

# 基于滑模迭代学习的发动机怠速扭振模拟技术\*

李文礼<sup>1</sup>, 石晓辉<sup>1</sup>, 柯坚<sup>2</sup>, 邓斌<sup>2</sup>, 施全<sup>1</sup>, 邹喜红<sup>1</sup>, 王晶晶<sup>3</sup>

(1. 重庆理工大学汽车零部件先进制造技术教育部重点实验室 重庆, 400054)

(2. 西南交通大学机械工程学院 成都, 610031)

(3. 重庆市科学技术研究院重庆轨道交通及汽车(摩托车)零部件研究中心 重庆, 400054)

**摘要** 为了解决永磁同步电机在室内传动系试验台架上模拟发动机扭振高动态响应特性的问题, 首先建立了由平均扭矩、往复惯量引起的激振和燃烧压力引起的激振信号构成的发动机实时扭振模型, 具有数学计算量小、动行速度快的特点, 能满足高动态控制响应的要求; 然后, 设计了一种滑模变结构控制(sliding mode control, 简称SM)和迭代学习控制(iterative learning control, 简称ILC)相结合的控制策略, 利用变结构控制对系统参数和外部干扰具有不变性及迭代学习不依赖于系统精确数学模型的优势, 提高了控制系统的稳定性和动态响应; 最后, 在室内传动系台架上进行了模拟试验。试验结果验证了发动机模型和控制算法在传动系试验台架上模拟发动机扭振的有效性和可行性。

**关键词** 发动机模型; 滑模控制; 迭代学习; 扭矩脉动模拟

**中图分类号** TH132.46

## 引言

传动系作为汽车的重要组成部分, 随着设计品质要求的不断提高, 特别是自动变速器的开发以及传动系性能(noise, vibration, harshness, 简称NVH)测试, 要求汽车传动系试验台能够为被试部件提供与实车运行一样的动态工况。在传动系开发的初始阶段, 通常情况下与其匹配的发动机也在开发测试中, 因此很难获得发动机作为驱动在室内台架上对传动系进行耐久和NVH等测试。利用高动态测功机代替发动机进行室内台架传动系试验具有安全环保、试验方便等诸多优点<sup>[1]</sup>。

发动机扭矩的周期性波动会引起传动系的扭转振动, 从而产生噪声, 降低零部件的使用寿命。如果变速器齿轮设计不当, 发动机怠速工况下的周期扭矩脉动也会引起变速器的敲击声, 因此如果要在室内台架上复现因发动机周期扭转振动引起的NVH问题, 就需要一个高精度的扭振模型(模拟活塞连杆的惯量扭矩及各缸的燃烧扭矩)和高性能的模拟器。发动机扭振模拟系统包括一个低惯量高动态特性的电力测功机及一个高频响应的扭矩模拟器。为了获得高逼真的扭矩脉动波形, 采用高频液压控制器和自适应闭环控制的方法<sup>[2]</sup>, 可对3~10缸发动机

进行模拟并获得了较好的效果, 但其液压控制系统维护较为困难。文献[3]利用直流电机动态跟踪航空涡轮发动机在扭矩载荷扰动下的转速轨迹, 分析了模拟器的动态特性和幅频特性。文献[4]从发动机电子控制单元(electronic control unit, 简称ECU)获得平均扭矩, 利用测功机对发动机的动态特性进行了模拟, 对比分析了测功机和被模拟发动机在相同工况下的转速和扭矩特性, 但该文献并未详细描述发动机扭矩脉动的模拟技术。为了在传动系台架上复现因发动机在怠速工况下的周期扭矩脉动引起的传动系NVH问题(如变速器的敲击声), 笔者研制了发动机扭振模拟系统, 通过使用高动态电力测功机作为驱动系统来模拟发动机在不同缸数、不同曲轴和飞轮转动惯量下的扭振特性, 利用滑模变结构迭代学习控制方法提高了控制系统的稳定性和动态响应。为了模拟实际发动机运行的周期扭矩脉动工况, 电力测功机需要满足以下要求:

- 1) 快速响应;
- 2) 较小的转动惯量;
- 3) 电力测功机功率、最大转速和最大转矩等能够满足被模拟发动机的要求;
- 4) 为了满足试验台的通用性, 所建模型能够对不同类型的发动机进行模拟, 如不同缸数、不同曲轴和飞轮转动惯量、压缩比等;

\* 国家自然科学基金资助项目(51205432); 重庆市科技攻关计划资助项目(cstc2012gg-yyjsB30002)  
收稿日期: 2015-07-20; 修回日期: 2015-08-23

5) 模拟系统要能够快速跟踪发动机模型输出信号,很多控制方法是以建立精确的控制系统模型为前提的,而获得精确的台架控制模型较为困难。

笔者使用基于滑模变结构的迭代学习控制方法,不需要精确的控制数学模型,通过迭代学习即可达到较高的扭振曲线跟随精度。

## 1 发动机模型分析

发动机扭矩周期脉动频率很高,如一个4缸2冲程发动机怠速转速为900 r/min,则其点火频率为30 Hz。经测试发现,一个完整的周期扭振波形至少需要12个点才能完整地再现出来,所以要对转速为900 r/min的发动机周期扭矩振动进行模拟,其通信频率或控制周期至少要达到 $30 \times 12 = 360$  Hz,如果发动机转速为6000 r/min,则其通信频率或控制周期应达到2400 Hz,发动机模型的计算速度应满足实时控制要求。精确的发动机模型在很多文献中都有论述,如黑箱模型<sup>[5]</sup>和基于物理结构的模型<sup>[6]</sup>等,由于这些模型需要大量的发动机开发数据或详细的发动机设计参数,这些参数在传动系试验中不易获得,而且传统的物理模型在模拟发动机燃烧特性时复杂的数学计算很难满足高动态控制响应的要求,因此这些模型不适用于传动系台架的动态模拟。

忽略摩擦扭矩,发动机扭矩即曲轴的转动扭矩,包括曲轴、连杆、活塞等机械系统产生的惯性扭矩和化学燃烧产生的燃烧扭矩<sup>[7-8]</sup>。为了使台架具有高动态的模拟效果,首先利用一个发动机“转速-扭矩”发动机外特性图为控制器提供平均扭矩给定信号,同时利用数学推导和经验公式来获得发动机惯量扭矩和燃烧扭矩,即在对发动机进行模拟过程中,把扭矩信号分离为平均扭矩信号和扭振信号,而扭振信号又分解为发动机往复惯量引起的激振和燃烧压力引起的激振。这里的平均扭矩是各缸曲轴、连杆、活塞等机械系统产生的惯性扭矩和化学燃烧产生的燃烧扭矩相互叠加平均后的扭矩,以下提到的惯性扭矩和燃烧扭矩为实际发动机扭矩去除平均扭矩后的波形,其叠加后的值为零。这种发动机模型与传统的发动机模型相比,数学计算量小,能够较好满足高动态控制响应的要求。

由于发动机平均扭矩信号可以通过传统方法获得,叠加在平均扭矩信号上的扭矩脉动信号的平均值应为零,如图1所示。

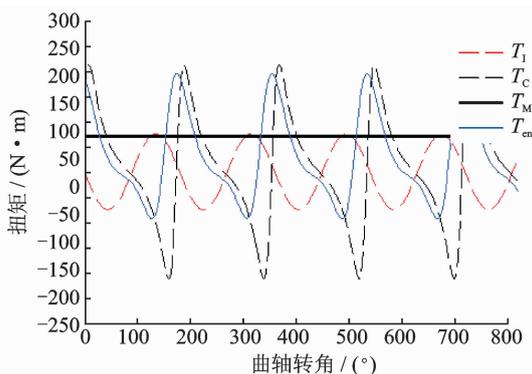


图1 发动机扭矩组成

Fig. 1 De-contruction of the engine torque pulse into different components

总的发动机扭矩<sup>[7-8]</sup>可以用下式表示

$$T_{en} = T_M + T_1 + T_C \quad (1)$$

其中: $T_{en}$ 为总的发动机扭矩; $T_M$ 为平均扭矩; $T_1$ 为往复惯量引起的扭矩; $T_C$ 为燃烧压力引起的扭矩。

### 1.1 发动机平均扭矩模拟

发动机平均扭矩可由多种方法得到,包括经验公式法、曲线拟合法和查表法,它是以油门开度和发动机转速为输入,以发动机输出扭矩为输出的模型,图2为发动机外特性曲线图。

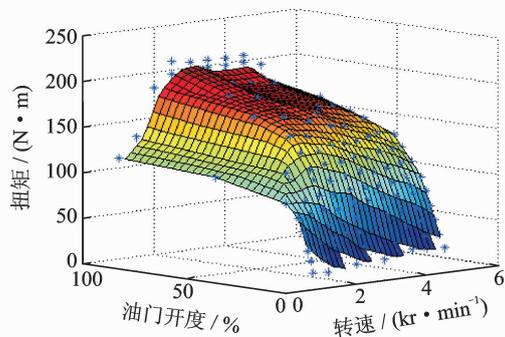


图2 发动机外特性曲线图

Fig. 2 Engine external characteristic diagram

### 1.2 往复惯量引起的扭矩 $T_1$

发动机运动部件的离心惯性力,在一定转速下其值大小不变,而且作用方向始终通过回转中心,因此它不会引起扭转振动。往复惯性力如同气缸内气体压力一样,通过连杆作用在曲柄销上,亦即在曲轴上产生周期性变化的力矩,从而引起轴系的扭振,发动机活塞结构如图3所示。

由往复运动部件所产生的往复惯性力为

$$P_1 = -m\ddot{x} \quad (2)$$

其中: $m$ 为活塞和连杆的总质量; $x$ 为活塞行程。

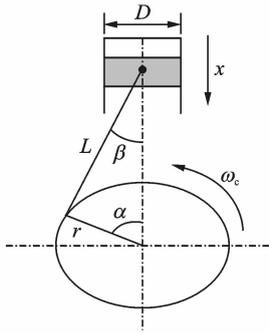


图3 发动机活塞结构

Fig.3 Engine piston structure diagram

$x$  可以由式(3)来表示

$$x = (L + r) - (L \cos \beta + r \cos \alpha) = r(1 - \cos \alpha) + L(1 - \sqrt{1 - \lambda^2 \sin^2 \alpha}) \quad (3)$$

其中: $L$ 为连杆长度; $r$ 为曲柄半径; $\alpha$ 为曲柄转角; $\beta$ 为连杆与曲柄销中心与曲轴旋转中心线的夹角; $\lambda$ 为曲柄半径与连杆长度比。

根据运动学可知,活塞加速度近似公式

$$\ddot{x} = r\omega_c^2 (\cos \alpha + \lambda \cos 2\alpha) \quad (4)$$

其中: $\omega_c$ 为曲柄旋转角速度。

因此,往复惯性力为

$$P_1 = -mr\omega_c^2 (\cos \alpha + \lambda \cos 2\alpha) \quad (5)$$

由往复惯性力所产生的力矩为

$$M_1 = P_1 \frac{\sin(\alpha + \beta)}{\cos \beta} \cdot r \approx mr^2 \omega_c^2 \left( \frac{\lambda}{4} \sin \alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{3\lambda}{4} \sin 3\alpha - \frac{\lambda^2}{4} \sin 4\alpha \right) \quad (6)$$

### 1.3 燃烧压力引起的扭矩 $T_c$

燃烧扭矩是气缸内气体燃烧膨胀对活塞引起的力传递到曲轴和飞轮上,燃烧压力<sup>[9]</sup>由式(7)得出

$$P(\alpha) = \frac{P_{\text{comp}}(\alpha_i) \times V_d(\alpha_i)^k}{V(\alpha)^k} \quad (7)$$

其中: $P_{\text{comp}}(\alpha_i)$ 为进气支管压力; $V_d(\alpha_i)$ 为气缸容积; $V(\alpha)$ 为压缩过程中气缸容积(瞬时容积); $k$ 为膨胀系数。

瞬时气缸工作容积<sup>[10]</sup>为

$$V(\alpha) = \frac{\pi D^2}{4} \left\{ \frac{x}{\epsilon - 1} + \frac{x}{2} \left[ \left( 1 + \frac{1}{\lambda} \right) - \cos \left( \frac{\pi}{180} \alpha \right) - \frac{1}{\lambda} \sqrt{1 - \lambda^2 \sin^2 \left( \frac{\pi}{180} \alpha \right)} \right] \right\} \quad (8)$$

其中: $\epsilon = \frac{V_c + V(\alpha)}{V(\alpha)}$ 为压缩比; $V_c$ 为燃烧室容积; $D$ 为气缸直径。

曲柄受到的单缸燃烧扭矩为活塞受到的燃烧力

乘以活塞行程随曲柄转角的变化率<sup>[9]</sup>,可以由式(9)得出

$$T_{\text{gas}}(\alpha) = (P(\alpha) - P_{\text{atm}}) A_p \frac{dx}{d\alpha} = (P(\alpha) - P_{\text{atm}}) \pi \frac{D^2}{4} (r \sin(\alpha) + \frac{r^2}{2L} \sin(2\alpha)) \quad (9)$$

其中: $P(\alpha)$ 为燃烧压力; $P_{\text{atm}}$ 为大气压力; $A_p$ 为气缸活塞面积; $\frac{dx}{d\alpha}$ 为活塞运动速度。

上述单缸状态下发动机的往复惯量力和燃烧压力引起的扭矩算法模型,对于多缸发动机,求出单缸的扭矩后,根据缸数和发火顺序进行叠加即可获得发动机运行时总的信号输出。4缸发动机的燃烧扭矩信号叠加如图4所示。

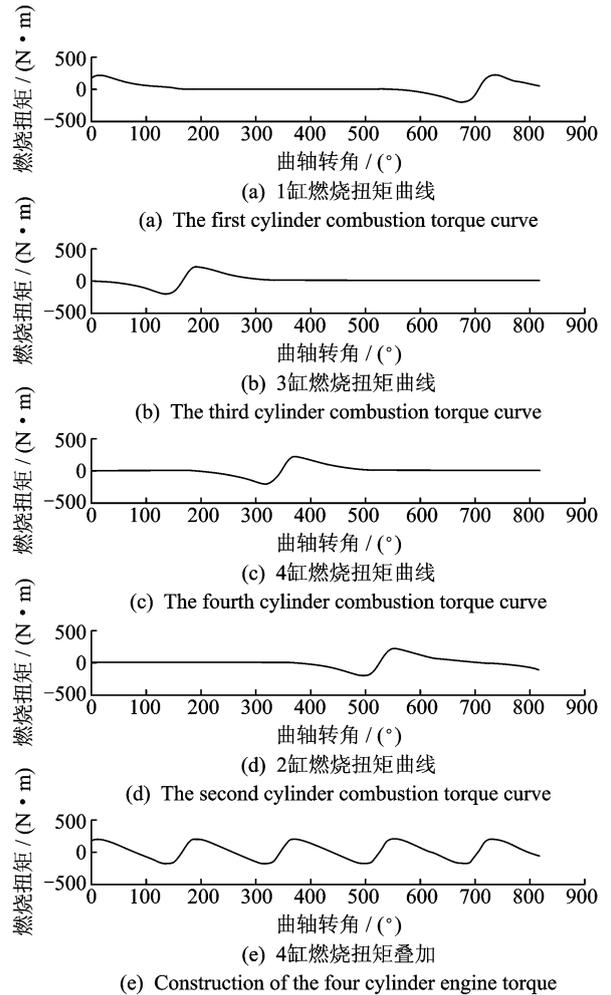


图4 发动机燃烧扭矩

Fig.4 The engine combustion torque

## 2 台架系统数学模型

### 2.1 台架动力学模型

汽车传动系试验台结构如图5和图6所示,被

试变速器输入端由高带宽低惯量 158 kW 三相交流永磁同步电机驱动(图 6 中位置 1), 输出端连接高动态交流异步电机(图 6 中位置 2, 3 为变速器输出轴与异步电机连接的轴和轴承座, 异步电机在 NVH 室外), 同时在被试变速器(图 6 中位置 4)输入输出端分别连接转速扭矩传感器用来采集测试数据, 电机的转速闭环反馈信号由安装在电机上的编码器获得。发动机模型控制器与永磁交流电机的通讯速率是决定台架模拟动态特性的关键因素, 为了满足快速响应的闭环控制要求, 在进行测试之前, 上位机把直接编辑好的发动机模型下载到永磁同步电机驱动器中, 同时发动机模型的转速闭环信号也由编码器直接反馈给驱动桥控制模块, 这样避免了利用第三方控制器接收反馈信号再传输给电机驱动器方法带来的延时, 提高了控制响应速度。

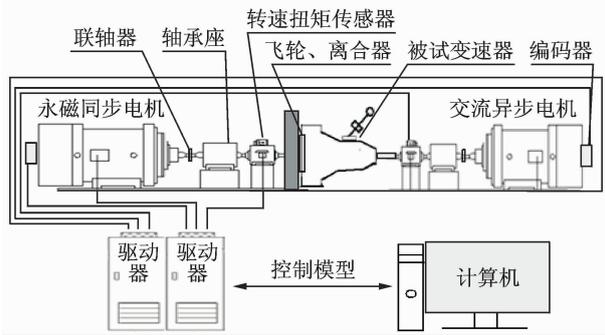


图 5 汽车传动系试验台

Fig. 5 Schematic diagram of test bench for vehicle drivetrain

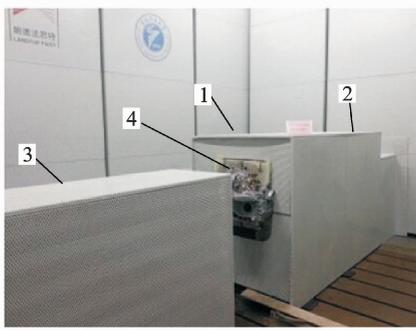


图 6 汽车传动系试验台实物图

Fig. 6 Diagram of vehicle drivetrain test bench

根据图 5 中系统结构, 驱动电机带动离合器、变速器和加载测功机运动, 忽略编码器惯量等因素的影响, 台架系统由牛顿定律得

$$T_e - T_L = J_e \frac{d\omega}{dt} + J_t \frac{d\omega}{dt} + J_c \frac{d\omega}{dt} + J_d \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (10)$$

其中:  $T_e$  为驱动电机输出扭矩;  $T_L$  为变速器输出端扭矩;  $J_e$  为驱动电机转动惯量;  $J_t$  为各挡位下变速器转动惯量(文中均以三挡为例);  $J_c$  为联轴器、半轴和传感器转动惯量;  $J_d$  为交流异步电机转动惯量;  $B$  为台架摩擦阻尼系数。

进行拉氏变换得台架系统传递函数

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{T_e(s) - T_L(s)} = \frac{1}{(J_e + J_t + J_c + J_d)s + B} \quad (11)$$

## 2.2 模拟系统控制模型

模拟系统采用低惯量永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, 简称 PMSM)作为模拟执行器件, 基于电流解耦的矢量控制, 构建电流、速度双内环。为了提高系统内环的抗干扰能力, 采用前馈补偿的方式。笔者直接将模拟系统的转矩传感器信号加入到电磁转矩内环的给定中, 所以无需设计负载转矩传感器。对永磁同步电机数学模型作如下处理: a. 假设转子永磁磁场在气隙空间分布为正弦波, 定子电枢绕组中的感应电动势也为正弦波; b. 忽略电子铁心饱和, 认为磁路为线性, 电感参数不变; c. 不计铁心涡流与磁滞损耗; d. 转子上无阻尼绕组。根据文献[11], 采用  $i_d = 0$  的 PMSM 转子磁场定向控制, 电压方程如下

$$\begin{cases} u_d = L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + R i_d \\ u_q = R i_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_a + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (12)$$

PMSM 转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_a i_q \quad (13)$$

PMSM 运动方程为

$$T_e - T_L = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega \quad (14)$$

其中:  $u_d, u_q, i_d, i_q, L_d, L_q$  分别为定子电压、电流和电感在 d, q 轴上的分量;  $R$  为定子电阻;  $J$  为转动惯量;  $T_e, T_L$  分别为电磁转矩和负载转矩;  $\psi_a$  为永磁体与定子交链磁链;  $\omega_e = n_p \omega$ ,  $\omega_e$  为电机电角速度,  $\omega$  为电机机械角速度,  $n_p$  为极对数;  $B_m$  为摩擦阻尼系数。

## 3 滑模迭代学习控制

迭代学习控制可保证系统在重复运行方向的收

敛性,而变结构控制也能保证控制系统在时间轴方向的收敛性。迭代学习显著的特点是控制算法非常简单,控制精度很高,理论上可以达到任意精度跟踪给定,但主要问题之一是鲁棒性问题,而变结构控制对于系统参数和外部干扰具有不变性,因而具有强鲁棒性。如果能够设计合理的控制律来减小系统抖动,把滑模变结构算法引入到迭代学习控制中能够提高系统迭代的收敛速度<sup>[12-13]</sup>。

### 3.1 滑模变结构控制

定义永磁同步加载电机电磁转矩跟踪误差为

$$e(t) = T_L^* - T_L \quad (15)$$

其中:  $T_L^*$  为期望转矩;  $T_L$  为实际负载转矩。

取加载系统的状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \int_0^t e(t) dt \\ x_2 = \dot{x}_1 = T_L^* - T_L \end{cases} \quad (16)$$

分别对系统状态变量求导得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = e_k(t) = T_L^* - T_L \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 = -\frac{3}{2}n_p\psi_a\dot{i}_q \end{cases} \quad (17)$$

令  $D = \frac{3}{2}n_p\psi_a$ ,  $U = \dot{i}_q$ , 可得系统状态空间方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -D \end{bmatrix} U \quad (18)$$

设计转矩滑模面

$$s = cx_1 + x_2 \quad (19)$$

其中:  $c$  为正增益。

对式(19)  $s$  求导得

$$\dot{s} = c\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = cx_2 - D\dot{i}_q \quad (20)$$

我国高为炳院士提出的指数趋律方法不仅能较好地减弱滑模抖振,而且控制量  $u$  的求取也比较简单直观,其形式如下

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (21)$$

由式(21)得控制量  $i_q$  的表达式为

$$i_q = \frac{1}{D} \int (cx_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks) dt \quad (22)$$

建立 Lyapunov 函数

$$v = \frac{1}{2}s^2 \quad (23)$$

由 Lyapunov 稳定性理论可知,要使滑模变结构控制的系统稳定需要满足如下条件

$$\lim_{t \rightarrow 0} \dot{v} < 0 \quad (24)$$

由于  $\dot{v} = s(-\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks)$ , 其中  $\varepsilon, k$  都是大于

零的常数,从而保证了  $s$  与  $\dot{s}$  异号,满足稳定性条件,证明趋近律滑模控制下的系统是稳定的。

### 3.2 迭代学习控制

迭代学习控制方法适合于具有重复运动性质的被控对象,不依赖于系统的精确数学模型,能以非常简单的方式处理不确定度高的非线性强耦合动态系统。假设系统的状态变量初始值和期望状态的初始值满足:  $T_L^*(0) = T_L(0)$ ; 迭代学习控制与滑模控制算法结合后,其学习律设计为

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \lambda e(k) \quad (25)$$

其中:  $i_q(k)$  为第  $k$  个迭代周期的控制量;  $i_q(k+1)$  为第  $k$  个迭代周期的输出量,并且作为下一个周期被控对象的输入存放在记忆存储器中;  $\lambda$  为控制器增益;  $e(k)$  为系统误差。

$e(k)$  可表达为

$$e(k) = T_L^*(k) - T_L(k) \quad (26)$$

从式(13)中电机扭矩与电流的关系可得

$$T_e = h(t)i_q(t) \quad (27)$$

其中:  $h(t) = \frac{3}{2}n_p\psi_a(t)$ 。

为了满足收敛性,系统误差应满足下式

$$\frac{e(k+1)}{e(k)} = |1 - h(t)\lambda| < 1 \quad (28)$$

式(28)说明  $\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0$ , 即误差收敛于零。由

于  $h(t) = \frac{3}{2}n_p\psi_a(t) \geq \frac{3}{2}n_ph_{\max} > 0$ , 这里  $h_{\max}$  为最大磁通量,为了满足式(28)成立,可由如下不等式获得增益值  $\lambda$

$$0 < \lambda < \frac{2}{3n_ph_{\max}} \quad (29)$$

## 4 试 验

本研究试验数据为模拟发动机怠速下的曲线跟随特性分析,文中曲线均进行了平滑滤波处理。图7中  $T_{\text{en(SM-ILC)}}$  为滑模迭代学习控制下迭代5次后发动机瞬态扭矩控制效果,  $T_{\text{en}(r)}$  为模拟目标信号。图10为其迭代过程中的最大误差曲线。在初始的5次迭代中由于学习参考数据不足,系统的跟踪精度不高。但是从图8~10中可以看出,模拟系统在学习15次后的最大跟踪误差为4.9%,而在常规PID控制下的最大跟踪误差为7.6%,滑模迭代

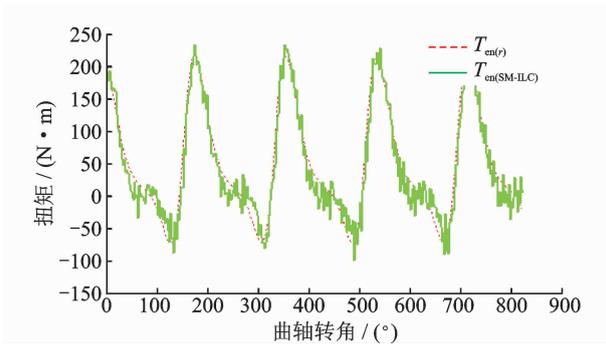


图7 滑模迭代学习控制(迭代5次)

Fig. 7 The curves of the SM-ILC control (5 iterations)

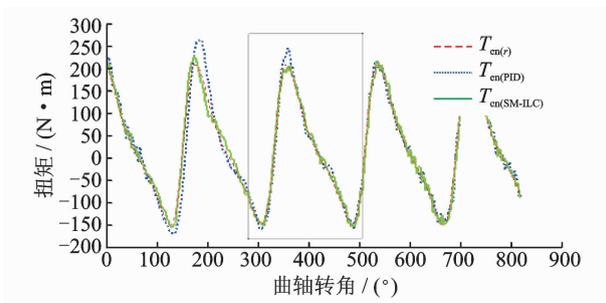


图8 滑模迭代学习控制与常规PID控制比较(迭代15次)

Fig. 8 The curves of the SM-ILC control and PID control (15 iterations)

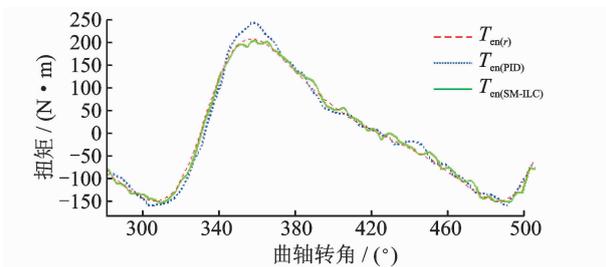


图9 滑模迭代学习控制与常规PID控制比较(局部放大后)

Fig. 9 The curves of the SM-ILC control and PID control

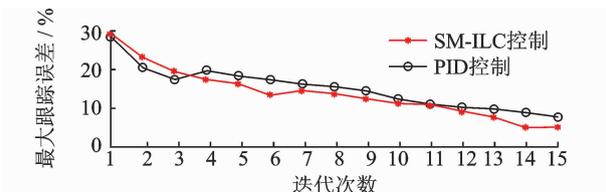


图10 迭代滑模控制迭代15次最大误差曲线

Fig. 10 The maximum error curves of the SM-ILC control (15 iterations)

学习控制方法明显优于常规PID控制。由图10可以看出,随着学习次数的增加,系统控制精度有所提

高,但这要牺牲更多的迭代学习时间。总体上可以看出,利用电力测功机在汽车传动系试验台上进行发动机模拟具有可行性,获得系统高逼真模拟精度的关键技术在于建立准确且能满足快速响应和实时控制的发动机模型以及高动态的硬件控制系统和软件控制算法。

## 5 结论

1) 在测功机控制中把发动机扭矩分为平均扭矩、惯性扭矩和燃烧扭矩,得到的发动机动态扭矩信号更适合高动态控制响应。

2) 设计了滑模变结构迭代学习控制器,在该控制算法下进行发动机怠速模拟试验,滑模迭代学习控制下迭代5次和15次后对比可以看出,随着学习次数的增加,系统控制精度有所提高,但这要牺牲更多的迭代学习时间。模拟系统在学习15次后的最大跟踪误差为4.9%,而在常规PID控制下的最大跟踪误差为7.6%,滑模迭代学习控制方法优于常规PID控制。

3) 从试验数据可以看出,笔者采用的发动机模型和控制算法在汽车传动系试验台架上模拟发动机动态特性是可行的。在系统延时和滞后的影响下,如何提高系统控制精度是模拟的关键问题,为了达到更逼真的模拟效果,除了使用动态性能更高的硬件外,还需进一步优化和改进控制算法。

## 参 考 文 献

- [1] 刘力康, 闻居博, 董逾. 汽车传动系动态性能试验台驱动模拟方案的控制与仿真[J]. 传动技术, 2011, 25(30): 26-32.  
Liu Likang, Wen Jubo, Dong Yu. The control and simulation of dynamic drive emulation on the automotive transmission dynamometer[J]. Drive System Technique, 2011, 25(30): 26-32. (in Chinese)
- [2] Kaatz S, Abe T, Vanhaaften W, et al. The ford motor company transmission NVH test cell[C] // Noise & Vibration Conference and Exhibition. Michigan, USA; SAE International, 2003: 681-690.
- [3] Corbett M, Lamm P, McNichols J, et al. Effects of transient power extraction on an integrated hardware-in-the-loop aircraft/propulsion/power system [C] // Power Systems Conference. Washington, USA;

- SAE Internatinal,2008: 292-296.
- [4] Newberger N, Nevius T A, Lasota P, et al. Virtual engine dynamometer in service life testing of transmissions: a comparison between real engine and electric dynamometers as prime movers in validation test rigs. extending dynamometer performance for virtual engine simulation[C]//SAE 2012 World Congress and Exhibition. USA:SAE Internatinal, 2010:919-930.
- [5] Luh G C, Rizzoni G. Identification of a nonlinear MI-MO IC engine model during I/M240 driving cycle for on-board diagnosis [C] // American Control Conference. Maryland, USA:IEEE, 1994:1581-1584.
- [6] Mauer G F. Modeling and experimental validation of torsional crankshaft dynamics [C] // International Congress and Exposition. Michigan, USA: SAE Internatinal, 1994:49-57.
- [7] Ayana E, Plahn P, Wejrzanowski K. Active torque cancellation for transmitted vibration reduction of low cylinder count engines[C]// Vehicle Power and Propulsion Conference. Dearborn, USA:IEEE, 2011: 2971-2977.
- [8] Member G R. Estimate of indicated torque from crankshaft speed fluctuations: a model for the dynamics of the IC engine[C]// IEEE Transactions on Vehicular Technology. USA:IEEE Vehicular Technology Society,1989: 168-179.
- [9] Liu Feilong, Gehan A, Amaratuga J, et al. An experimental study on engine dynamics model based in-cylinder pressure estimation[C]//SAE 2012 World Congress & Exhibition. United States:SAE Internatinal, 2012:896-900.
- [10] 王浩洁,周斌,展靖华,等.基于 MATLAB 的示功图模拟研究[J].内燃机,2009,6(6):17-24.
- Wang Haojie, Zhou Bin, Zhan Jinghua, et al. A numerical simulation study of indicator diagrams based on MATLAB[J]. Internal Combusion Engines, 2009,6(6):17-24. (in Chinese)
- [11] 张晓光,赵克,孙力,等.磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J].中国电机工程学报,2011,31(15):47-52.
- Zhang Xiaoguang, Zhao Ke, Sun Li, et al. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on a novel exponential reaching law[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(15):47-52. (in Chinese)
- [12] 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[J].电机与控制学报,2012,16(6):81-86.
- Zhang Hongwei, Yu Fashan, Bu Xuhui, et al. Robust iterative learning control for permanent magnet linear motor[J]. Eleetric Machines and Control, 2012, 16(6): 81-86. (in Chinese)
- [13] 何熊熊,秦贞华,张端.基于边界层的不确定机器人自适应迭代学习控制[J].控制理论与应用,2012,29(8):1090-1093.
- He Xiongxiang, Qin Zhehua, Zhang Duan. Adaptive iterative learning control for uncertain robot based on boundary layer[J]. Control Theory and Applications, 2012,29(8): 1090-1093. (in Chinese)



**第一作者简介:**李文礼,男,1983年2月生,博士生。主要研究方向为汽车试验检测技术与装备开发。曾发表《关联用户的汽车传动系载荷谱室内台架试验编制方法》《《机械工程学报》2014年第50卷第20期》等论文。

E-mail: liwenli999@163.com

