DOI: 10.3901/JME.2019.04.084

电控机械式变速箱换挡过程迭代学习控制*

何 凯¹ 林成涛¹ 李 亮^{1,2} 王翔宇¹

(1. 清华大学汽车安全与节能国家重点实验室 北京 100084;

2. 电动车协同创新中心 北京 100084)

摘要: 电控机械式变速箱(Electrical mechanical transmission, EMT)的换挡过程是一个复杂的非线性多刚体动力学过程。由于系统建模困难,不确定性大,采用传统的控制算法往往无法得到满意的控制效果,从而极大地限制了换挡过程控制方法的发展。针对这些问题,分析了换挡过程的特性,将整个换挡过程视为重复性过程,提出采用迭代学习控制的方法来优化换挡过程。为此,采用未知输入观测器对换挡阻力进行估计;然后设计线性状态反馈控制器得到初始控制输入;进而引入迭代学习控制方法来补偿控制误差,并且考虑了迭代学习过程中期望轨迹的设置,以得到良好的换挡控制效果;最后,通过台架试验验证了算法的可行性和有效性。

关键词: 迭代学习控制; 换挡过程; 电控机械式变速箱; 未知输入观测器

中图分类号: TG156

Iterative Learning Control for Gear Shifting Process in Electrical Mechanical Transmission

HE Kai¹ LIN Chengtao¹ LI Liang^{1,2} WANG Xiangyu¹

(1. State Key Laboratory of Automotive Safety and Energy, Tsinghua University, Beijing 100084;

2. Collaborative Innovation Center of Electric Vehicles, Beijing 100084)

Abstract: Gear shifting process in electrical mechanical transmission(EMT) is a complicated nonlinear multi-body dynamic process. Because of the difficulty in system modeling and huge uncertainty of this process, it is difficult to obtain favorable control performance by using traditional control methods. Hence, these problems largely hinder the development of corresponding control methods for this process. In face of these problems, the paper analyzes the characteristics of the entire process and consider that the process is a repetitive execution, then presents an approach of adopting iterative learning control(ILC) method to optimize gear shifting process. To realize this purpose, unknown input observer is used to estimate the gear shifting load force, then design a linear state feedback controller to generate initial control inputs. After that, ILC is adopted to compensate the control error and considering the construction of the desired trajectory. Finally, experimental results have shown that the proposed scheme is feasible and efficient.

Key words: iterative learning control(ILC); gear shifting process; electrical mechanical transmission(EMT); unknown input observer

0 前言

电控机械式变速箱是一种自动变速箱,通过传统机械式变速箱上安装电控执行器来代替手动操作实现自动换挡。但是,换挡过程动力中断是这类变速箱本质上的缺陷,这一缺点导致驾驶舒适性体验较差,进而限制了它的广泛应用^[1]。然而,最近

一段时间,随着电动汽车和混合动力汽车的流行和普及,特别是针对低成本物流电动车,由于对舒适性不敏感,电控机械式变速箱提供了一种高效的解决方案。低制造成本、高传动效率、拓展驱动电机高效区的这些优点使得这类自动变速箱重新得到了广泛的关注和研究^[2-3]。

为了更好地控制这类变速箱,换挡过程是需要解决和优化的主要问题之一。因为退档过程相比较而言较为容易和简单,这里考虑的换挡过程指的是进档过程,即从空档到一个档位的过程,而且并不考虑离合器或者类似在电动汽车上使用电机模拟实

* 国家重点研发计划(2017YFB0103502)和国家自然科学基金(51675293)资助项目。20180307 收到初稿,20180720 收到修改稿

现离合器功能情形的影响。按照接合套行进的位移划分, 换挡过程可以细分成多个阶段^[4], 但为了从控制的角度来描述整个系统, 本文以同步阶段作为分界线将整个换挡过程分成三个阶段: 同步前、同步时和同步后。在同步前阶段, 接合套沿着轴向运动, 目标是达到同步位置。当接合套推着同步环碰到接合齿圈之后, 由于同步环和接合齿圈转速差引起的摩擦转矩会使得接合套无法继续运动, 从而进入同步时阶段。这个过程会保持一段时间直到转速差为零。因此, 这一阶段的控制目标不再是接合套的位移而是同步环的转速。同步过程结束后, 即进入同步后阶段, 接合套重新开始轴向运动, 并且逐渐接近最终的档位位置。

因为换挡过程是一个复杂的多刚体动力学过程, 换挡过程的数学模型过于复杂并且难以统一, 同时不确定性和干扰难以避免。因此, 为实现更好的轨迹跟踪和干扰抑制效果, 四阶段控制^[5], 鲁棒位置控制^[6], 观测器补偿^[7]和它的控制方法^[8]被提出并且取得了满意的效果。但是, 更多的控制方法主要是从工程学的角度进行考虑。因此, 相关控制理论仍然不够充分, 非常有必要进一步研究。

分析目前的换挡控制方法, 主要是将换挡过程看成独立的过程, 没有考虑不同换挡过程之间的联系。实际上, 无论换到那个档位, 这些过程都是极其相似的, 因为换挡过程接合套运动形式没有变化, 唯一改变的是同步过程中的初始转速差和目标档位的传动比。因此, 换挡过程可以看成典型的受执行器控制的重复过程。重复过程采用迭代控制来不断优化和改善控制性能是非常可行的。毫无疑问, 迭代学习控制提供了一种有效的方式来实现这一目的^[9]。

迭代学习控制使得控制器能够从迭代过程中不断学习, 从而不断调整控制输入来降低跟踪误差。本质上, 迭代学习过程是一个自适应的前馈控制, 通过迭代更新控制输入来不断优化控制目标, 并且可以通过构建一个优化目标函数来得到迭代控制输入^[9]。在最近几十年里, 迭代学习控制得到了可观的研究, 相关技术领域成熟, 并广泛的应用于机器人^[10]和工业机床^[11]等领域或行业。鉴于此, 本文提出采用迭代学习控制来优化电控机械式变速箱换挡过程的轨迹跟踪, 以解决建模困难所引起的控制偏差。

1 换挡过程控制器设计

考虑一种电控机械式变速箱执行机构, 如图 1

所示。控制单元采用脉宽调制方式输出控制电压驱动直流电机, 直流电机再带动丝杠螺母机构, 推动拨叉实现选档。力传感器、编码器和直线位移传感器分别用于测量换挡过程中的换挡阻力、电机转速和拨叉的直线位移。

图1 电控机械式变速箱执行机构

将整个系统等效到电机输出端, 进而可以表示成

$$\begin{cases} u = R_a i_a + L_a \dot{i}_a + k_e \omega \\ k_t i_a = J_{eq} \dot{\omega} + B_{eq} \omega + \eta i_r f \end{cases} \quad (1)$$

式中, i_a 和 ω 分别代表电机的电枢电流和转速。 u 是控制电压, f 是换挡阻力。 R_a , L_a , J_{eq} 和 B_{eq} 分别为电机的电枢电阻、电枢电感、等效转动惯量和等效阻尼系数。 k_e 和 k_t 分别是反电动势系数和电机力矩系数。 η 是整个传动系统的效率, i_r 是换挡阻力对电机端负载力矩的传动比。

如前言所述, f 非常复杂, 为了能对负载力进行估计, 本文假设在一个控制周期内, 换挡阻力保持不变。首先, 因为电机的控制周期一般为毫秒级, 这个过程换挡阻力的波动较小; 同时, 尽管这一假设非常强, 无法得到精确的负载阻力, 但其大体形状能够得到。因此, 这一假设是可行的。

定义状态变量 $\mathbf{x} = (i_a \ \omega \ f \ \theta)^T$, 其中 θ 是电机的角位移, 可测量输出 $\mathbf{y} = (i_a \ \theta)^T$ 和不可测量输出 $\mathbf{z} = (\omega \ f)^T$ 。采用欧拉离散化方法, 式(1)可以写成离散化的状态空间表达式

$$\begin{cases} \mathbf{x}^{t+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}^t + \mathbf{B}\mathbf{u}^t + \mathbf{v}^t \\ \mathbf{y}^t = \mathbf{C}\mathbf{x}^t \\ \mathbf{z}^t = \mathbf{C}_z \mathbf{x}^t \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{v}^t$ 代表建模不确定性和干扰, 由于控制器硬件单元对采样信号进行滤波处理, 输出噪声很小, 因而忽略不计。其余矩阵是具有适当维数的已知矩阵, 能够很容易通过式(1)求得。

为提高对不可测量变量的估计效果, 本文采用降维的未知输入观测器, 其表达式为

$$\begin{cases} \xi^{t+1} = \mathbf{M}\xi^t + \mathbf{T}\mathbf{B}\mathbf{u}^t + \mathbf{L}\mathbf{y}^t \\ \hat{\mathbf{z}}^t = \xi^t + \mathbf{G}\mathbf{y}^t \end{cases} \quad (3)$$

式中, ξ^t 和 $\hat{z}^t$ 是观测器的状态变量和不可测输出的估计值, M 、 T 、 L 和 G 是对应的增益矩阵。由式(2)和式(3)可得

$$e^{t+1} = Me^t + (TA - MT - LC)x^t + Tv^t \quad (4)$$

式中, $e^t = z^t - \hat{z}^t$ 为估计误差, $T = C_z - GC$ 。设计这些矩阵使其满足

$$\begin{cases} \|\sigma_{\max}(M)\| < 1 \\ TA - MT - LC = 0 \end{cases} \quad (5)$$

则式(4)可以转化为

$$e^{t+1} = Me^t + Tv^t \quad (6)$$

式中, $\sigma_{\max}(\cdot)$ 为矩阵 $\cdot$ 的最大特征值。由于 M 的特征根都位于单位圆内, 若不考虑 v^t 的影响, 则式(6)是渐进收敛的。

为求得式(3)中的增益矩阵, 考虑到 $CC_z^T = 0$, 这些矩阵可由式(17)得到

$$\begin{cases} M = TAC_z^T \\ L = TA(C_z^T G + C^T) \end{cases} \quad (7)$$

问题转化为求解单一增益矩阵 G 的问题。为描述观测器在干扰下的稳定性, 定义如下李雅普诺夫函数

$$V^t = (e^t)^T P e^t$$

它的差商

$$\begin{aligned} V^{t+1} - V^t &= (e^{t+1})^T P e^{t+1} - (e^t)^T P e^t = \\ &= (e^t)^T [M^T P M - P] e^t + 2(e^t)^T M^T P T v^t + \\ &+ (v^t)^T T^T P T v^t \end{aligned} \quad (8)$$

考虑 H_∞ 性能指标

$$V^{t+1} - V^t + (e^t)^T e^t - \gamma_s^2 (v^t)^T v^t < 0 \quad (9)$$

将式(8)代入式(9), 可得

$$\begin{aligned} &((e^t)^T \quad (v^t)^T) \Xi ((e^t)^T \quad (v^t)^T)^T < 0 \quad (10) \\ \Xi &:= \begin{pmatrix} M^T P M - P + I & M^T P T \\ * & T^T P T - \gamma_s^2 I \end{pmatrix} \end{aligned}$$

式中, $*$ 为对应的转置项。式(10)表明, 若存在 G , 正定对称矩阵 P 和标量 $\gamma_s < 1$, 满足 $\Xi < 0$, 则估计误差 e^t 收敛。考虑到 $\Xi < 0$ 为非线性不等式, 不能直接采用线性矩阵不等式方法求解, 需要进行转化。

矩阵 M 可以表示为

$$M = TAC_z^T = C_z AC_z^T - GCAC_z^T = M_0 - GM_1$$

并将其代入 Ξ 的表达式, 可得

$$\Xi = \Xi_0 + \begin{pmatrix} M_1^T Q \\ C^T Q \end{pmatrix} P^{-1} (Q^T M_1 \quad Q^T C) \quad (11)$$

$$Q = G^T P$$

$$\Xi_0 = \begin{pmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} \\ * & \Xi_{22} \end{pmatrix}$$

$$\Xi_{11} = M_0^T P M_0 - M_1^T Q M_0 - M_0^T Q^T M_1 - P + I$$

$$\Xi_{12} = M_0^T P C_z - M_0^T Q^T C - M_1^T Q C_z$$

$$\Xi_{22} = C_z^T P C_z - C_z^T Q^T C - C^T Q C_z - \gamma_s^2 I$$

应用舒尔补定理, 则观测器的稳定性问题转化为寻找 P 、 Q 和 γ_s , 满足下列矩阵不等式

$$\begin{pmatrix} \Xi_{11} & \Xi_{12} & M_1^T Q \\ * & \Xi_{22} & C^T Q \\ * & * & -P \end{pmatrix} < 0 \quad (12)$$

此不等式即为线性不等式, 可利用 Matlab LMI 工具箱直接求解。并且, 对应的增益矩阵

$$G = (Q P^{-1})^T \quad (13)$$

其余矩阵 M 、 T 、 L 也可一并求得。

因为所有的状态均可测量或者估计, 设计线性状态反馈控制器

$$u^t = K \eta^t \quad (14)$$

式中, $\eta^t = (i_a \quad \hat{\omega} \quad \hat{f} \quad \theta - \theta_r^t)^T$, θ_r^t 是期望轨迹。将式(14)代入式(2), 并且结合式(6), 整个闭环控制系统可写成

$$\begin{cases} x^{t+1} = (A + BK)x^t - BKC_z^T e^t - Bk_4 \theta_r^t + v^t \\ e^{t+1} = Me^t + Tv^t \end{cases} \quad (15)$$

式中, k_4 是增益矩阵 K 的第四个元素, 可通过设计 K 来保证闭环系统的稳定性, 就能对期望轨迹进行跟踪。重写式(14)为

$$u^t = u_*^t + \Delta u^t \quad (16)$$

式中, u_* 是期望的控制输入, $\Delta u^t = KC_z^T e^t + v^t$ 为控制偏差。因为假设 $\dot{f} = 0$, 同时换挡过程中存在的干扰也会对系统产生影响, 从而很难保证估计误差 e^t 在有限时间内收敛到零。因此, 为了弱化这一项的影响, 本文将在下一节中采用迭代学习控制来实现这一目的。

2 迭代学习控制器设计

为对期望轨迹进行较快地跟踪, 第 1 节基于观测器的线性状态反馈控制器得到了初始的控制输入 u_1^t , 代表在第一次迭代过程下, 第 t 时刻的控制输入。根据系统方程式(2), t 时刻下的角位移输出和控制输入的对应关系可以表示为

$$\theta_j' = C_\theta \sum_{k=0}^{t-1} A^{t-k-1} B u_j^k \quad (17)$$

式中, $C_\theta = (0 \ 0 \ 0 \ 1)$ 。

整个换挡过程的控制输入和角位移输出写成集合的形式为

$$u_j = (u_j^0 \ u_j^1 \ \cdots \ u_j^{N-1})^T$$

$$\theta_j = (\theta_j^1 \ \theta_j^2 \ \cdots \ \theta_j^N)^T$$

式中, N 为整个换挡过程的时间步数。则整个换挡过程角位移输出和控制输入的关系可表示为

$$\theta_j = \begin{pmatrix} C_\theta B & 0 \\ \vdots & \ddots \\ C_\theta A^{N-1} B & \cdots & C_\theta B \end{pmatrix} u_j = \Psi u_j \quad (18)$$

定义跟踪误差 $\tilde{e}_j = \theta_r - \theta_j$ 。由于换挡过程重复, 期望轨迹不随换挡过程而变化, 则跟踪误差和控制输入的关系可表示为

$$\tilde{e}_{j+1} - \tilde{e}_j = -\Psi(u_{j+1} - u_j) \quad (19)$$

为得到控制输入的最优更新率, 考虑迭代跟踪误差和控制输入迭代更新率的变化值, 定义如下目标函数

$$J = \tilde{e}_{j+1}^T Q_\alpha \tilde{e}_{j+1} + (u_{j+1} - u_j)^T Q_\gamma (u_{j+1} - u_j) \quad (20)$$

式中, Q_α 和 Q_γ 分别表示对应项的权重, 并且不随迭代次数变化。对目标函数 J 关于 u_{j+1} 求偏导, 并用式(19)代替 $\tilde{e}_{j+1}$, 得到最优迭代控制率

$$u_{j+1} = u_j + L_e \tilde{e}_j \quad (21)$$

式中, $L_e = (\Psi^T Q_\alpha \Psi + Q_\gamma)^{-1} \Psi^T Q_\alpha$ 。

式(21)所表示的迭代控制率是渐进稳定的。为此, 定义如下李雅普诺夫函数

$$V_j = \tilde{e}_j^T P_\alpha \tilde{e}_j$$

式中, P_α 为对称正定阵。 V_j 的差商可表示为

$$V_{j+1} - V_j = \tilde{e}_{j+1}^T P_\alpha \tilde{e}_{j+1} - \tilde{e}_j^T P_\alpha \tilde{e}_j =$$

$$[\tilde{e}_j - \Psi(u_{j+1} - u_j)]^T P_\alpha [\tilde{e}_j - \Psi(u_{j+1} - u_j)] - \tilde{e}_j^T P_\alpha \tilde{e}_j =$$

$$(u_{j+1} - u_j)^T \Psi^T P_\alpha \Psi (u_{j+1} - u_j) - 2(u_{j+1} - u_j)^T \Psi^T P_\alpha \tilde{e}_j$$

将迭代控制率 $u_{j+1} = u_j + L_e \tilde{e}_j$ 代入上式, 上式可进一步写成

$$V_{j+1} - V_j = \tilde{e}_j^T L_e^T \Psi^T P_\alpha \Psi L_e \tilde{e}_j - 2\tilde{e}_j^T L_e^T \Psi^T P_\alpha \tilde{e}_j =$$

$$\tilde{e}_j^T L_e^T \Psi^T P_\alpha (\Psi L_e - 2I) \tilde{e}_j \quad (22)$$

考虑矩阵关系式

$$I - \Psi L_e = I - \Psi(Q_\gamma + \Psi^T Q_\alpha \Psi)^{-1} \Psi^T Q_\alpha =$$

$$(I + \Psi Q_\gamma^{-1} \Psi^T Q_\alpha)^{-1}$$

令 $R = (I + \Psi Q_\gamma^{-1} \Psi^T Q_\alpha)^{-1}$ 。显然, 由于 Q_α 和 Q_γ 均为对称正定阵, 故 $\|R\|_F < 1$ 。将 R 代入式(22), 可得

$$V_{j+1} - V_j = \tilde{e}_j^T L_e^T \Psi^T P_\alpha (\Psi L_e - 2I) \tilde{e}_j =$$

$$-\tilde{e}_j^T (I - R)^T P_\alpha (R + I) \tilde{e}_j < 0 \quad (23)$$

式(23)表明迭代控制率是稳定的, 从而可以在迭代过程中不断使迭代误差减小。

重写式(21)为

$$u_{j+1} = (I - L_e \Psi) u_j + L_e \theta_r \quad (24)$$

则稳态状态下的控制率可表示为:

$$u_{ss} = \lim_{j \rightarrow \infty} u_j = (L_e \Psi)^\dagger L_e \theta_r \quad (25)$$

式中, $\dagger$ 表示伪逆。对于系统(2)而言, 由于 $C_\theta B = 0$, $C_\theta A B = 0$, 因此 Ψ 的逆不存在, 只能表示成伪逆的形式。另一方面, 稳态误差为

$$e_{ss} = \lim_{j \rightarrow \infty} e_j = (I - \Psi(L_e \Psi)^\dagger L_e) \theta_r \quad (26)$$

式(26)表明, 若 Ψ 可逆, 则稳态误差为 0; 若 Ψ 不可逆, 稳态误差仍然存在, 并且满足此关系表达式。同时, 由于接合套运动的限制, 跟踪位移误差不可能完全消除。例如, 在同步后阶段, 往往会产生二次冲击^[4], 主要是由于接合套和接合齿圈的空间位置不确定导致的碰撞引起的。二次冲击下, 接合套的速度不能维持原来的值, 引起的跟踪误差无法通过增加控制输入来减小, 从而无法有效地消除跟踪误差。然而, 即使有这样的局限, 整个过程的轨迹跟踪误差仍然是迭代收敛的。

虽然系统矩阵 Ψ 为高维矩阵, 求得 L_e 的过程运算量较大。但是, 此过程可以离线进行, 最终只需要在实现时查 L_e 的表格得到不同时刻下的迭代误差反馈量即可。

3 期望轨迹的设定

在换挡过程中, 通常将档位的最终位置作为期望位置^[6-7], 虽然简单实用, 但是没有考虑换挡过程的特点, 容易产生不平衡的控制效果。在同步前阶段, 位置偏差引起的控制输入往往较大, 容易饱和; 而在同步后阶段位置偏差逐渐减小, 控制输入较小。因此, 本文采用分段线性函数来构造实际的期望轨迹, 如图 2 所示。图 2 中, θ_{syn} 为同步位置, θ_{tar} 为档位目标位置。

图2 换挡过程期望轨迹曲线

在同步前阶段，采用位移的斜坡输入作为这一阶段的期望轨迹。这一期望轨迹等效为期望接合套按照一定的速度匀速运动。一方面，可以避免前文所说的控制不平衡；同时，也避免了电机在初始阶段控制饱和。

在同步时阶段，如前文所述，接合套会停止运动，因此位移的跟踪误差不会变化。这一阶段，跟踪目标转化为同步环跟踪接合齿圈的转速，因此，需要给予额外的控制电压，以产生足够的控制输入获得推动接合套按压同步环的力，从而缩短同步时间。

在同步前和同步时阶段的过渡阶段，如果不能合理地控制接合套的轴向运动速度，由于同步阶段对其运动的限制，接合套将对同步环产生较大的冲击，从而影响整个变速箱的寿命。因此，先使用同步位置作为同步前阶段的最终期望位置，当通过连续采样确定换挡过程已进入同步阶段，则增加额外控制电压。考虑到实际中同步位置的波动，在实现中，往往给定一个高于实际同步位置的位置作为期望的同步位置。

因为不同迭代次数或者不同换挡过程同步时间不同，因此，需要通过判断接合套是否离开同步位置来触发同步后阶段。在同步后阶段，仍然采用给定位移的斜坡输入作为期望轨迹，直到增加到最终的档位位置。

4 试验验证

为验证迭代学习控制算法的可行性和有效性，进行了相关台架测试和分析。试验台架如图3所示。

换挡执行机构通过执行机构控制器采用脉宽调制的方式给定控制电压来控制电机的运动，控制周期为 2 ms。所有信号通过控制器的端口进行采集，再打包为 CAN 信号，通过 CAN 网络进行传输，并且采用 500 Hz 的频率对输入和输出信号进行采样。

为了能够模拟实车运行条件，使用永磁同步电机作为驱动电机驱动整个动力传动系统。在试验中，

图3 换挡过程测试分析台架

本文首先控制永磁同步电机输出一个固定转速，当惯性单元运转稳定，然后对驱动电机进行降扭，进而控制执行机构完成换挡。

执行机构主要参数如表1所示。

表1 执行机构主要参数

参数	数值
电枢电阻/ Ω	0.493 3
反电动势系数/(V · s/rad)	0.018 9
力矩系数/(N · m/A)	0.018 7
电枢电感/H	0.005
丝杠导程/m	0.004
等效转动惯量/(kg · m ²)	2.2×10^{-5}
等效阻尼系数/(N · ms/rad)	0.001 2
传动效率	0.90

采用未知输入观测器，则换挡阻力的估计值和测量值的比较如图4所示。图4表明，设计观测器时对换挡阻力的假设对其估计产生了较大的影响，同时未知干扰和建模不确定性增大了估计误差，但是观测器较好地估计了实际值的趋势，即使在存在二次冲击的情况下。

图4 换挡阻力估计效果

采用线性反馈控制器，设计控制器反馈增益矩阵

$$\mathbf{K} = (0 \quad -0.02 \quad 0.016 \quad 8 \quad -0.5)$$

得到初始状态下的换挡控制效果，如图5所示。

图5 线性反馈控制器控制效果

显然，由于模型参数和换挡过程的不确定性，实际位移和期望轨迹相差较大，不能很好地跟踪期望轨迹。但是，相比较传统迭代学习控制方法，给定初始控制输入为0来不断学习得到最终控制输入。采用线性反馈控制器给出了迭代控制的一个较好的初始电压，有利于加快迭代收敛过程。

设计迭代控制器目标函数的权重矩阵分别为

$$Q_{\alpha} = 1.2I \quad Q_{\gamma} = 0.5I$$

得到当前状态下的控制参数。经过1次迭代，轨迹跟踪的效果如图6所示。

图6 1次迭代轨迹跟踪效果

由于二次冲击的影响，同步后阶段跟踪效果较差。再经过5次迭代，轨迹跟踪的效果如图7所示。显然跟踪误差逐渐减小。经过12次迭代，相应的轨迹跟踪效果如图8所示。

图7 5次迭代轨迹跟踪效果

图8 12次迭代轨迹跟踪效果

经过12次迭代，实际轨迹基本上已经能跟踪上期望的轨迹。图9给出了整个迭代过程中的方均根误差随迭代次数的变化图。由于在后续迭代过程的换挡过程中，遇到二次冲击，迭代误差反而增加。但是，随着迭代次数的增加，整体迭代误差呈减小的趋势。

图9 迭代误差变化图

5 结论

本文考虑了使用迭代学习控制方法来优化换挡过程轨迹跟踪效果的问题。整个控制框架主要是利用迭代学习控制来补偿由于换挡阻力未知等因素影响而产生的控制误差。台架试验结果表明了所提出的控制策略提供了一种针对换挡过程方便有效的解决方法。能够在控制效果较差的情况下，通过迭代学习控制不断降低轨迹跟踪误差。因此，该方法有利于提高电控机械式变速箱的控制效果，推广AMT在电动汽车上的应用。

参考文献

- [1] 沈文臣, 胡宇辉, 于会龙, 等. 基于“虚拟离合器”的混合动力车辆AMT换挡过程控制[J]. 机械工程学报, 2014, 50(18): 108-117.
SHEN Wenchen, HU Yuhui, YU Huilong, et al. Shifting process control of AMT based on virtual clutch technology for hybrid electric vehicle[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 50(18): 108-117.

- [2] 叶珂羽. 纯电动汽车两档 AMT 换挡过程优化控制[D]. 长春: 吉林大学, 2017.
YE Keyu. Optimal control for gearshift of a two-speed AMT electric vehicle[D]. Changchun: Jilin University, 2017.
- [3] 周晶晶. 纯电动汽车两档自动变速器试验与仿真[D]. 长沙: 湖南大学, 2014.
ZHOU Jingjing. Gearshift dynamics simulation in two speeds AMT of pure electric vehicle[D]. Changsha: Hunan University, 2014.
- [4] LOVAS L, PLAY D, MARIALIGETI J, et al. Mechanical behavior simulation for synchromesh mechanism improvements[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2006, 220(7): 919-945.
- [5] LIN Shusen, CHANG Siqin, LI Bo. Improving the gearshifts events in automated manual transmission by using an electromagnetic actuator[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science, 2015, 229(9): 1548-1561.
- [6] ZHONG Zaimin, KONG Guoling, YU Zhuoping, et al. Concept evaluation of a novel gear selector for automated manual transmissions[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2012, 31(Suppl. C): 316-331.
- [7] KONG Guoling, ZHANG Nong, ZHANG B. Novel hybrid optimal algorithm development for DC motor of automated manual transmission[J]. International Journal of Automotive Technology, 2016, 17(1): 135-143.
- [8] TSENG C Y, YU C H. Advanced shifting control of synchronizer mechanisms for clutchless automatic manual transmission in an electric vehicle[J]. Mechanism and Machine Theory, 2015, 84(Suppl. C): 37-56.
- [9] BARTON K L, ALLEYNE A G. A norm optimal approach to time-varying ILC with application to a multi-axis robotic testbed[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(1): 166-180.
- [10] LONGMAN R W. Iterative learning control and repetitive control for engineering practice[J]. International Journal of Control, 2000, 73(10): 930-954.
- [11] LIU Xiangjie, KONG Xiaobing. Nonlinear fuzzy model predictive iterative learning control for drum-type boiler turbine system[J]. Journal of Process Control, 2013, 23(8): 1023-1040.

作者简介: 何凯, 男, 1992 年出生。主要研究方向为电控机械式自动变速箱换挡特性分析及其故障诊断。

E-mail: hek15@mails.tsinghua.edu.cn

李亮(通信作者), 男, 1976 年出生, 博士, 教授, 博士研究生导师。主要研究方向为整车动力学和混合动力系统。

E-mail: liangl@tsinghua.edu.cn