

低速巡航中车辆离合器转速跟踪控制技术

王国新

(福州大学 至诚学院, 福建 福州 350002)

摘要:为提高离合器控制性能,研究低速巡航中 AMT 车辆离合器转速跟踪控制技术。基于 AMT 车辆动力传动系统的动力学特性,构建动力系统和整车运动的数学模型。简化 AMT 传动系统,提出低速巡航中的离合器控制要求,设计三步法控制器。通过 Lyapunov 函数分析控制算法的鲁棒性,通过实车试验对比验证所提方法。试验结果表明:对比 PID 控制法,无论是阶跃变速、正弦变速还是随机变速,无论是平道跟踪还是坡道跟踪,三步法控制策略在 AMT 低速巡航中均具有更优的跟踪效果和控制效果,响应时间更短,跟踪误差更小,延迟效果最低。

关键词:低速巡航;三步法控制策略;车速跟踪;离合器控制;Lyapunov 函数

中图分类号:U463 **文献标志码:**A **文章编号:**1671-5276(2023)06-0187-06

Vehicle Clutch Speed Tracking Control Technology in Low-speed Cruise

WANG Guoxin

(Zhicheng College, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China)

Abstract: To upgrade the clutch control performance, the clutch speed tracking control technology of automated manual transmission vehicle in low-speed cruise was studied. Based on the dynamic characteristics of the AMT vehicle powertrain, the mathematical models of the powertrain and vehicle motion were constructed. The AMT transmission system was simplified, the clutch control requirements in low-speed cruise were proposed, and a three-step controller was designed. By the Lyapunov function, the robustness of the control algorithm was analyzed, and the real vehicle test was conducted to verify the proposed method. The test results show that compared with the PID control method, the three-step control strategy has better tracking and control effects, shorter response time, less tracking errors and lower delay effect in AMT low-speed cruise regardless of step speed change, sinusoidal speed change or random speed change, flat track tracking or ramp tracking.

Keywords: low-speed cruise; three-step control strategy; vehicle speed tracking; clutch control; Lyapunov function

0 引言

随着智能传感器和环境感知不断进步,智能化、自动化、自动驾驶等智能车辆技术迅速发展,车辆行驶过程中的自动化控制也越来越受到关注^[1]。对于智能化的自动驾驶车辆来说,自动变速器能够在行驶过程中自动换挡,不仅减小了司机的驾驶压力,也保证了车辆的安全性和平缓性。电控机械式自动变速器(automated manual transmission, AMT)加入了电控和自动执行单元,能够自动整合档位和离合器,在车辆驾驶过程中实现自动化控制。加入了电控技术,使 AMT 在自动执行换挡变速的过程中,车辆污染排放减少,提高了驾驶安全和舒适度^[2-3]。所以,AMT 的出现不仅迎合了国家“双碳政策”,在未来智能化、自动化和节能化的发展方向上具有更大的市场潜力和发展前景。

当 AMT 车辆面对特殊路况时,例如交通拥挤道路中的低速跟车行驶,车距较小,且挡位变化时间短,只有 AMT 实

现良好的车速跟踪性能才能保证车辆安全和司机减压^[4]。考虑到车速跟踪时的状态变换频繁,如果直接由发动机/变速箱输出动力,在低速巡航时很难实现稳定跟踪前车的性能;而如果要进一步精准跟踪车速,则需要来回切换离合器的分合状态,从而实现车辆的安全和稳定控制^[5]。所以,低速巡航状态下,AMT 车辆如何提高与前车的车速跟踪性能,即提高离合器的转速控制,这是目前急需解决的重要难题。

本文基于 AMT 车辆动力传动系统中的动力学特性,构建发动机、离合器和整车运动的数学模型,简化 AMT 传动系统,提出低速巡航中的离合器控制要求,通过 Lyapunov 函数对三步法控制器进行鲁棒性分析,最后通过改造车辆的实车试验对本文方法进行对比验证。

1 低速巡航动力传动建模

本文基于 AMT 车辆动力传动系统中的动力学特性,构建了汽油发动机、干式离合器和整车运动的数学模型,以实现 AMT 车辆在低速巡航中的精准速度跟踪^[6]。

1.1 发动机模型

本研究试验用车为奔腾 MT-B50,通过双线性插值处理节气开度 β (0%~100%)、转速 n_e (500~6 500 r/min) 和滚动阻力系数 f , 获得发动机稳态转矩 T_e :

$$T_e = f(n_e, \beta) \quad (1)$$

基于静态转矩, 定义发动机的角加速度 $\dot{\omega}$ 和转动惯量 J_e , 则动态转矩 T_{ed} 为

$$J_e \dot{\omega} = T_e - T_{ed} \quad (2)$$

AMT 自启动到低速巡航时, 发动机转速随着离合器的分合而降低负载。因此, 为了保证舒适度和安全性, 设定发动机熄火临界减速度 $\dot{\omega}_e$, 在减速时间 t_w 内恒定转速高于最低稳定转速 ω_{ew} [7]:

$$\dot{\omega}_e \geq \frac{\omega_{ew} - \omega_e}{t_w} \quad (3)$$

1.2 干式离合器模型

对于干式离合器, 定义其压紧力 F_c , 离合器中的摩擦片单片摩擦因数为 μ , 内外半径分别为 R 和 r , 共有 z_c 个, 则摩擦片作用半径 R_c 为

$$R_c = \frac{2(R^3 - r^3)}{3(R^2 - r^2)} \quad (4)$$

则离合器分合过程中的动摩擦转矩 T_c 为

$$T_c = F_c \mu R_c z_c \quad (5)$$

1.3 整车模型

本文考虑到车辆的装载质量 m_c 和整备质量 m_v , 利用旋转质量换算系数 δ_i 将整车模型定义为车辆等效质量 M , 并综合车辆多种外力构建纵向动力学方程:

$$M\dot{a} = F_t - F_f - F_w - F_i \quad (6)$$

定义 δ_i 中 I_w 和 I_f 分别为车轮和飞轮的转动惯量, i_g 和 i_0 分别为变速器速比和主减速器传动比, 则 M 和 δ_i 分别为:

$$M = \delta_i (m_v + m_c) \quad (7)$$

$$\delta_i = 1 + \frac{1}{m} \cdot \frac{\sum I_w}{r^2} + \frac{1}{m} \cdot \frac{I_f i_g^2 i_0^2 \eta_T}{r^2} \quad (8)$$

定义转动系统总效率为 η , 滚动半径为 r_d , 在第 n 挡时的传动比为 i_n , 则车轮等效驱动力为 F_{in} :

$$F_{in} = \frac{\eta T_c i_n i_0}{r_d} \quad (9)$$

定义道路滚动阻力 F_f :

$$F_f = f(m_v + m_c)g \quad (10)$$

定义空气密度 ρ 和阻力系数 C_D , 车辆迎风面积 A_w 和相对行驶速度 u , 则空气阻力 F_w 为

$$F_w = \frac{1}{2} C_D A_w \rho u^2 \quad (11)$$

对于爬坡车辆, 其爬升角即坡度角为 α_g , 则沿坡道的重力分力定义为坡道阻力 F_i :

$$F_i = (m_v + m_c) g \sin \alpha_g \quad (12)$$

如果 α_g 较小, 则坡道阻力 F_i 可近似用路面坡度 i 表示为

$$F_i = (m_v + m_c) g i \quad (13)$$

2 三步法离合器转速跟踪控制器设计

2.1 控制问题

多挡位 AMT 车辆通过低速巡航中离合器滑摩控制行驶速度。换句话说, 干式离合器只有在滑摩过程才能输出低速巡航的期望转速, 如图 1 所示。因此, 本文采用二质量系统以简化模型开发难度。

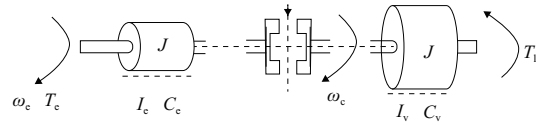


图1 动力传动系统简化模型

定义离合器传递转矩和输出转速分别为 T_c 和 ω_c , AMT 车辆的阻尼和阻力转矩分别为 C_v 和 T_1 , 整车车速和惯性系数分别为 v 和 I_v , 则传动系统简化方程为 [8]

$$\dot{\omega}_c = -\frac{C_v}{I_v} \omega_c + \frac{1}{I_v} T_c - \frac{1}{I_v} T_1 \quad (14)$$

对于上式, 由于行驶车速 v 需要跟踪前车速 v^* , 而前车速 v^* 需要通过雷达感知获取, 因此设定 v^* 为固定值。同时, 考虑到车速 v 与输出转速 ω_c 之间存在固定比例关系, 因此车速跟踪控制可等效为转速跟踪控制。

综上, 以响应时间和跟踪精度作为性能指标, 设定三步法控制要求为: 1) 速度响应时间 < 0.2 s; 2) 跟踪误差 < 0.1 m/s。

2.2 控制器模型

本文以转换模型表达式来深入推导输入与输出的关系, 选取状态变量 $x_1 = \omega_c$, $x_2 = T_c$, 控制变量 $u = \dot{T}_c$, 系统输出 $y = x_1 = \omega_c$, 则低速巡航中系统状态空间方程表达为

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_c \\ \dot{T}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_v}{I_v} & \frac{1}{I_v} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_c \\ T_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot \dot{u} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{I_v} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot T_1 \quad (15)$$

选取系统状态方程为:

$$\dot{x} = A_x + B_x \dot{u} + B_p p \quad (16)$$

$$x = \begin{bmatrix} \omega_c \\ T_c \end{bmatrix}, \dot{u} = T_c^*, p = T_1, y = x_1 = \omega_c \quad (17)$$

定义可测变量和系统矩阵分别为 p 和 B_p , 系统状态矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{C_v}{I_v} & \frac{1}{I_v} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_x = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} -\frac{1}{I_v} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0] \quad (18)$$

三步法构建车速跟踪策略具有较强的实时性、规范性和简洁性 [9]。分三步构建三步法控制器: 1) 构建类稳态控制律, 提高系统控制响应时间; 2) 引入参考动态前馈控制律, 综合考虑多项误差以补偿控制器; 3) 引入跟踪误差, 在目标车速与跟踪车速中加入基于误差进行系统反馈, 提高系统鲁棒性。设计思路和整体控制如图 2 所示。

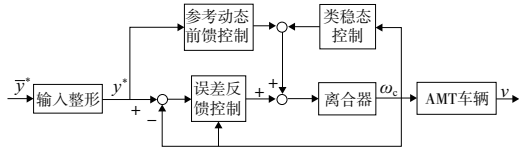


图2 低速巡航车速跟踪控制原理

a) 类稳态控制

利用稳态测量 map 关于时间二次求导得到控制输入 $\dot{u}^{[10]}$

$$\begin{cases} \dot{y} = a_1 x_1 + a_2 x_2 + b u \\ \ddot{y} = a_1 \dot{y} + a_2 \ddot{u} \end{cases} \quad (19)$$

实际过程中输入 $f_s(x)$ 并不能真正实现稳态控制,因此令 $\dot{y}=0, \ddot{y}=0$, 由上式可得类稳态控制律

$$\dot{u} = f_s(x) = 0 \quad (20)$$

b) 参考动态前馈控制

对于强非线性系统,系统在遇到非典型工况往往存在较大波动。因此本文充分考虑系统动态变化,引入参考动态前馈控制律 u_f , 则系统控制律 \dot{u} 为

$$\dot{u} = f_s(x) + u_f \quad (21)$$

则 \ddot{y} 转化为

$$\ddot{y} = a_1 \dot{y} + a_2 (f_s(x) + u_f) \quad (22)$$

令 $\ddot{y} = \ddot{y}^*$, 则

$$\ddot{y}^* = a_1 \dot{y}^* + a_2 (f_s(x) + u_f) \quad (23)$$

结合类稳态控制律 $f_s(x) = 0$, 可得前馈控制

$$u_f = \frac{\ddot{y}^* - a_1 \dot{y}^*}{a_2} = f_f(x, \dot{y}^*, \ddot{y}^*) \quad (24)$$

\dot{y}^* 和 \ddot{y}^* 在控制律 u_f 中存在明显的仿射形式,并表示为 $f_f(x, \dot{y}^*, \ddot{y}^*)$ 。

c) 误差反馈控制

考虑到测量误差、模型偏差及多项不可抗因素,模型的鲁棒性较低,实际应用过程中必然伴随较大的跟踪误差,因此引入反馈控制律 u_e , 则 \dot{u} 转化为

$$\dot{u} = f_s(x) + f_f(x, \dot{y}^*, \ddot{y}^*) + u_e \quad (25)$$

则

$$\ddot{y} = a_1 \dot{y} + a_2 \left(\frac{\ddot{y}^* - a_1 \dot{y}^*}{a_2} + u_e \right) \quad (26)$$

在系统加入跟踪误差反馈

$$e_1 = y^* - y \quad (27)$$

可得跟踪误差动态方程

$$\dot{e}_1 = a_1 e_1 - a_2 u_e \quad (28)$$

定义 $\dot{e}_1 = e_2$, 则

$$\dot{e}_2 = a_1 e_2 - a_2 u_e \quad (29)$$

定义虚拟变量 $e_2, \chi = \int e_1 dt, k_0 > 0$, 则 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} k_0 \chi^2 \quad (30)$$

求导 \dot{V}_1 :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + k_0 e_1 \chi = e_1 e_2 + k_0 e_1 \chi \quad (31)$$

定义 $k_1 > 0$, 则虚拟期望跟踪变量 e_2^* 为

$$e_2^* = -k_1 e_1 - k_0 \chi \quad (32)$$

如果 $k_1 > 0, k_2 > 0$, 拉普拉斯变换误差方程后会渐进稳定:

$$s^2 + k_1 s + k_0 = 0 \quad (33)$$

考虑到实际的动态过程存在 $e_2^* \neq e_2$, 定义误差为 $e_3 = e_2^* - e_2$, 则

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - e_1 e_3, \dot{e}_1 = -k_1 e_1 - k_0 \chi - e_3 \quad (34)$$

则虚拟期望跟踪变量 $\dot{e}_2^* = -k_1 \dot{e}_1 - k_0 e_1$, 进一步得

$$\dot{e}_3^* = \dot{e}_2^* - \dot{e}_2 = -(k_1 + a_1) \dot{e}_1 - k_0 e_1 + a_2 u_e \quad (35)$$

则新 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (36)$$

可得

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_3 [-(1+k_0)e_1 - (k_1+a_1)\dot{e}_1 + a_2 u_e] \quad (37)$$

定义

$$u_e = \frac{1+k_0}{a_2} e_1 + \frac{k_1+a_1}{a_2} \dot{e}_1 - \frac{k_2}{a_2} (e_2^* - e_2) \quad (38)$$

整理得

$$u_e = \frac{1+k_0+k_1 k_2}{a_2} e_1 + \frac{k_1+k_2+a_1}{a_2} \dot{e}_1 + \frac{k_0 k_2}{a_2} \int e_1 dt \quad (39)$$

则 \dot{V}_2 简化为

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_3^2 \quad (40)$$

综上,当 $k_1 > 0, k_2 > 0$ 时, \dot{V}_2 是负半定的。换言之,闭环误差系统渐进稳定,故提高了系统鲁棒性。

d) 系统总控制律

整理上述控制律可得

$$\dot{u} = \frac{\dot{y}^* - a_1 \dot{y}^*}{a_2} + \frac{1+k_0+k_1 k_2}{a_2} e_1 + \frac{k_0 k_2}{a_2} \int e_1 dt + \frac{k_1+k_2+a_1}{a_2} \dot{e}_1 \quad (41)$$

定义控制参数:

$$f_f(x, \dot{y}^*, \ddot{y}^*) = \frac{\ddot{y}^* - a_1 \dot{y}^*}{a_2}; f_p = \frac{1+k_0+k_1 k_2}{a_2}; f_i = \frac{k_0 k_2}{a_2}; f_d = \frac{k_1+k_2+a_1}{a_2} \quad (42)$$

利用三步法构建 AMT 低速巡航总体控制律:

$$\dot{u} = f_f(x, \dot{y}^*, \ddot{y}^*) + f_p e_1 + f_i \int e_1 dt + f_d \dot{e}_1 \quad (43)$$

2.3 实现控制律

由前文可知,车辆实际跟踪过程中存在高阶微分突变信号 \dot{y}^* 和 \ddot{y}^* , 不加处理会极大降低系统控制性能^[11]。因此,首先定义阻尼比 ξ 和自然频率 ω_n , 采用二阶滤波形式,通过输入整形处理目标信号,可得 y^* 为

$$\frac{y^*}{\dot{y}^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (44)$$

分析图 3 可知,利用二阶滤波器处理直接输入值 y^* 的噪声信号,获得微分项 \dot{y}^* 和 \ddot{y}^* ,这就保证了控制性能。

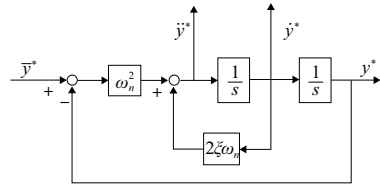


图 3 二阶输入整形滤波

2.4 鲁棒性验证

考虑到系统的多项扰动因素,采用总扰动 d 描述所有的信号扰动、误差及系统不确定因素, d 的系数因子为 Γ ,则

$$u = u_{im} + \Gamma d \quad (45)$$

前文误差转化为:

$$\dot{e}_1 = e_2 \quad (46)$$

$$\dot{e}_2 = a_1 e_1 - a_2 u_e + a_2 \Gamma d \quad (47)$$

Lyapunov 函数转化为

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \dot{e}_3 e_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_3^2 + a_2 e_3 \Gamma d \quad (48)$$

定义 $W(e) = k_1 e_1^2 + \left(k_2 - \frac{|\Gamma|}{2}\right) e_3^2$,若 $k_2 > \frac{|\Gamma|}{2}$,则 $W(e)$ 连续正定,同时输入总扰动 d 的系统具有较高的鲁棒性,通过杨氏不等式对上式处理:

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 e_1^2 - k_2 e_3^2 + \frac{|\Gamma|}{2} e_3^2 + \frac{|\Gamma|}{2} a_2^2 d^2 = -k_1 e_1^2 - \left(k_2 - \frac{|\Gamma|}{2}\right) e_3^2 + \frac{|\Gamma|}{2} a_2^2 d^2 \quad (49)$$

对于鲁棒性的调整来说, k_1 和 k_2 分别影响了 e_1 和 e_3 的衰减速度。要想提高性能,则需要尽量提高二者数值,但会带来控制器的高增益,反而适得其反^[12]。

3 控制策略试验分析

3.1 试验环境及改装

本研究试验车辆为奔腾 MT-B50(图 4)。由于该车为 MT 车型,为验证三步法对 AMT 低速巡航的车速跟踪性能,本文需要对车辆进行改造。由于电控液动式离合器位移执行机构具有过载强、容量大、速度快和精度高等优点,采用电控液动式精确捕捉并控制离合器的位移(图 5)。在发动机上固定电控离合器机械部分,采用两进一出的三通阀连接踏板和电控离合器,并将出口连接液压管路,此时踏板不起作用,只由执行机构进行自动控制,最终结果如图 6 所示。

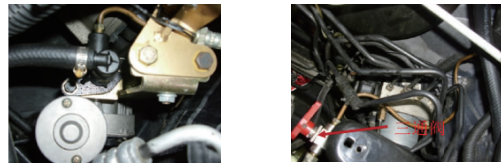


图 4 试验用车(奔腾 MT-B50)



(a) 机械部分 (b) 电机驱动电路

图 5 电控离合器执行机构



(a) 安装位置 (b) 三通阀与液压管路

图 6 执行机构

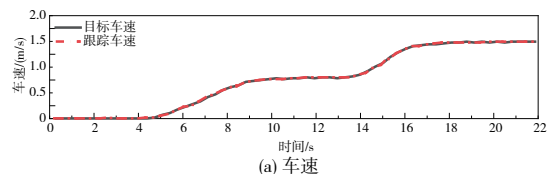
常规车辆的车速信号由无源轮速传感器获取,信号微弱且处理困难,并且低速巡航时的测量精度很低,无法适应实验条件。因此,换上图 7 所示的高稳定、低成本和简易的霍尔轮速传感器。



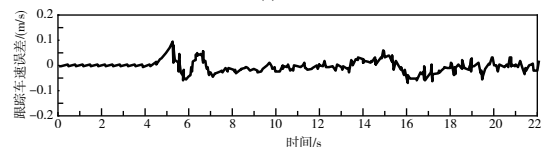
图 7 霍尔式传感器

3.2 三步法控制结果分析

对车辆从静止启动加速后,车速出现阶跃变化时的三步法控制试验结果进行分析,结果如图 8 所示(本刊为黑白印刷,如有疑问请咨询作者)。分析图 8(a)和图 8(b)可知,试验车辆从静止启动至巡航车速过程与目标车速贴合较好,响应速度快、延迟效果小,整个跟踪过程无明显超调,具有良好的稳定性和准确性;同时,试验车辆在静止启动和稳定跟踪状态下的跟踪误差分别为 0.094 m/s 和 0.052 m/s,实验结果满足控制要求。分析图 8(c)和图 8(d)可知,与实际情况相符,离合器的转矩与位移在整体上表现出对称关系,离合器的接合程度随着转矩变大而更深,且位移值越小。分析图 8(e)可知,除车辆加速过程,低速巡航下的发动机转速与离合器转速呈正相关,且前者始终大于后者,此时离合器处于滑摩状态。



(a) 车速



(b) 跟踪车速误差

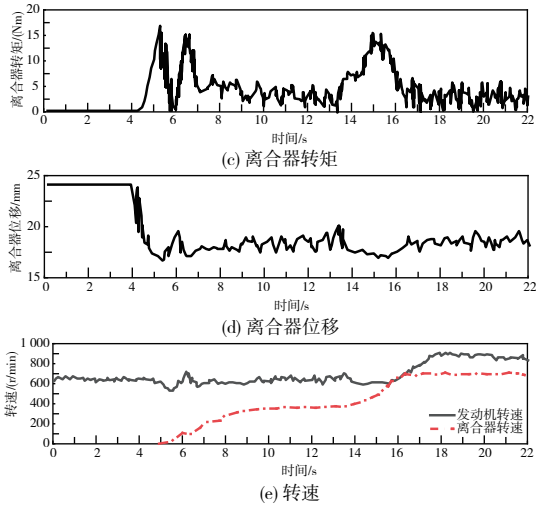


图8 实车试验结果(阶跃变速)

对车辆从静止启动加速后,车速出现正弦变化时的三步法控制试验结果进行分析,结果如图9所示。分析图9(a)和图9(b)可知,试验车辆从静止启动至巡航车速过程与目标车速贴合较好,响应速度快、延迟效果小,整个跟踪过程无明显超调,具有良好的稳定性和准确性;同时,试验车辆在静止启动和稳定跟踪状态下的跟踪误差分别为0.094 m/s和0.052 m/s,实验结果满足控制要求。分析图9(c)和图9(d)可知,低速巡航中的车辆不需要较大的驱动力矩,因此离合器传递转矩也不会很大。分析图9(e)可知,与阶跃变速情况相似,离合器处于滑摩状态。值得一提的是,离合器转速从20 s开始直至24 s出现明显上升,而发动机转速出现下降,这是负载转矩随期望车速上升而增大造成的正常现象。综上,静止启动及稳定跟踪过程中的车速始终变化平稳,误差较小,无论是体验感还是控制要求均符合预期。

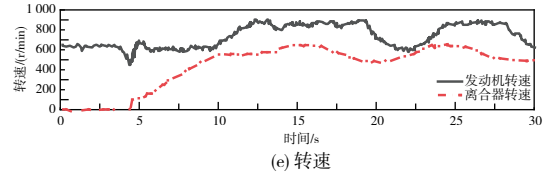
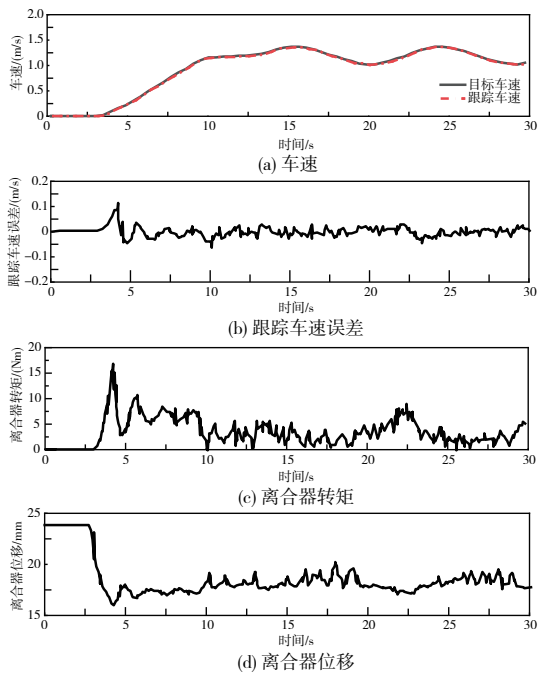


图9 实车试验结果(正弦变速)

3.3 控制方法对比

对比分析PID与三步法在阶跃车速变化中的试验结果,如图10所示。对比PID控制结果,三步法控制结果具有更好的试验结果,超调量可忽略不计,响应时间较短,几乎不存在延迟效果,并且在精度上,三步法在静止启动时的误差远小于PID法($0.094 \text{ m/s} < 0.177 \text{ m/s}$),稳定跟踪时的误差同样满足控制要求($0.036 \text{ m/s} < 0.100 \text{ m/s}$)。

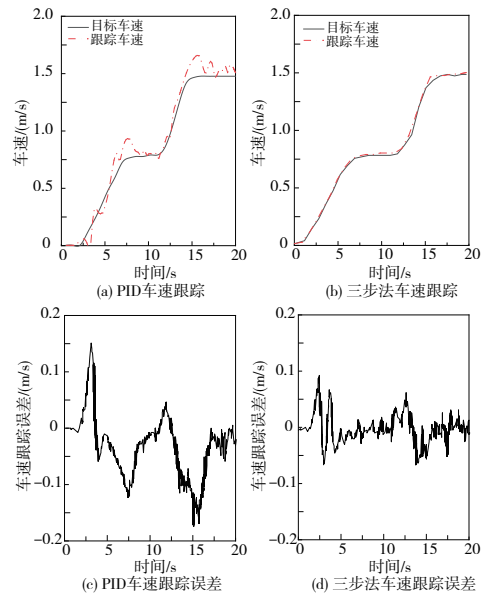
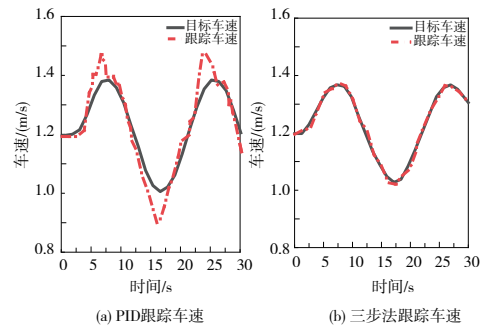


图10 PID与三步法试验结果对比(阶跃变速)

对比分析PID与三步法在正弦车速变化中的试验结果,如图11所示。对比PID控制结果,三步法控制策略无论是静止启动还是稳定跟踪,都具有更好的试验结果,超调量可忽略不计,响应时间较短,几乎不存在延迟效果。三步法在静止启动时的误差远小于PID法($0.073 \text{ m/s} < 0.134 \text{ m/s}$),稳定跟踪时的误差同样满足控制要求($0.038 \text{ m/s} < 0.100 \text{ m/s}$)。



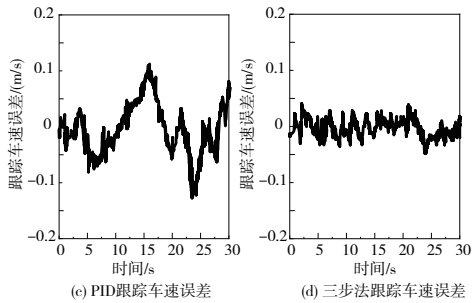


图 11 PID 与三步法试验结果对比(正弦变速)

结合上述内容,对 PID 法和三步法的控制结果对比分析可知,本文构建的三步法控制器对于低速巡航中的 AMT 车辆,整体上具有更加优异的跟踪效果和控制效果,响应时间更短,跟踪误差更小,延迟效果最低,满足本研究的控制要求。

3.4 鲁棒性试验

本文进一步在平道和坡道上对三步法控制策略进行鲁棒性试验,以验证适用性和稳定性。

图 12 为搭载三步法控制策略的试验车辆在平道上的随机变速试验结果。分析图 12(a)、图 12(b)可知,跟踪车速的响应速度很快,静止启动和稳定跟踪的误差分别为 0.097 m/s 和 0.067 m/s。分析图 12(c)、图 12(d)可知,计算值与目标值的整体变化趋势相似,由于试验车辆处于低速巡航过程,离合器传递转矩和位移并未出现大幅波动,提高了车辆稳定性和司机驾驶舒适性。分析图 12(e)可知,静止启动加速中的离合器转速不断增大且逐渐趋于发动机转速,离合器处于滑摩状态。

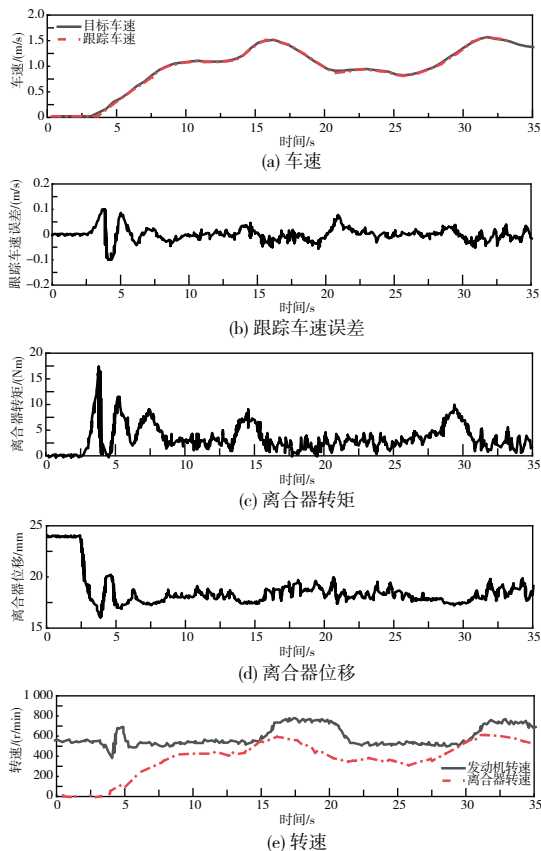


图 12 三步法实车试验结果(平道随机变速)

图 13 为搭载三步法控制策略的试验车辆在坡道上的随机变速试验结果。分析图 13(a)、图 13(b)可知,相比于平道行驶,坡道行驶中跟踪误差出现略微增大,但整体仍满足控制要求,静止启动和稳定跟踪误差分别为 0.098 m/s 和 0.071 m/s。分析图 13(c)、图 13(d)可知,试验车辆在坡道受阻,跟踪车速相同时需要提供更大的驱动力矩和传递力矩,所以离合器的传递转矩比平道的更大。分析图 13(e)可知,静止启动加速中的离合器转速不断增大且更快趋近于发动机转速,离合器处于滑摩状态。整体来看,无论是阶跃变速、正弦变速还是随机变速,试验车辆的控制过程平稳缓和,满足了三步法控制器有效性的同时,也保证了鲁棒性和适应性。

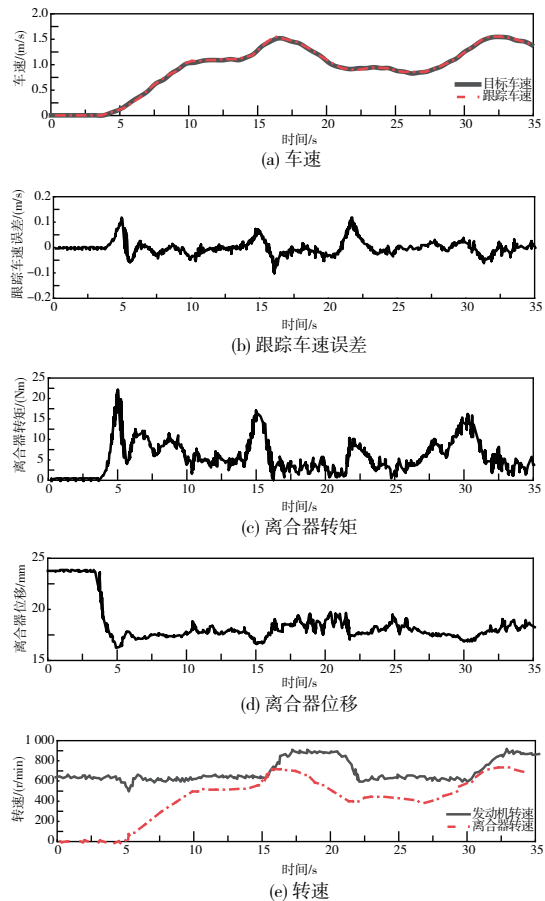


图 13 三步法实车试验结果(坡道随机变速)

4 结语

本文基于 AMT 车辆动力传动系统中的动力学特性,构建了发动机、离合器和整车运动的数学模型;简化了 AMT 传动系统,提出了低速巡航中的离合器控制要求,通过 Lyapunov 函数对三步法控制器进行鲁棒性分析,最后通过改造车辆的实车试验对本文方法进行验证。

试验结果表明,对比 PID 控制法,无论是阶跃变速、正弦变速还是随机变速,无论是平道跟踪还是坡道跟踪,三步法控制策略在 AMT 低速巡航中均具有更优的跟踪效果和控制效果,响应时间更短,跟踪误差更小,延迟效果最低,满足本研究的控制要求。

(下转第 198 页)

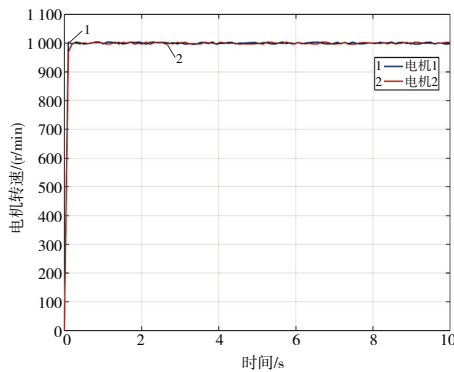


图 13 电机转速

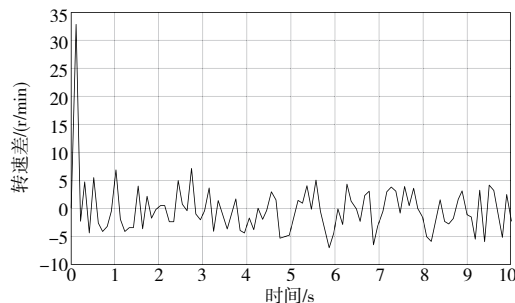


图 14 电机转速差

6 结语

在传统交叉耦合控制的基础上,设计了应用于无链供

输弹系统中的基于模糊 RBF-PID 控制器的双永磁同步伺服电机交叉耦合控制方案。相较于以普通 PID 控制器作为耦合器的交叉耦合控制策略,本方案具有良好的抗扰性能,在负载扰动情况下依旧能保证两电机的同步性能,并且明显缩短了系统恢复时间,满足无链供输弹系统中的双电机速度同步性要求。

参考文献:

- [1] 潘亮,周武能,张杨. 基于模糊 PID 主从式方法的多电机同步控制[J]. 微型机与应用,2016,35(15):5-7.
- [2] 李言民,苗欣,姜付杰. 基于模糊 PID 控制器的多电机交叉耦合控制同步控制系统设计[J]. 电工技术,2019(6):118-120.
- [3] 彭景辉. 办公屏风板侧面橡胶条自动张紧装置设计及实验研究[D]. 南京:东南大学,2020.
- [4] KOREN Y. Cross - coupled biaxial computer control for manufacturing systems [J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1980, 102(4):265-272.
- [5] 王建红,陈耀忠,陈桂,等. 基于交叉耦合控制的双电机同步控制系统研究[J]. 南京理工大学学报, 2017, 41(6):693-697.
- [6] 潘玉成,林鹤之,陈小利,等. 基于模糊 RBF 神经网络的 PID 控制方法及应用[J]. 机械制造与自动化, 2019, 48(3):215-219.
- [7] 郭占苗. 基于 STC15F2K60S2 单片机波形发生器设计[J]. 国外电子测量技术,2017,36(7):98-102.
- [8] 孙文焕,程善美,王晓翔,等. 多电机协调控制的发展[J]. 电气传动,1999,29(6):3-6.
- [9] 谢雪康,杨晓蓉. 一种雷达模拟信号的产生方法[J]. 电子信息对抗技术,2009,24(3):56-61.

收稿日期:2022-06-20

(上接第 192 页)

参考文献:

- [1] 赵树恩,陈文斌,邓召学,等. 基于扩张状态观测器的智能汽车弯道轨迹跟踪控制[J]. 汽车安全与节能学报, 2022, 13(1):112-121.
- [2] 张志勇,龙凯,杜荣华,等. 自动驾驶汽车高速超车轨迹跟踪协调控制[J]. 汽车工程,2021,43(7):995-1004.
- [3] FENG C J, KUANG W Z. High-speed train speed tracking control based on active disturbance rejection control strategy[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2022, 2246(1):012043.
- [4] 徐佳晨,祖炳锋,周建伟,等. 基于横向稳定的减速变道轨迹与跟踪控制[J]. 公路交通科技,2022,39(2):183-190.
- [5] 童明金. 基于 S 曲线加减速的石油钻机钻速自动控制方法[J]. 机械制造与自动化,2022,51(3):232-235.
- [6] 司明玉,周金应,褚观耀,等. 基于在线学习的车辆经济自适应巡航控制[J]. 机械制造与自动化,2021,50(6):211-215.
- [7] 李静,王晨,张家旭. 基于 UniTire 轮胎模型的汽车行驶速度估计[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2021, 49(5):47-55.

- [8] REN Y, WANG R, RIND S J, et al. Speed sensorless nonlinear adaptive control of induction motor using combined speed and perturbation observer[J]. Control Engineering Practice, 2022, 123:105166.
- [9] 姜正伟,李鹏旭,张斌,等. 基于车速依赖静态输出反馈的自主汽车路径跟踪控制[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2021, 13(1):41-50.
- [10] 叶珂羽,刘振宇,唐立中,等. 基于非线性三步法的 DCT 两挡起步控制策略研究[J]. 汽车技术,2020(10):39-44.
- [11] WU S B, SU X Q, WANG K D. Time-dependent global nonsingular fixed-time terminal sliding mode control-based speed tracking of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2020, 8:186408-186420.
- [12] BARBARISI O, VASCA F, GLIELMO L. State of charge Kalman filter estimator for automotive batteries[J]. Control Engineering Practice, 2006, 14(3):267-275.

收稿日期:2022-08-02