

文章编号: 1001-0920(2005)08-0921-05

重复学习控制及其在一类非线性系统中的应用

李翠艳, 庄显义

(哈尔滨工业大学 控制科学与工程系, 哈尔滨 150001)

摘 要: 为跟踪或抑制仅周期已知的未知周期参考或扰动信号, 提出一种新的重复学习控制方法。利用系统的稳态误差并通过迭代学习构造前馈补偿, 实现了误差的渐近收敛。将所提出方法应用于一类常见的扰动信号和系统输出具有未知非线性关系的非线性系统, 假设其满足连续里普希斯条件。利用重复学习控制器, 系统的稳态误差可以减小到极低的程度。该方法控制精度高, 实现简单, 与传统的基于时延内模的重复控制方法相比, 具有对非重复性干扰不敏感的优点。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 重复学习控制; 周期参考跟踪; 稳态响应; 输出相关非线性扰动

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Repetitive Learning Control and the Study on Its Application to a Class of Nonlinear Systems

LI Cui-yan, ZHUANG Xian-yi

(Department of Control Science and Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China. Correspondent: LICui-yan, E-mail: lilicyan@263.net)

Abstract A novel repetitive learning control method is proposed for the tracking or rejection of unknown periodic reference or disturbance with a known period. A feed-forward compensation is constructed by iterative learning with only the steady-state error to produce asymptotic error convergence. The proposed method is applied to a class of nonlinear systems frequently met in practice, where the disturbances have unknown nonlinear dependency on the output with only continuous Lipschitz condition imposed. With the repetitive learning controller, the steady state error of the system can be reduced to a very low degree. Compared with the conventional repetitive control method, the proposed method has the merits of high accuracy, easy implementation and being insensitive to non-repetitive disturbances. Simulation results confirm its effectiveness.

Key words: Repetitive learning control; Periodic reference tracking; Steady-state response; Output-dependent nonlinear disturbance

1 引 言

周期参考或扰动信号的跟踪或抑制问题有着重要的意义。在具有周期性外激励信号的系统中, 提高系统性能的有效方法之一是使控制器学习以往的控制经验, 以获得有效的控制作用。一般说, 系统的学习越有效, 系统的性能就越好。目前已出现了多种利用控制任务重复性本质的学习控制器。在迭代学习控制中^[1,2], 控制器在运行时引入了修正作用。在重复控制方法中^[3,4], 控制器包含一个时延正反馈环

节, 可实现对任意周期信号的渐近跟踪。

尽管重复控制实现简单, 控制精度高, 但其缺点也十分明显: 学习机制过于简单, 难以处理信号环境复杂的情况; 由于缺乏对信号的判别和分类能力, 重复控制作用可能放大非重复性扰动, 造成系统性能严重下降。可在重复控制系统中引入一些自适应方法, 以抑制非线性的影响^[5,6], 但这时控制器远比采用标准重复控制律的控制器复杂。

本文基于学习的概念, 提出一种新型的重复学

收稿日期: 2004-09-13; 修回日期: 2004-11-23

作者简介: 李翠艳(1974-), 女, 黑龙江萝北人, 博士生, 从事学习控制、重复控制等研究; 庄显义(1935-), 男, 黑龙江拜泉人, 教授, 博士生导师, 从事工业过程控制、智能控制等研究。

习控制方法(RLC). 利用系统的稳态误差信号构造前馈补偿, 随着重复学习控制器迭代更新其控制输出, 稳态误差将收敛到 0. 利用十分成熟的信号处理技术, 可有效地提取出非重复性扰动作用下的稳态误差. 该方法在复杂信号环境下控制精度较高, 本质上是一种前馈控制, 在工程实践中易于实现.

将所提出的重复学习控制方法应用于经常遇到的非线性系统. 在这类系统中, 扰动信号和系统输出具有未知非线性关系, 假设其满足连续里普希斯条件. 推导出了所提出的重复学习控制方法的应用条件, 这些条件对于其他基于系统周期不变特性的学习控制方法(例如文献[7])是必要的. 理论分析和仿真结果表明, 采用该方法系统误差可以降到极低的程度.

2 符号与定义

$R/R_+/Z$ 分别表示实数/非负实数/整数集;
 $|x| (x \in R)$ 表示 x 的绝对值;
 $C[a, b]: R \rightarrow R (a, b \in R)$ 为 $[a, b]$ 上连续函数;
 L^2 为所有定义在 R_+ 上平方可积的实函数所形成的线性空间;

函数 $g: R_+ \rightarrow R$ 的范数取其 L^2 范数, 即

$$g(t) = \left(\int_0^{\infty} |g(\tau)|^2 d\tau \right)^{1/2},$$

$$g(t) \in L^2, \int_0^{\infty} |g(\tau)|^2 d\tau < \infty;$$

L_T 为满足以下条件的可测函数 $f: R_+ \rightarrow R$ 的集合:

- 1) $f(t+T) = f(t)$;
 - 2) $\|f\|_T = \left[\frac{1}{T} \int_0^T |f(t)|^2 dt \right]^{1/2} < \infty$;
- $\|\cdot\|_T$ 称为 L_T 范数, 即均方根范数;

若 $f(t) \in L_T$, 则称 $f(t)$ 为 T 周期函数, 其傅立叶展开为

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{f}_n e^{j\omega_n t}, \omega_n = 2n\pi/T;$$

n 阶傅立叶系数为

$$\hat{f}_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-j\omega_n t} dt;$$

L_T 范数为

$$\|f\|_T = \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} |\hat{f}_n|^2};$$

若函数 $f(t)$ 的稳态函数 $f^{ss}(t) \in L_T$, 则记 $f(t) \in L_{AT}$;

截断算子 P_L 为

$$P_L g(t) = \begin{cases} g(t), & t \leq L; \\ 0, & t > L; \end{cases}$$

稳定传函 $G(s)$ 的无穷范数为

$$G(s) = \sup_{\omega} |G(j\omega)|, \omega \in R_+.$$

3 重复学习控制

基于学习的概念, 针对具有重复性质的控制任务, 重复学习控制系统的一般结构如图 1 所示. 重复学习控制器包括记忆环节 C_M 和学习算子 T_L 两部分, 学习算子 T_L 的功能是对记忆环节 C_M 中的控制经验进行学习, 即提取其中的有效成分, 并以此生成补偿控制信号以提高控制精度. 一般说, T_L 算法越复杂, 其学习功能越强, 系统的性能就越好. 因此需要在系统性能与算法复杂性之间寻求合理的折衷.

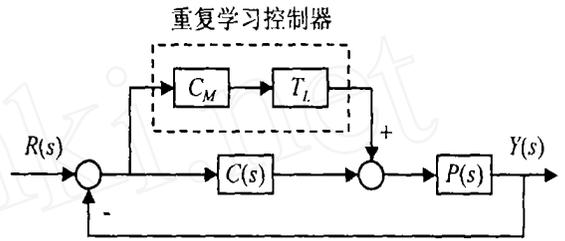


图 1 重复学习控制系统

当外激励信号为周期信号时, 系统响应可分为两部分: 随时间增长而衰减到 0 的暂态响应和外激励信号产生的周期稳态响应. 由此提出以下基于稳态误差的重复学习算法.

考虑图 2 所示的伺服系统, 其中 $r(t), e(t), d(t), y(t)$ 分别为参考输入、误差、扰动和输出信号, $P(s)$ 为广义被控对象. 控制任务是寻求前馈控制输入 $u_k(t)$, 使得系统的稳态误差收敛到 0.

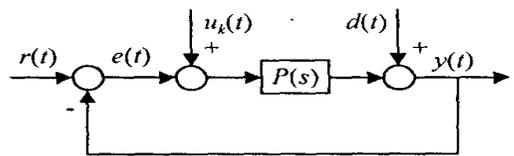


图 2 周期跟踪伺服系统

构造迭代序列 $\{u_k(t)\} (k = 0, 1, \dots)$ 如下:

$$\begin{cases} u_0(t) = 0, \\ u_{k+1}(t) = u_k(t) + k_l \circ e_k^{ss}(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $e_k^{ss}(t)$ 为系统对参考信号 $r(t)$ 和控制输入 $u_k(t)$ 的稳态误差响应, $k_l: L_{AT} \rightarrow L_T$ 为学习算子, “ \circ ” 表示映射的作用关系, 例如 $k_l \circ e_k^{ss}(t)$ 表示 $e_k^{ss}(t)$ 被算子 k_l 所映射.

注 1 在式(1)中, k_l 为时域函数之间的映射. 为方便起见, 在以下两种情况下不进行符号上的区别:

- 1) 当 k_l 所映射的信号在频域内表示时, 例如 $e_k^{ss}(t)$ 表示为其拉氏变换 $E_k^{ss}(s)$, 仍记为 $k_l \circ E_k^{ss}(s)$;
- 2) 对于传递函数(例如 $H(s)$), 定义一种映射关系, 将 $H(s)$ 与 k_l 的复合映射记为 $k_l \circ H(s)$, 并以

$k_l \circ H(j\omega)$ 表示其频率特性

下述定理给出了稳态误差的收敛条件:

定理 1 在图 2 的伺服系统中, 设 $r(t), d(t)$

L_T , 闭环传递函数 $H(s) = \frac{P(s)}{1+P(s)}$ 稳定, 且 $H(j\omega) \neq 0, \omega = 2n\pi/T, \forall n \in \mathbb{Z}, u_k(t) (k = 0, 1, \dots)$. 由式(1) 定义, 记 $e_k^{ss}(t)$ 为 $u(t) = u_k(t)$ 时系统的稳态误差, 如果

$$\eta(\omega) = |1 - k_l \circ H(j\omega)| < 1, \forall n \in \mathbb{Z}, \quad (2)$$

则有 $\lim_k |e_k^{ss}(t)|_T = 0$

证明 如果 $r(t) \in L_T$, 易知 $e_k^{ss}(t) \in L_T$, 设其傅立叶级数

$$e_k^{ss}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{c}_{kn}^{ss} e^{j\omega_n t}, \quad (3)$$

其中 \hat{c}_{kn}^{ss} 是 $e_k^{ss}(t)$ 的 n 阶傅立叶系数 $e_k^{ss}(t)$ 的 L_T 范数为

$$\|e_k^{ss}(t)\|_T = \sqrt{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} |\hat{c}_{kn}^{ss}|^2}. \quad (4)$$

由迭代可得

$$e_{k+1}^{ss}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [1 - k_l \circ H(j\omega_n)] \hat{c}_{kn}^{ss} e^{j\omega_n t},$$

即

$$\hat{c}_{k+1,n}^{ss} = [1 - k_l \circ H(j\omega_n)] \hat{c}_{kn}^{ss}$$

由上式递推有

$$\hat{c}_{k+1,n}^{ss} = [1 - k_l \circ H(j\omega_n)]^{k+1} \hat{c}_{0n}^{ss}$$

$$\|e_{k+1}^{ss}(t)\|_T^2 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |[1 - k_l \circ H(j\omega_n)]^{k+1} \hat{c}_{0n}^{ss}|^2.$$

若不等式(2) 成立, 则定理得证

称 $\eta(\omega)$ 为谐波频率 ω 处的收敛比 $\eta(\omega)$ 越小, 稳态误差中频率为 ω 的成分随 $u_k(t)$ 迭代收敛到 0 的速度越快

讨论 1 实际控制系统经常存在各种干扰信号和噪声, 信号的频率成分可能比较复杂, 所以收敛条件(2) 可以进一步加强为

$$\eta = |1 - k_l \circ H(j\omega)| < 1, \omega \in [0, \infty). \quad (5)$$

讨论 2 由式(5) 可知, 若 $k_l \circ H(j\omega) = 1$, 则在频率 ω 处, 系统误差经一次迭代收敛到 0. 由此可得学习算子 k_l 的设计原则, 即应在尽量宽的频带内使得 $k_l \circ H(j\omega) \neq 1$, 以保证系统收敛. k_l 可由 $H(j\omega)$ 的逆特性 $H^{-1}(j\omega)$ 并对稳态误差信号进行傅立叶变换来实现. 设 $e_{kM}^{ss}(t)$ 为 $e_k^{ss}(t)$ 的前 M 次谐波, 即

$$e_{kM}^{ss}(t) = A_{k0} + \sum_{i=1}^M A_{ki} \sin(\omega_i t + \psi_{ki}),$$

并令

$$B_0 = \lim_{s \rightarrow 0} H^{-1}(s), B_i = |H^{-1}(j\omega)|,$$

$$\varphi_i = \angle H^{-1}(j\omega), i = 1, 2, \dots, M.$$

则重复学习控制律的实现为

$$u_{k+1}(t) = u_k(t) + A_{k0} B_0 + \sum_{i=1}^M A_{ki} B_i \sin(\omega_i t + \psi_{ki} + \varphi_i). \quad (6)$$

由此定义的学习算子 k_l 是 $H(j\omega)$ 的近似逆. 易知 $\eta(\omega) = 0, n = 1, 2, \dots, M$, 阶次 M 可根据系统所要求的精度来选择

4 在一类非线性系统中的应用

4.1 问题描述

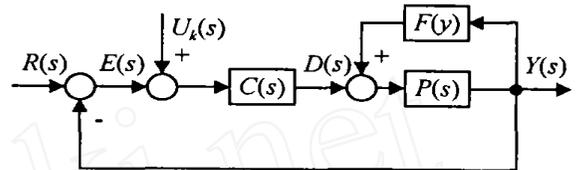


图 3 非线性输出反馈伺服系统

将所提出的方法应用于图 3 所示的一类带有非线性输出反馈的伺服系统. 其中 $C(s)$ 为镇定控制器, $P(s)$ 为被控对象, $R(s), E(s), D(s), Y(s)$ 分别为参考输入信号、误差、扰动和输出信号. $r(t), e(t), d(t), y(t)$ 的拉氏变换, $r(t) \in L_T, U_k(s)$ 是重复学习控制器输出. 连续函数 $F: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ 描述了扰动 $d(t)$ 和输出 $y(t)$ 之间的未知非线性关系, 即 $d(t) = F(y(t))$.

图 3 的非线性反馈结构适用于许多实际系统. 例如 $F(\bullet)$ 可以描述由于不对称机械机构和重力作用引入的负载变化, 或者伺服电机本身的齿槽效应. 不失一般性, 设 $F(\bullet)$ 满足连续里普希斯条件, 即 $\exists \mu > 0, \forall y_1, y_2 \in \mathbb{R}$, 有

$$|F(y_1) - F(y_2)| < \mu |y_1 - y_2| \quad (7)$$

设 $F(\bullet) \neq 0$, 则图 3 系统退化为线性系统, 称其为原始系统的线性子系统

4.2 稳定性

定理 2 假设图 3 的非线性系统满足:

- 1) 线性子系统渐近稳定;
- 2) $C(s)$ 和 $P(s)$ 不含虚轴上零点;
- 3) $F(\bullet)$ 满足不等式(7), 且 $F(0) = 0$

如果

$$\mu \|G_{yd}(s)\| < 1, \quad (8)$$

其中

$$G_{yd}(s) = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)},$$

则图 3 的非线性系统 L^2 稳定

证明 容易求得系统输出的拉氏变换为

$$Y(s) = (R(s) + U_k(s)) \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} +$$

$$D(s) \frac{P(s)}{1 + P(s)C(s)}$$

由此可得图3的等效变换如图4所示

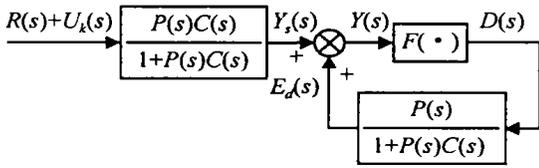


图4 图3的等价系统

考虑到假设1)和2),从 $R(s) + U_k(s)$ 到 $Y_s(s)$ 的传递函数稳定,因此只需证明图4中的正反馈回路稳定.根据假设3),对于 $\forall y(t) \in L^2$,有

$$F(y(t)) < \mu y(t) \quad (9)$$

由小增益定理知,若不等式(8)成立,则图4中回路 L^2 稳定,从而非线性系统 L^2 稳定

4.3 周期性稳态误差的存在性

对于图3所示系统,下述定理给出了周期性稳态误差的存在性:

定理3 设 $G_{er}: C[0, \infty) \rightarrow C[0, \infty)$, $G_{ed}: C[0, \infty) \rightarrow C[0, \infty)$ 分别是由

$$G_{er}(s) = \frac{1}{1 + C(s)P(s)}, G_{ed}(s) = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)}$$

定义的线性映射.若 $u_k(t) \in L_T$,则 $e_k^{ss}(t) \in L_T$.

证明 当 $k=0$ 时,前馈输入 $u_0(t)=0$,图3所示非线性系统的误差满足

$$e_0(t) = G_{er} \circ r(t) - G_{ed} \circ d(t) = G_{er} \circ r(t) - G_{ed} \circ F(r(t) - e_0(t)).$$

上式定义了一个映射

$$\Phi: C[0, \infty) \rightarrow C[0, \infty), e_0(t) = \Phi \circ e_0(t).$$

对于 $\forall x, y \in C[0, \infty) \cap L^2$,有

$$\begin{aligned} \Phi \circ y - \Phi \circ x &= \\ G_{ed} \circ F(r - x) - G_{ed} \circ F(r - y) &< \\ \mu G_{ed}(s) x - y &. \end{aligned}$$

如果

$$\mu G_{ed}(s) < 1, \quad (10)$$

则 Φ 是压缩映射,根据不动点原理, $P_L e_0(t)$ 可唯一确定且可通过迭代求解.考虑到 L 的任意性,可通过如下迭代序列 $\{e_{0,k}(t)\}$ 得到 $e_0(t)$:

$$e_{0,0}(t) = \tilde{e}(t), e_{0,k+1}(t) = \Phi \circ e_{0,k}(t). \quad (11)$$

其中迭代初值 $\tilde{e}(t) = G_{er} \circ r(t)$ 为图3系统线性子系统的误差响应, $e_0(t) = \lim_k e_{0,k}(t)$,则有 $e_0^{ss}(t) = \lim_t e_0(t)$.考虑到 $\tilde{e}(t) \in L_T$,由线性系统的性质易知 $e_{0,1}(t) \in L_T, e_{0,k}(t) \in L_T$,则 $e_0^{ss}(t) \in L_T$.类似地, $e_k^{ss}(t)$ 的 T 周期特性可证

讨论3 定理3表明,图3系统的稳态误差是与

参考信号同周期的周期函数.这一性质使得基于系统周期不变性的学习控制方法得以应用

4.4 稳态误差的收敛性

首先引入稳态映射的概念.考虑稳定的线性系统,如图3所示系统的线性子系统,若外激励信号为周期信号,则系统响应渐近收敛于同周期的信号.周期输入与稳态周期输出之间的关系是线性且唯一,因此可定义一个输入与稳态输出的映射关系.例如,若输入和稳态输出信号均属于 L_T ,且其傅立叶展开可表示为

$$\text{In, Out} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{c}_{\text{in},on}^{ss} e^{j\omega_n t}, \quad (12)$$

其中 \hat{c}_{in}^{ss} 和 \hat{c}_{on}^{ss} 为输入和输出的 n 阶傅立叶系数.则由稳定传递函数 $G(s)$ 定义的稳态映射可表示为

$$G_{ss}: L_T \rightarrow L_T: \text{Out} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \hat{c}_{\text{in}}^{ss} G(j\omega_n) e^{j\omega_n t}.$$

易知 $\|\cdot\|_T$ 意义下 G_{ss} 的诱导范数为

$$G_{ss} = \sup_n |G(j\omega_n)|, n \in \mathbb{Z}. \quad (13)$$

显然有 $G_{ss} \geq G(s)$.

基于稳态映射的概念,图3系统的稳态误差随 $u_k(t)$ 迭代的收敛性可由下述定理给出:

定理4 对于图3所示非线性系统,按如下形式构造重复学习控制律:

$$\begin{cases} u_0(t) = 0, \\ u_{k+1}(t) = u_k(t) + G_c^{-1} \circ e_k^{ss}(t). \end{cases} \quad (14)$$

其中学习算子 G_c^{-1} 是由 $G_c(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)}$ 定义的稳态映射 G_c 的逆.如果

$$\mu G_{ed}(s) < 1/2, \quad (15)$$

则 $\lim_k \|e_k^{ss}(t)\|_T = 0$

证明 设 H_1 和 H_2 分别是由 $\frac{1}{1 + C(s)P(s)}$ 和 $\frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)}$ 定义的稳态映射.令 $\tilde{e}^{ss}(t) = H_1 \circ r(t)$,即 $\tilde{e}^{ss}(t)$ 是图3系统的线性子系统的稳态误差.

由 $u_0(t)=0$ 可知非线性系统的稳态误差满足

$$e_0^{ss}(t) = H_1 \circ r(t) - H_2 \circ F(r(t) - e_0^{ss}(t)) = \tilde{e}^{ss}(t) - H_2 \circ F(r(t) - e_0^{ss}(t)).$$

由迭代得 $u_1(t) = G_c^{-1} \circ e_0^{ss}(t)$ 作用于系统时,系统稳态误差为

$$\begin{aligned} e_1^{ss}(t) &= \\ H_1 \circ r(t) - H_2 \circ F(r(t) - & \\ e_1^{ss}(t)) - G_c \circ u_1(t) &= \\ \tilde{e}^{ss}(t) - e_0^{ss}(t) - H_2 \circ F(r(t) - & \\ e_1^{ss}(t)). & \end{aligned}$$

以此类推, $u_k(t) = u_{k-1}(t) + G_c^{-1} \circ e_{k-1}^{ss}(t)$,则

$$e_k^{ss}(t) =$$

$$\begin{aligned}
 & H_1 \circ r(t) - H_2 \circ F(r(t) - \\
 & e_k^{ss}(t)) - G_c \circ u_k(t) = \\
 & e^{ss}(t) - \sum_{i=0}^{k-1} e_i^{ss}(t) - H_2 \circ F(r(t) - e_k^{ss}(t)), \quad (16)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e_{k+1}^{ss}(t) = & e^{ss}(t) - \sum_{i=0}^k e_i^{ss}(t) - \\
 & H_2 \circ F(r(t) - e_{k+1}^{ss}(t)). \quad (17)
 \end{aligned}$$

观察式(16)和(17),有

$$\left| e_{k+1}^{ss}(t) \right|_T = \mu \cdot G_{ed}(s) \cdot \left(\left| e_k^{ss}(t) \right|_T + \left| e_{k+1}^{ss}(t) \right|_T \right). \quad (18)$$

考虑到不等式(10),得

$$\left| e_{k+1}^{ss}(t) \right|_T = \frac{\mu \cdot G_{ed}(s)}{1 - \mu \cdot G_{ed}(s)} \left| e_k^{ss}(t) \right|_T. \quad (19)$$

若不等式(15)成立,则 $\lim_k \left| e_k^{ss}(t) \right|_T = 0$

讨论4 在定理4中, G_c 和 G_c^{-1} 可由式(6)截取有限项近似获得,具体阶次可由所需精度而定

5 仿真结果

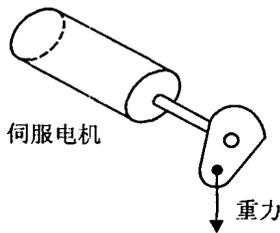


图5 单自由度机械手

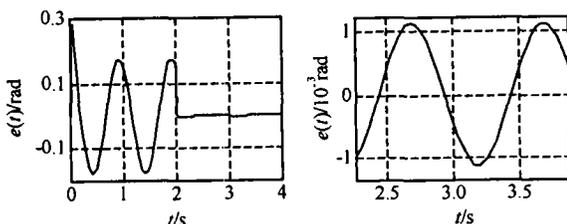
为验证本文所提出方法的有效性,考虑图5所示单自由度机械手的轨迹跟踪控制.由于重力和负载结构的不对称性,伺服电机轴向上的扰动力矩通常是影响系统跟踪性能的因素.本文仿真中将扰动信号取为

$$d(t) = [15\sin(y(t))] \text{ N} \cdot \text{m},$$

伺服电机和负载的名义传函为

$$P(s) = \frac{1/0.4}{0.25s + 1},$$

镇定控制器为



(a) 引入RLC前后跟踪误差 (b) 一次迭代后跟踪误差

图6 重复学习控制系统的跟踪误差

$$C(s) = 80 \frac{0.08s + 1}{0.01s + 1},$$

周期参考轨迹为

$$r(t) = 2\sin(\omega t) \text{ (rad)}, \omega = 2\pi \text{ (rad/s)}.$$

重复学习算子按式(6)截取6阶得到

仿真结果如图6所示.第2个周期后加入重复学习控制作用,可以观察到,只需经过一次迭代,系统的稳态误差就减小到原始值的0.6%左右,系统跟踪精度大为提高,暂态响应特性也很平稳

6 结论

本文提出一种新型的重复学习控制方法,并将其应用于一类非线性系统.理论分析和仿真结果表明,在线性和非线性情况下,该方法均能获得高控制精度.由于可在控制器中自然地引入信号的识别和处理机制,使得系统在非重复性扰动作用下仍具有优良的性能.利用现代工业中广泛应用的基于微处理器的硬件结构,重复学习控制方法易于实现,并具有较高的实用价值.

参考文献(References)

- [1] Xu J X, Lee T H, Zhang H W. A nalysis and Compari- son of Iterative Learning Control Schemes [J]. *Engi- neering Applications of A rtificial Intelligence*, 2004, 17 (6): 675-686
- [2] Sun M X, Wang D W. Closed-loop Iterative Learning Control for Non-linear Systems w ith Initial Shifts [J]. *Int J of A daptive Control and Signal P rocessing*, 2002, 16(7): 515-538
- [3] Zhang K, Kang Y, Xiong J. Direct Repetitive Control of SPWM Inverter for UPS Purpose [J]. *IEEE T rans on P ower Electronics*, 2003, 18(3): 784-792
- [4] Fujimoto H, Kawakami F, Kondo S. Multirate Repetitive Control and Applications — Verification of Sw itching Scheme by HDD and V isual Servoing [A]. *Proc of the American Control Conf [C]*. Denver, 2003: 2875-2880
- [5] Xu L, Yao B. Adaptive Robust Repetitive Control of a Class of Nonlinear Systems in Normal Form w ith Appli- cations to Motion Control of Linear Motors [A]. *Proc of the IEEE/A S M E Int Conf on A dvanced Intelligent M echatronics [C]*. Como, 2001: 527-532
- [6] Yao B, Xu L. On the Design of Adaptive Robust Repetitive Controllers [A]. *A S M E, Dynam ic System s and Control D ivision [C]*. New York, 2002: 619-627.
- [7] Kim Y H, Ha I J. A symptotic State Tracking in a Class of Nonlinear System s via Learning-based Inversion [J]. *IEEE T rans on A utomatic Control*, 2000, 45 (11): 2011-2026