到稳态时, 误差约为$-7.8 \sim 8.8$ mm/s, 约为给定速度的1.03%. 对比图7(a)–7(b)中可以看出, 基于CSMC–ILC的PMLSM伺服系统约在0.05 s达到稳态, 稳态误差约为 –4.5~3.5 mm/s, 约为给定速度的0.5%. 同SMC–ILC相比, CSMC–ILC控制方法下的PML–SM速度伺服系统具有更快的动态响应能力和更好的速度跟踪精度. 另外, 图6和图8分别为SMC–ILC和CSMC–ILC控制下各次跟踪误差的均方根曲线, 对比两图可以看出, 在CSMC–ILC控制下, 跟踪误差的均方根曲线大约在第7次迭代时达到稳定, 而SMC–ILC控制下的曲线约在第10次趋于稳定, 且在第4次迭代后跟踪误差均方根曲线出现明显波折. 由此可知, CSMC–ILC控制方法可以明显地改善了SMC–ILC迭代过程中的收敛速度和收敛精度, 使PMLSM伺服系统具有更快的动态响应能力和更好的速度跟踪性能.



(a) 速度跟踪曲线



(b) 速度误差曲线

图 5 基于SMC–ILC的PMLSM伺服系统速度响应曲线

Fig. 5 Speed response curves of PMLSM servo system based on SMC–ILC

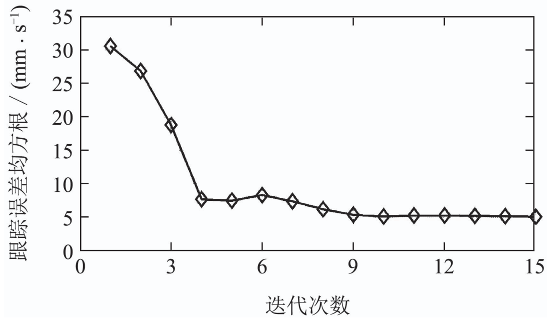
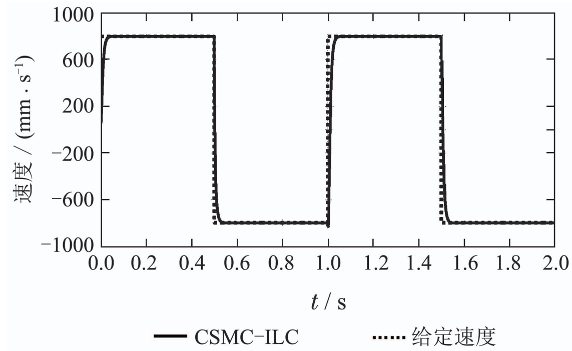
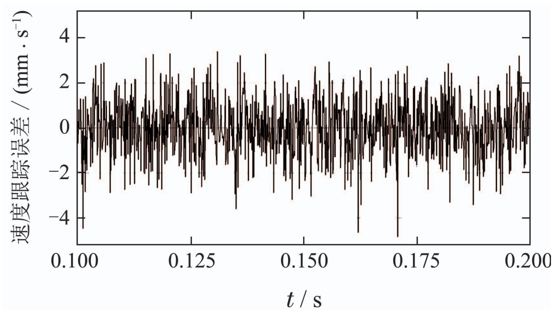


图 6 SMC–ILC过程中各次跟踪误差的均方根曲线

Fig. 6 The RMS curve of tracking error in each process of SMC–ILC



(a) 速度跟踪曲线



(b) 速度误差曲线

图 7 基于CSMC–ILC的PMLSM伺服系统速度响应曲线

Fig. 7 Speed response curves of PMLSM servo system based on CSCM–ILC

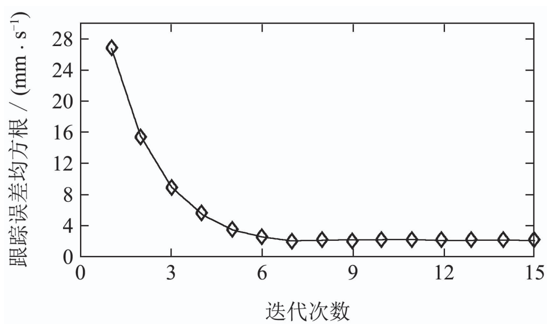


图 8 CSMC–ILC过程中各次跟踪误差的均方根

Fig. 8 The RMS curve of tracking error in each process of CSMC–ILC

5 结论

针对PMLSM伺服系统中存在不确定性而影响电机运行性能的问题, 设计一种CSMC–ILC方法. 利用ILC抑制系统周期不确定性, 并估计系统中未建模动态, 提高跟踪精度. 同时利用CSMC抑制系统非周期不确定性, 改善ILC控制性能并提高系统鲁棒性. 实验结果表明, 该方法切实可行, 可保证系统具有快速的动态响应能力和精准的速度跟踪性能.

参考文献:

[1] TING C S, LIEU J F, LIU C S, et al. An adaptive FNN control design of PMLSM in stationary reference frame. *Journal of Control Automation & Electrical Systems*, 2016, 27(4): 391 – 405.

[2] WANG Limei, ZHANG Zongxue. Cross-coupled fuzzy PID synchronous control for H-type precision motion platform. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2018, 40(1): 1 – 5.
(王丽梅, 张宗雪. H型精密运动平台交叉耦合模糊PID同步控制. 沈阳工业大学学报, 2018, 40(1): 1 – 5.)

[3] KAZRAJI S M, SOFLAYI R B, SHARIFIAN M B B. Sliding-mode observer for speed and position sensorless control of linear PMSM. *Electrical Control & Communication Engineering*, 2014, 5(1): 20 – 26.

[4] HONG J J, PAN D H, ZONG Z J. Comparison of the two current predictive-control methods for a segment-winding permanent-magnet linear synchronous motor. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2013, 41(5): 1167 – 1173.

[5] YAN Yeyang, YE Peiqing, ZHANG Hui, et al. Disturbance rejection for linear motor based on multi-periodic learning variable structure control. *Electric Machines and Control*, 2017, 21(1): 8 – 13.
(严乐阳, 叶佩青, 张辉, 等. 基于多周期迭代滑模控制的直线电机干扰抑制. 电机与控制学报, 2017, 21(1): 8 – 13.)

[6] PANAH P G, ATAEI M, MIRZAEIAN B, et al. A robust adaptive sliding mode control for PMLSM with variable velocity profile over wide range. *Research Journal of Applied Sciences Engineering & Technology*, 2015, 10(9): 997 – 1006.

[7] CHEN S Y, LIU T S. Intelligent tracking control of a PMLSM using self-evolving probabilistic fuzzy neural network. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(6): 1043 – 1054.

[8] YANG Junyou, LIU Yonheng, BAI Dianchun, et al. Disturbance rejection for PMLSM based on iterative learning control and wavelet filter. *Transaction of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(3): 87 – 92.
(杨俊友, 刘永恒, 白殿春, 等. 基于迭代学习与小波滤波器的永磁直线伺服系统扰动抑制. 电工技术学报, 2013, 28(3): 87 – 92.)

[9] ZHANG Honwei, YU Fashan, BU Xuhui, et al. Robust iterative learning control for permanent magnet linear motor. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(6): 81 – 86.
(张宏伟, 余发山, 卜旭辉, 等. 基于鲁棒迭代学习的永磁直线电机控制. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 81 – 86.)

[10] CHEN M Y, LU J S. High-precision motion control for a linear permanent magnet iron core synchronous motor drive in position platform. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2014, 10(1): 99 – 108.

[11] SU J P, WANG C C. Complementary sliding control of non-linear systems . *International Journal of Control*, 2002, 75(5): 360 – 368.

[12] NABIPOUR L M, ZAPCHI H A, MADANI S M. Variacle-structure for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. *The 20th Iranian Conference on Electrical Engineering*. Tehran: IEEE, 2012: 410 – 415.

[13] VU T T, YU D Y, HAN H C, et al. T–S fuzzy-model-based sliding-mode control for surface-mounted permanent-magnet synchronous motors considering uncertainties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(10): 4281 – 4291.

[14] GAO Weibing. *Variable Structure Control Theory and Design Method*. Beijing: Science Press, 1996.
(高为炳. 变结构控制的理论及设计方法. 北京: 科学出版社, 1996.)

[15] SLOTINE J J E, LI W P. *Applied Nonlinear Control*. New Jersey: Prentice Hall, 1991.

[16] XU J X, HUANG D Q, VENKATARAMANAN V, et al. High-performance tracking of piezoelectric positioning stage using current-cycle iterative learning control with gain scheduling. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(2): 1085 – 1098.

[17] MANDRA S, GALKOWSKI K, ROGERS E, et al. Performance-enhanced robust iterative learning control with experimental application to PMSM position tracking. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2019, 27(4): 1813 – 1819.

作者简介:

金鸿雁 博士研究生, 主要研究方向为电机控制及智能控制等, E-mail: jinhongyanch@163.com;

赵希梅 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电机控制、智能控制以及鲁棒控制等, E-mail: zhaoxm_sut@163.com.