

功率分流式混合动力系统有限时间 预设性能协调控制

殷春芳¹, 陈琰¹, 施德华^{2,3}, 汪少华², 容香伟², 安兴科¹

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 212013, 江苏镇江; 2. 江苏大学汽车工程研究院, 212013, 江苏镇江;
3. 镇江市江苏大学工程技术研究院, 212009, 江苏镇江)

摘要: 针对功率分流式混合动力汽车传动系统瞬态模式切换过程低频扭振性能恶化问题, 提出基于控制势垒函数的有限时间预设性能(FTPPC-CBFs)控制器的分层动态协调控制策略。对于该串联式构型, 采用杠杆法建立系统不同模式切换阶段低频扭转振动动力学模型。在上层设计中, 以离合器转速同步阶段作为主要研究阶段, 基于一般预设性能(PPC)控制的设计思路, 以模式切换性能指标构建预设性能函数, 并引入控制势垒函数(CBFs)将预设性能约束问题转化为二次规划问题, 形成控制势垒函数法预设性能(PPC-CBFs)控制策略。下层基于有限时间加幂积分(FTAAPI)进行误差的快速收敛控制, 与上层 PPC-CBFs 构成 FTPPC-CBFs 控制策略, 并进行了硬件在环试验。结果表明: 与 FTAAPI 控制、预设性能滑模控制(SMC-PPC)以及有限时间加幂积分预设性能(FTAAPI-PPC)控制相比, FTPPC-CBFs 控制策略的冲击度分别降低了 50.12%、37.42%、42.92%; 在突加扰动影响下, 控制势垒函数约束下的冲击度为 9.99 m/s³, 而没有该约束下的冲击度为 13.76 m/s³, 超出了设定的冲击度标准。硬件在环试验结果表明: 对比其他 3 种控制策略, FTPPC-CBFs 控制策略的冲击度分别降低了 81.89%、77.30%、43.01%; 突加扰动影响下, 冲击度为 9.71 m/s³, 试验与仿真结论一致。

关键词: 混合动力汽车; 扭转振动; 控制势垒函数; 硬件在环

中图分类号: U461.4 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202507021 **文章编号:** 0253-987X(2025)07-0214-11

Finite-Time Prescribed Performance Coordinated Control for Power-Split Hybrid Electric Vehicle Systems

YIN Chunfang¹, CHEN Yan¹, SHI Dehua^{2,3}, WANG Shaohua²,
RONG Xiangwei², AN Xingke¹

(1. Electrical Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang, Jiangsu 212013, China;

2. Institute of Automotive Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang, Jiangsu 212013, China;

3. Institute of Engineering and Technology Research, Jiangsu University, Zhenjiang, Jiangsu 212009, China)

Abstract: To address the deterioration of low-frequency torsional vibration performance during the transient mode-switching process in power-split hybrid electric vehicle transmission systems, a hierarchical dynamic coordinated control strategy based on finite-time prescribed performance control with control barrier functions (FTPPC-CBFs) is proposed. For this series-parallel hybrid

configuration, the lever method is adopted to establish a low-frequency torsional vibration dynamic model for different mode-switching stages. In the upper-layer design, the clutch speed synchronization stage is selected as the primary research phase. Based on the design principles of general prescribed performance control (PPC), a prescribed performance function is constructed using mode-switching performance metrics. Control Barrier Functions (CBFs) are introduced to transform the prescribed performance constraint problem into a quadratic programming problem, forming the Prescribed Performance Control with Control Barrier Functions (PPC-CBFs) strategy. In the lower layer, finite-time adaptive power integration (FTAAPI) is employed to achieve rapid error convergence control. The combination of the upper-layer PPC-CBFs and the lower-layer FTAAPI constitutes the FTPPC-CBFs control strategy, which is validated through hardware-in-the-loop (HIL) testing. Results show that, compared to FTAAPI control, sliding mode control (SMC) under ordinary PPC, and FTAAPI-PPC control, the FTPPC-CBFs strategy reduces the impact severity by 50.12%, 37.42%, and 42.92%, respectively. Under sudden disturbance conditions, the jerk with CBFs constraints is 9.99 m/s^3 , whereas without CBFs, it reaches 13.76 m/s^3 -exceeding the prescribed jerk standard. HIL test results demonstrate that, compared to the other three control strategies, FTPPC-CBFs reduces jerk by 81.89%, 77.30%, and 43.01%, respectively. Under sudden disturbances, the jerk is maintained at 9.71 m/s^3 , confirming consistency between experimental and simulation conclusions.

Keywords: hybrid electric vehicle; torsional vibration; control barrier function; hardware in the loop

功率分流式混合动力汽车(PS-HEV)因其高效率、低排放及兼具串联式与并联式构型优势,成为混合动力汽车(HEV)研究的热点^[1]。PS-HEV 发动机与电机通过行星齿轮箱耦合,但电机快速响应特性易使得传动系统在启动或加减速时引发低频扭振,影响乘坐舒适性与动力性。针对此问题,学者们对低频扭振主动控制进行了深入研究^[2]。电机的快速响应与高可控性使其不仅可通过结构参数或机械装置被动减振,还可实现主动控制^[3]。例如,Karikomi 等提出结合反馈控制器与前馈补偿器减少传动系统振动,并应用于日产聆风电动汽车^[4];Liu 等基于转速差补偿原理设计滑模控制器,通过正反馈将转速差输入电机以输出补偿转矩,有效衰减电机输出轴扭振,解决了传动系统弱阻尼问题^[5]。

研究表明,HEV 模式切换过程中,离合器主从动盘摩擦片在半结合点及同步点处的冲击最为常见。结合时间过长会增加滑摩功,而过短则需更大的动力源转矩,导致车辆冲击加剧。为解决这一问题,学者们提出基于 Lyapunov 有限时间稳定理论的控制优化设计^[6-9]。因其稳定性好、收敛快等优势,Li 等设计了模糊滑模控制器,通过控制电机转矩使离合器从动端转速跟踪主动端转速,从而减少建模误差和切换冲击^[10]。Kong 等提出基于发动机离合器接合过程动力学模型的滑模控制方案,利用不确定系统参数和负

载约束信息设计控制器,具有鲁棒性和良好的跟踪性能^[11]。Chen 等结合 Lyapunov 稳定理论与前馈-反馈控制,以纯电模式下参考模型与车辆输出误差为反馈信号设计鲁棒控制器,实现了 HEV 平稳高效的模式转换^[12]。在有限时间控制方法中,加幂积分(AAPI)是一种新兴方法,该方法以有限时间稳定为目标,通过不等式放缩直接设计控制器,既能保证系统有限时间稳定,又可避免奇异性问题^[13-14]。

现有研究大多未考虑 PS-HEV 模式切换中的扭振影响,且如何在实现主动减振的同时满足高质量模式切换要求,仍是研究热点。传动轴扭振会影响离合器转速,加剧控制器输入误差,因此控制器设计需具备更强的抗扰能力和瞬态性能^[15]。将预设性能(PPC)与有限时间理论结合可形成有限时间预设性能控制(FTPPC)策略,这一策略通过预设性能函数设定理想性能边界并融入控制器设计,可弥补一般有限时间控制器在含扭振 HEV 系统中的不足。FTPPC 策略虽在非线性系统中应用广泛,但在含扭振 PS-HEV 模式切换系统中仍较少见^[16]。Bechlioulis 等通过限制跟踪误差在规定范围内,确保系统动态性能和自适应能力^[17]。童颖裔等提出预设性能自适应反步控制策略,结合干扰观测器补偿外部扰动,使跟踪误差在较小范围内波动并趋于稳定,具有良好的鲁棒性和瞬态误差跟踪性能^[18]。

然而,在 FTPPC 控制器设计过程中仍存在两个问题:①如何选择合适的预设性能函数,使其在该边界约束下,满足高质量模式切换的评价指标;②如何处理系统变量受到突加扰动,从而超出预设性能边界的情况。目前鲜有模式切换研究考虑上述两个问题。为此,本文将模式切换评价指标作为预设性能函数,并进一步引入了控制垒势函数(CBFs),通过将 PPC 的边界转化为 CBFs 的安全边界函数,从而使设计的控制器不仅能够实现快速、稳定的模式切换,还具备良好的减振效果^[19-20]。

本文受文献[21]启发,针对含传动轴扭振的 PS-HEV 模式切换系统,设计了一种基于控制垒势函数的有限时间预设性能(FTPPC-CBFs)控制器,主要贡献如下。

(1)在传统 PPC 设计的基础上,基于模式切换的性能指标预设边界,设计了一种改进型 FTPPC 控制器,以实现 PS-HEV 传动系统的有效减振。

(2)借鉴 CBFs 的思想,将 CBFs 与 PPC 结合,将跟踪控制问题转化为一个二次规划问题,从而确保在扰动影响下,冲击度依然保持在边界范围内。

1 PS-HEV 模型构建

1.1 模式切换动力学模型

本文所研究的 PS-HEV 简化构型如图 1 所示,

$$\begin{cases} T_{MG1} + T_E - T_{CL1} = (I_{MG1} + I_{S1})\dot{\omega}_{MG1} + (I_E + I_{R1})\dot{\omega}_E + I_{C1}\dot{\omega}_{C1} \\ k_1(I_{MG1} + I_{S1})\dot{\omega}_{MG1} - (I_E + I_{R1})\dot{\omega}_E = k_1 T_{MG1} - T_E \\ (1 + k_1)\dot{\omega}_{C1} = \dot{\omega}_{MG1} + k_1\dot{\omega}_E \\ T_{CL2} - T_{CL1} - T_{C2} + T_{MG2} = (I_{MG2} + I_{S2})\dot{\omega}_{MG2} \\ k_2(I_{MG2} + I_{S2})\dot{\omega}_{MG2} = k_2 T_{MG2} - T_{CL2} \\ (1 + k_2)\dot{\omega}_{C2} = \dot{\omega}_{MG2} \\ T_{C2} = K_{OUT}(\theta_{C2} - \theta_{OUT}) + C_{OUT}(\omega_{C2} - \omega_{OUT}) + I_{C2}\dot{\omega}_{C2} \\ T_{OUT} = K_{OUT}(\theta_{C2} - \theta_{OUT}) + C_{OUT}(\omega_{C2} - \omega_{OUT}) - I_{OUT}\dot{\omega}_{OUT} \end{cases} \quad (1)$$

式中: I_E 、 I_{MG1} 、 I_{MG2} 、 I_{S1} 、 I_{S2} 、 I_{C1} 、 I_{C2} 、 I_{R1} 以及 I_{OUT} 分别表示发动机、电机 MG1、电机 MG2、PG1 太阳轮 S1、PG2 太阳轮 S2、PG1 行星架 C1 和 C2 与制动器 CB3、PG2 行星架 C2 与离合器 CL1、PG1 齿圈 R1、PG2 齿圈 R2 和输出轴的转动惯量; ω_E 、 ω_{MG1} 、 ω_{MG2} 、 ω_{OUT} 、 ω_{C1} 、 ω_{C2} 分别为发动机、电机 MG1、电机 MG2、输出轴以及 C1、C2 的转速; θ_{C2} 、 θ_{OUT} 分别为 C2、输出角位移; T_E 、 T_{MG1} 、 T_{MG2} 、 T_{OUT} 、 T_{C1} 、 T_{C2} 分别表示发动机、电机 MG1、电机 MG2、输出轴以及 C1、C2 的摩擦转矩; T_{CL2} 为 PG1 太阳轮 S1 与后行星排齿圈

包含两个离合器 CL1、CL2,两个制动器 CB3、CB4,发动机与前行星排 PG1 的齿圈 R1 相连, MG1 与前行星排 PG1 的太阳轮 S1 相连, MG2 与后行星排 PG2 的太阳轮 S2 相连,制动器 CB3 与前行星排 PG1 的行星架 C1 相连,制动器 CB4 与后行星排 PG2 的齿圈 R2 相连,输出轴与后行星排行星架 C2 相连,前后行星排的行星架 C1、C2 以及前行星排的太阳轮 S1 和后行星排的齿圈 R2 分别由离合器 CL1 与离合器 CL2 相连。图中, K_{OUT} 、 C_{OUT} 分别为与输出端相连的传动轴刚度、阻尼。

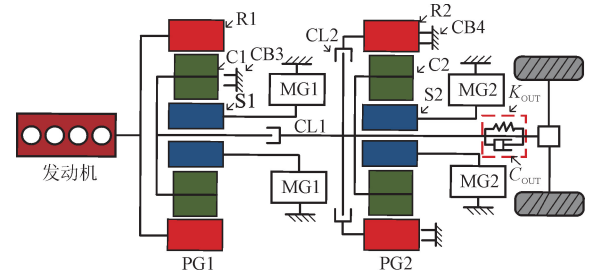


图1 含扭振的 PS-HEV 构型

Fig. 1 PS-HEV configuration with torsional vibration

本文研究从纯电模式切换到混动模式的瞬态切换过程。模式划分为 MG1 纯电驱动阶段、发动机启动阶段、离合器 CL1 转速同步阶段以及混动阶段。解耦后的转矩、转速表达式为

R2 之间的内力矩; k_1 、 k_2 分别为行星轮系特征参数。

T_{OUT} 的表达式为

$$T_{OUT} = \frac{(mgf \cos \delta + G \sin \delta + \frac{1}{2} C_D A \rho v^2) R}{i_0} \quad (2)$$

式中: m 为车辆的质量; i_0 为主减速器传动比; g 为重力加速度; f 为滚动阻力系数; δ 为道路坡度角; $G = mg$; C_D 为空气阻力系数; A 为车辆的横截面积; ρ 为空气密度; v 为车速; R 为车轮半径。整车模型参数如表 1 所示。

表 1 整车模型参数

Table 1 Vehicle model parameters

部件	参数	数值
整车	k_1, k_2	2.11, 2.11
	整车质量 m/kg	1 398
	主减速器传动比 i_0	3.93
	滚动阻力系数 f	0.008
	车轮半径 R/m	0.287
	空气阻力系数 C_D	0.3
	车辆横截面积 A/m^2	1.746
发动机	最大功率/ kW	54
	最大转矩/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	115
	最大转速/ $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	4 700
电机 MG1	最大功率/ kW	30
	最大转矩/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	305
	最大转速/ $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	12 000
电机 MG2	最大功率/ kW	30
	最大转矩/ $(\text{N} \cdot \text{m})$	305
	最大转速/ $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	12 000

以离合器 CL1 转速同步阶段为例,利用杠杆法进行分析,杠杆模型如图 2 所示,图中,上、下两段的长度比例均为 1 : 2.11。

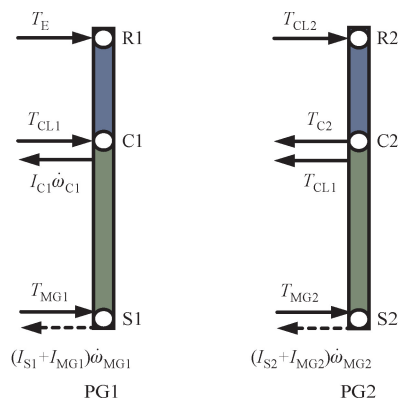


图 2 PS-HEV 杠杆模型

Fig. 2 Leverage model of PS-HEV

1.2 关键部件建模

1.2.1 发动机与电机建模

发动机与电机的输出转矩采用一阶惯性环节进行模拟,表示为

$$\begin{cases} T_E = \frac{1}{\tau_E s + 1} f(\omega_E, \alpha) \\ T_{MG} = \frac{1}{\tau_{MG} s + 1} T_{MG_cmd} \end{cases} \quad (3)$$

式中: α 为节气门开度; τ_E, τ_{MG} 为时间常数; s 为拉普

拉斯算子; T_{MG_cmd} 为电机的目标转矩。

1.2.2 离合器建模

湿式多片离合器主要通过控制油压进而推动活塞去压缩弹簧,从而达到湿式离合器主动片与从动片的结合。在主动片向从动片移动过程中,接触压力越大,传递的转矩越大。转矩 T_{CL} 可以表示为

$$T_{CL} = \frac{N}{\pi(r_2^2 - r_1^2)} \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} x^2 \mu S p dx d\theta \quad (4)$$

式中: N 为离合器摩擦面数; r_1, r_2 分别为离合器摩擦片的内半径与外半径; μ 为摩擦系数; S 为摩擦片面积; p 为油缸压力; x 为位移; θ 为计算接触面积的角度。

2 动态协调优化控制策略

本文主要模式切换逻辑如图 3 所示。本文主要对 HEV 抖振影响较大的离合器 CL1 转速同步阶段设计有限时间加幂积分预设性能 (FTA-API-PPC) 控制器进行传动系统的主动减振。

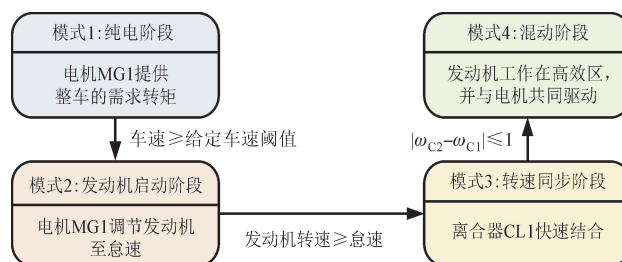


图 3 模式切换逻辑图

Fig. 3 Mode switching logic diagram

(1) 纯电阶段。该阶段下仅需电机 MG2 工作用以驱动汽车低速行驶,电机 MG1 与发动机均不工作,转矩分配如下

$$\begin{cases} T_E = 0 \\ T_{MG1} = 0 \\ T_{MG2} = T_{PI1} = (k_{P_PI1} + k_{I_PI1})(v_d - v) \end{cases} \quad (5)$$

式中: T_{PI1} 为纯电阶段 PI 调节车速所需转矩; k_{P_PI1}, k_{I_PI1} 分别为 PI 调节模块的比例与积分环节增益; v_d 为目标车速。

(2) 发动机启动阶段。车速到达给定阈值 v_{thr} 。该阶段下 PG1 的行星架 C1 被制动器 CB3 锁止,电机 MG1 转速与发动机转速成正比,电机 MG1 提升自身转速带动发动机转速至怠速。因此,在该阶段通过 FTA-API 控制器进行调节,转矩分配为

$$\begin{cases} T_E = 0 \\ T_{MG1} = T_{FTA-API} \\ T_{MG2} = T_{PI2} = (k_{P_PI2} + k_{I_PI2})(v_d - v) \end{cases} \quad (6)$$

式中: T_{FTAAPi} 为 FTAAPi 调节发动机至怠速电机 MG1 所需转矩; T_{PI2} 为发动机启动阶段 PI 调节车速所需转矩; $k_{\text{P_PI2}}$ 、 $k_{\text{I_PI2}}$ 分别为比例与积分环节增益。

(3) 离合器 CL1 转速同步阶段。在离合器 CL1 转速同步阶段下, 制动器 CB3 分离, 发动机参与整车驱动中。电机 MG1 用以调节离合器 CL1 两侧转速差, 电机 MG2 用以满足车辆的需求车速。该阶段动力源转矩分配如下

$$\begin{cases} T_{\text{E}} = T_{\text{E_EM}} \\ T_{\text{MG1}} = T_{\text{FTAAPi-PPC}} \\ T_{\text{MG2}} = T_{\text{FTPPC-CBFs}} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $T_{\text{E_EM}}$ 为能量管理给定的发动机转矩; $T_{\text{FTAAPi-PPC}}$ 和 $T_{\text{FTPPC-CBFs}}$ 分别为电机 MG1、MG2 满足该阶段控制目标所需要提供的转矩。

(4) 混动阶段。在混动模式下, 离合器 CL1 完全结合, 发动机由电机 MG1 通过 PI 控制模块调节至最佳工作区, 并通过电机 MG2 来调节车速。该阶段的转矩分配为

$$\begin{cases} T_{\text{E}} = T_{\text{E_EM}} \\ T_{\text{MG1}} = \frac{1}{k_1} T_{\text{E_EM}} + T_{\text{PI3}} \\ T_{\text{MG2}} = T_{\text{PI4}} = (k_{\text{P_PI4}} + k_{\text{I_PI4}})(v_{\text{d}} - v) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $k_{\text{P_PI4}}$ 、 $k_{\text{I_PI4}}$ 分别为比例与积分环节增益; T_{PI3} 为电机 MG1 的动态调节转矩; T_{PI4} 为电机 MG2 所需提供转矩。

3 FTPPC-CBFs 分层控制器设计

根据图 4 设计 FTPPC-CBFs 控制器。上层为 PPC-CBFs 设计, 以冲击度为性能边界建立输出端转速的上下界约束。采用 CBFs 将上、下界转化为两个函数, 利用 CBFs 设计的特色, 将预设的性能边界转化为一个与控制输入有关的约束问题, 最终进行二次规划求解。上层求解出的转化后的离合器转速差 $\mu_1(t)$ 、车速误差 $\mu_2(t)$ 模型输出到下层控制中。下层为 FTAAPi 控制器, 在这一层进行新的转速差收敛。以下为 CBF 的基本假设与引理。

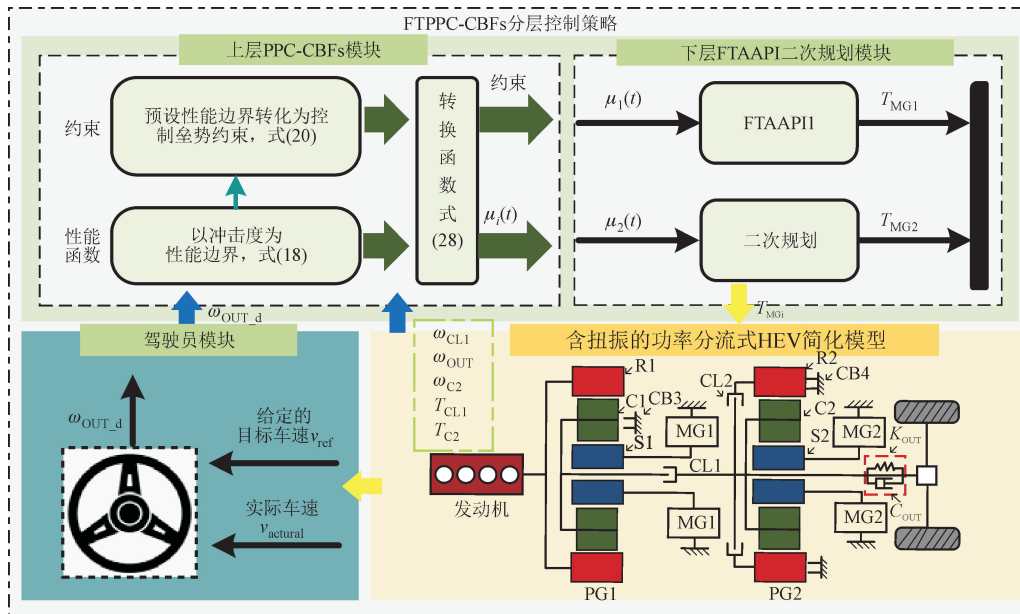


图 4 FTPPC-CBFs 控制器框图

Fig. 4 Control block diagram of FTPPC-CBFs

假设^[21] 存在一个非线性系统

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (9)$$

式中: $x \in \mathbf{R}^n$ 、 $u \in \mathbf{R}^m$ 分别为状态量与控制输入。 $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ 、 $g: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^{n \times m}$ 为利普希茨 (Lipschitz) 连续函数。考虑一个连续可微函数 $h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, 0-超水平集为某个函数的值大于或等于 0 的点的集合, 定义如下

$$C = \{x \in \mathbf{R}^n \mid h(x) \geq 0\} \quad (10)$$

内部与边界分别定义为

$$\partial C := \{x \in \mathbf{R}^n \mid h(x) = 0\} \quad (11)$$

$$\text{int } C := \{x \in \mathbf{R}^n \mid h(x) > 0\} \quad (12)$$

其中, $:=$ 表示定义。

在 CBF 的框架中, 如果存在一个控制输入 u 使得集合 C 成为一个前向不变集合, 即对于任意时刻 t

下的系统状态 $x(t) \in C$ 。

定义 1^[22] 考虑非线性系统式(9), 连续可微函数 $h(x)$ 是 CBF, 如果存在一个扩展 K 类函数 $\alpha_e(\cdot)$ 服从

$$\sup_{u \in \mathbf{R}^m} \left\{ \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) u + \alpha_e(h(x)) \right\} \geq 0, \quad \forall x \in X \quad (13)$$

若存在一个 CBF 函数 $h(x)$, 则任意满足 Lipschitz 连续的控制输入为

$$u(t) \in K_{\text{CBF}} := \left\{ u \in \mathbf{R}^m \mid \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h(x)}{\partial x} g(x) u + \alpha_e(h(x)) \geq 0 \right\} \quad (14)$$

可以保证集合 C 的正向不变性。

3.1 上层 PPC-CBFs 控制模块设计

本节主要通过 CBFs 对预设性能边界进行改进, 以应对受到外部及内部传动系统扭振时, 控制系统对动态协调指标的影响。构建误差模型如下

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \dot{\omega}_{\text{OUT}_d} + f_1(T) + b_1 T_{\text{MG1}} \\ \dot{\xi}_2 = \dot{\omega}_{\text{OUT}_d} + f_2(T) + b_2 T_{\text{MG2}} \end{cases} \quad (15)$$

式中: ω_{OUT_d} 为需求车速换算成的输出轴转速; ξ_i ($i = 1, 2$) 为转速同步阶段的两个控制目标; b_1, b_2 分别为系统参数; $f_1(T), f_2(T)$ 分别为根据式(1)解得的转矩之和。

传统 PPC 的设计往往根据误差预先设定性能包络, 如下式

$$-\lambda_{\text{down}}(t) < \dot{\xi}_i(t) < \lambda_{\text{up}}(t) \quad (16)$$

式中: $\lambda_{\text{down}}(t), \lambda_{\text{up}}(t)$ 分别为预设性能的性能包络的上、下界, 可以设计为^[23]

$$\lambda_i(t) = \coth(\lambda_{i,1}t + \lambda_{i,2}) - 1 + \lambda_{i,\infty} \quad (17)$$

其中, $\lambda_{i,1} > 0, \lambda_{i,2} > 0, \lambda_{i,\infty} > 0$ 为性能函数的边界常量, $\lambda_{i,1}$ 用以调节衰减速率。然而, 对于瞬态切换系统, 难以设定性能函数。因此, 本文以模式切换指标冲击度 J 为性能边界, 性能约束边界改写为

$$J_{\text{MIN}} \leq J \leq J_{\text{MAX}} \quad (18)$$

式中: $J_{\text{MIN}}, J_{\text{MAX}}$ 为以德国推荐的冲击度标准, 取 -10 m/s^3 与 10 m/s^3 。

控制目标具有以下预设边界

$$\begin{cases} \lambda_{\text{down}} \leq \dot{\xi}_2 \leq \lambda_{\text{up}} \\ \lambda_{\text{down}} = \omega_{\text{OUT}_d} - \iint \frac{J_{\text{MAX}} i_0}{R} dt dt \\ \lambda_{\text{up}} = \omega_{\text{OUT}_d} + \iint \frac{J_{\text{MIN}} i_0}{R} dt dt \end{cases} \quad (19)$$

进一步地, 为了实现式(19)的约束, 引入控制垒势函数 CBFs 给出控制输入的约束。用下列两个连

续可微的垒势函数解释所规定的性能

$$\begin{cases} h_1(t, \dot{\xi}_2) = \dot{\xi}_2(t) - \lambda_{\text{down}}(t) \\ h_2(t, \dot{\xi}_2) = \lambda_{\text{up}}(t) - \dot{\xi}_2(t) \end{cases} \quad (20)$$

如果存在使得所有的 h_1 和 h_2 都为正, 式(19)所规定的性能亦能满足, 则控制垒势函数定义如下

$$\begin{cases} \varphi_1 = \dot{h}_1 + l_1 h_1 \\ \varphi_2 = \dot{h}_1 + (l_1 + l_2) \dot{h}_1 + l_1 l_2 h_1 \\ \psi_1 = \dot{h}_2 + l_1 h_2 \\ \psi_2 = \dot{h}_2 + (l_1 + l_2) \dot{h}_2 + l_1 l_2 h_2 \end{cases} \quad (21)$$

式中: l_1, l_2 为可调正数, 0-超水平集为

$$\begin{cases} C_{1,0} = \{[\dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2]^T \in \mathbf{R}^2 \mid h_1(t, \dot{\xi}_2) \geq 0\} \\ C_{2,0} = \{[\dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2]^T \in \mathbf{R}^2 \mid h_2(t, \dot{\xi}_2) \geq 0\} \\ C_{1,1} = \{[\dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2]^T \in \mathbf{R}^2 \mid \varphi_1(t, \dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2) \geq 0\} \\ C_{2,1} = \{[\dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2]^T \in \mathbf{R}^2 \mid \psi_1(t, \dot{\xi}_2, \dot{\xi}_2) \geq 0\} \end{cases} \quad (22)$$

综上, 可以计算得到 PPC-CBFs 控制输入约束。

下面给出本文对于 PPC-CBFs 的约束定义。

定义 2 考虑式(9)系统, 如果存在正参数 l_1, l_2 使得下面的控制输入集合不为空, 则时变函数 h_1 和 h_2 即为 PPC-CBFs, 表示为

$$K_{\text{PP-CBF}} := \{u \in \mathbf{R} \mid \alpha_1 + \beta_1 u \geq 0, \alpha_2 + \beta_2 u \geq 0\} \quad (23)$$

因此, 接下来的设计目标即为, 设计一个或多个满足式(23)的控制输入。本文采用 FTA API 解决控制目标的跟踪问题, 并根据 CBFs 的约束情况转化为一个二次规划优化问题, 优化问题描述为

$$\begin{cases} u = \underset{u \in \mathbf{R}}{\text{argmin}} J = \underset{u \in \mathbf{R}}{\text{argmin}} \left[\frac{d^2 \omega_{\text{OUT}}}{dt^2} - 10 \right]^2 \\ \text{s. t. } \alpha_1 + \beta_1 u \geq 0 \\ \alpha_2 + \beta_2 u \geq 0 \end{cases} \quad (24)$$

$$\dot{V} + aV^a(x) + bV^b(x) \leq 0 \quad (25)$$

式中: $\dot{V} + aV^a(x) + bV^b(x) \leq 0$ 约束由引理给出。

引理^[24] 对于式(9)系统, 如果存在一个正定函数 $V(x)$ 是径向无界的, 并且 $V(x(t): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}_+)$, 使得

$$\begin{cases} \delta_1(\|x(t)\|) \leq V(x(t)) \leq \delta_2(\|x(t)\|) \\ \dot{V}(x(t)) \leq -mV^p(x(t)) - nV^q(x(t)), t \geq 0 \end{cases} \quad (26)$$

式中: δ_1 和 δ_2 是 K_∞ 类函数; $m > 0; n > 0; p = 1 - 1/2\gamma (\gamma > 1); q = 1 + 1/2\gamma$ 。系统的原点是固定时间稳定的, 且设定时间上界 $T(x_0)$ 为

$$T(x_0) \leq T_{\text{max}} := \frac{\pi\gamma}{\sqrt{mn}} \quad (27)$$

式中: m, n, γ 均为控制器设计过程中的可设定参数。

为了实现转速差与车速跟随的预设性能控制,引入误差变换函数 $f_{\text{trans}}[\mu_i(t)]$,将式(15)的误差转化为无约束误差 $\mu_i(t)$ 。反解后表示为

$$\mu_i(t) = f_{\text{trans}}^{-1}\left(\frac{\xi_i(t)}{\lambda_i(t)}\right) = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \xi_i(t)/\lambda_i(t)}{1 - \xi_i(t)/\lambda_i(t)} \quad (28)$$

为便于计算,设 $\xi_i(t)/\lambda_i(t) = G_i(t)$,则转换后的误差为

$$\begin{cases} \mu_i(t) = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + G_i(t)}{1 - G_i(t)} \\ \dot{\mu}_i(t) = \frac{1}{2} \frac{\dot{G}_i(t)}{1 - G_i^2(t)} \\ \ddot{\mu}_i(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{\ddot{G}_i(t)}{1 - G_i^2(t)} + \frac{2G_i(t)\dot{G}_i(t)}{[1 - G_i^2(t)]^2} \right] \end{cases} \quad (29)$$

3.2 下层 FTA API 控制模块设计

进一步设计下层固定时间加幂积分(FTA API)控制器。结合式(29),选取第1个 Lyapunov 函数 $V_1 = 1/2\mu_i^2(t)$,并对该函数求一阶导

$$\dot{V}_1 = \mu_i(t) [\dot{\mu}_i(t) - \dot{\mu}_i^*(t) + \dot{\mu}_i^*(t)] \quad (30)$$

式中: $\dot{\mu}_i^*(t)$ 为一个与误差量有关的虚拟控制律,设 $\dot{\mu}_i^*(t) = -k\mu_i^{1/q}$, $1 + 1/q = d$ (其中, $q = q_1/q_2$, $1 < q < 2$, q_1, q_2 均为奇数),式(30)可以改写为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -k |\mu_i(t)|^d + (2^{1-\frac{1}{q}})q/(q+1) |\mu_i(t)|^d + \\ &2^{1-\frac{1}{q}}/(q+1) |\delta|^d \leq -k |\mu_i(t)|^d + \\ &\bar{\omega}_1 |\mu_i(t)|^d + \bar{\omega}_2 |\delta|^d q \end{aligned} \quad (31)$$

$$mV^a(x) + nV^b(x) \leq mV_1^a + mW^b + nV_1^b + nW^b =$$

$$\left\{ \frac{1}{2^a} m |\mu_i(t)|^{2a} + m \left[\left(2 - \frac{1}{q} \right)^a k^{aq} \right] |\delta|^{(2-\frac{1}{q})a} |\delta|^a + n \frac{1}{2^b} |\mu_i(t)|^{2(2-\beta)} + n \left[\left(2 - \frac{1}{q} \right)^b k^{bq} \right] |\delta|^{(2-\frac{1}{q})\beta} |\delta|^\beta \right\} =$$

$$\bar{\omega}_6 |\mu_i(t)|^{(2+\frac{1}{7})} + \bar{\omega}_7 |\delta|^{(2+\frac{1}{7})} \quad (36)$$

式中: $\bar{\omega}_6 = a/2^{(1-\frac{1}{27})} + b/2^{(1+\frac{1}{27})}$;

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_7 &= m2^{(1-\frac{1}{q})(1+\frac{1}{27})} \left/ \left[\left(2 - \frac{1}{q} \right)^{(1-\frac{1}{27})} k^{(1-\frac{1}{27})q} \right] \right. + \\ &n2^{(1-\frac{1}{q})(1+\frac{1}{27})} \left/ \left[\left(2 - \frac{1}{q} \right)^{(1+\frac{1}{27})} k^{(1+\frac{1}{27})q} \right] \right. \end{aligned}$$

综合式(35)与式(36),设计满足式(25)约束的输出端转速跟踪控制器2, u_2 表示为

$$\begin{aligned} u_2 &= \\ 0.0708 &\left\{ \dot{\omega}_{\text{OUT}_d} + f_2(T) + \frac{2\ddot{\lambda}_2(t) [1 - G_2^2(t)]^3}{G_2(t)\dot{G}_2(t)} + \right. \\ &\left. \frac{2\ddot{\lambda}_2(t) [1 - G_2^2(t)]}{m_5} \Delta_2 \right\} \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \Delta_2 &= (m_2 + m_3) |\delta|^{\frac{2}{q}-1} + \\ m_6 \delta^{\frac{1}{q}-2} \mu_2(t)^{(2+\frac{1}{7})} &+ m_7 |\delta|^{\frac{1}{q}+\frac{1}{7}} \end{aligned} \quad (38)$$

其中 $\bar{\omega}_1 = 2^{1-\frac{1}{q}}q/(q+1)$, $\bar{\omega}_2 = 2^{1-\frac{1}{q}}/(q+1)$ 。

选取第2个 Lyapunov 函数,并求导

$$V_2 = W = \frac{\int_{\mu_i^*(t)}^{\mu_i(t)} [s^q - \dot{\mu}_i^{*q}(t)]^{2-\frac{1}{q}} ds}{(2-1/q)k^q} \quad (32)$$

$$\dot{W} = \frac{\partial W}{\partial \mu_i(t)} \dot{\mu}_i(t) + \frac{\partial W}{\partial \dot{\mu}_i(t)} \ddot{\mu}_i(t) \leq$$

$$\left\{ -\frac{1}{k^q} \frac{\partial(\dot{\mu}_i^{*q}(t))}{\partial t} \int_{\mu_i^*(t)}^{\mu_i(t)} [s^q - \dot{\mu}_i^{*q}(t)]^{1-\frac{1}{q}} ds + \right.$$

$$\left. \frac{[\dot{\mu}_i^q(t) - \dot{\mu}_i^{*q}(t)]^{2-\frac{1}{q}}}{(2-1/q)k^q} \ddot{\mu}_i(t) \right\} \leq$$

$$\bar{\omega}_3 |\delta|^d + \bar{\omega}_4 |\mu_i(t)|^d + \bar{\omega}_5 \delta^{2-\frac{1}{q}} \ddot{\mu}_i(t) \quad (33)$$

式中: $\bar{\omega}_3 = 2^{1-\frac{1}{q}}k/(1+q) + 2^{2-\frac{2}{q}}$; $\bar{\omega}_4 = 2^{1-\frac{1}{q}}qk/(1+q)$; $\bar{\omega}_5 = 1/(2-\frac{1}{q})k^q$ 。

将 FTA API 的 Lyapunov 函数设计为 V ,结合式(31)与(33)有 V 的一阶导数

$$V = V_1 + V_2 = \frac{1}{2} \mu_i^2(t) +$$

$$\int_{\mu_i^*(t)}^{\mu_i(t)} [s^q - \dot{\mu}_i^{*q}(t)]^{2-\frac{1}{q}} ds \left/ \left[\left(2 - \frac{1}{q} \right) k^q \right] \right. \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \left\{ -k |\mu_i(t)|^d + (\bar{\omega}_1 + \bar{\omega}_4) |\mu_i(t)|^d + \right. \\ &\left. (\bar{\omega}_2 + \bar{\omega}_3) |\delta|^d + \bar{\omega}_5 \delta^{2-\frac{1}{q}} \ddot{\mu}_i(t) \right\} \end{aligned} \quad (35)$$

进一步地,根据式(25)的约束设计下层控制器

同理得出离合器 CL1 转速差控制器1, u_1 表示为

$$u_1 = 0.0704 \left\{ \dot{\omega}_{\text{OUT}_d} + f_1(T) + \right.$$

$$\left. \frac{2\ddot{\lambda}_1(t) [1 - G_1^2(t)]^3}{G_1(t)\dot{G}_1(t)} + \frac{2\ddot{\lambda}_1(t) [1 - G_1^2(t)]}{m_5} \Delta_1 \right\} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= (m_2 + m_3) |\delta|^{\frac{2}{q}-1} + m_6 \delta^{\frac{1}{q}-2} \mu_1(t)^{(2+\frac{1}{7})} + \\ m_7 |\delta|^{\frac{1}{q}+\frac{1}{7}} \end{aligned} \quad (40)$$

其中 $f_1(T)$ 、 $f_2(T)$ 分别表示为

$$f_1(T) = 10.89T_E - 2.82T_{C1} \quad (41)$$

$$f_2(T) = 4.54T_{C2} - 4.54T_{C1} \quad (42)$$

最终根据性能约束是否有效,进行二次规划。
最终的 FTTPC-CBFs 控制器描述为

$$u = \begin{cases} \mu_i, [\dot{\xi}_2, \ddot{\xi}_2]^T \in C \\ \mu'_i, [\dot{\xi}_2, \ddot{\xi}_2]^T \notin C \end{cases} \quad (43)$$

式中: μ'_i 表示二次规划后的控制器, $i = 1, 2$ 。

4 仿真结果及分析

为验证本文所提出的 FTTPC-CBFs 优越的鲁棒性与快速收敛性,以传统预设性能函数作为上层预设性能误差转化,对比设计了滑模控制器(SMC)和 FTA-API 控制器。另对比设计未加 PPC 的 FTA-API 控制器,以体现预设性能的有效性。控制器 1 和 2 的控制参数见表 2。SMC-PPC 控制器设计为

$$\begin{cases} u_{SMC1} = 0.07 [\dot{\omega}_{OUT,d} + f_1(T) + A_1 \dot{\mu}_1 + k_1 s + k_2 \operatorname{sgn}(s)] \\ u_{SMC2} = 0.07 [\dot{\omega}_{OUT,d} + f_2(T) + A_1 \dot{\mu}_2 + k_1 s + k_2 \operatorname{sgn}(s)] \end{cases} \quad (44)$$

式中: A_1 为滑模面系数。

表 2 控制器 1 和控制器 2 的控制参数

Table 2 Control parameters of controller 1 and controller 2

控制参数	数值			
	控制器 1	控制器 2	二次规划后 控制器 1	二次规划后 控制器 2
q	1.654	1.060	1.654	1.100
a	60	3	60	3
b	60	10	60	3
η	0.300	0.001	0.300	0.100
γ	2.100	1.001	2.100	2.000

图 5 表示不同控制策略下 PS-HEV 模式切换图。可以看出,基于 FTA-API 设计的控制器实现了更快速度的切换。如图 6 所示,由于采用电机 MG1 进行离合器 CL1 两侧转速差控制,在扭振影响下,该转速差在由发动机启动阶段切换到滑模阶段瞬间达到一个峰值,电机 MG1 需要提供一个较大的转矩进行误差控制。基于 PPC 约束后的误差量在控制之前就具有一个较优的性能,因此 FTA-API-PPC 与 SMC-PPC 控制器在提供转矩时更为稳定;未加 PPC 时,动力源转矩受扭振振荡影响较大。当转速差逐渐收敛时,电机 MG1 所提供的转矩逐渐减小,相较 SMC-PPC 控制器,在误差量逐渐减小时,FTA-API、FTA-API-PPC 与 FTTPC-CBFs 控制器可以避免输出转矩随时间不断减小的情况。此外,由图 7、8 可知,电机 MG2 用来调节车速,PPC 约束对于输出端的转速有一个性能边界,在目标车速跟踪上更为灵敏。

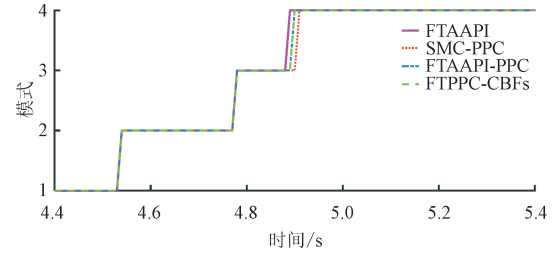


图 5 不同控制策略下 PS-HEV 模式切换

Fig. 5 Mode transition of PS-HEV under different strategies

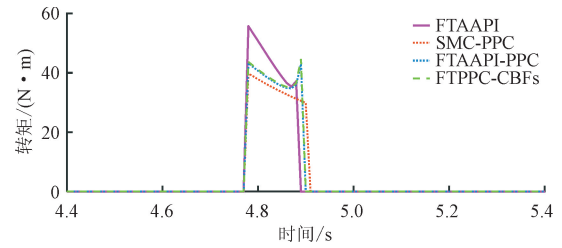


图 6 滑模阶段下电机 MG1 转矩

Fig. 6 Torque of motor MG1 under slipping stage

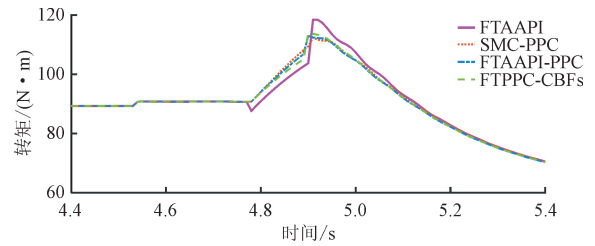


图 7 电机 MG2 转矩

Fig. 7 Torque of motor MG2

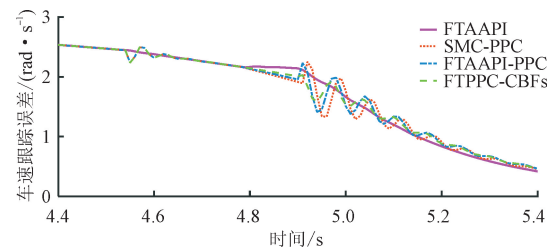


图 8 4 种控制器的控制效果

Fig. 8 Control effects of the four controllers

FTA-API 控制器由于没有 PPC 的误差转化,仅凭控制器自身的增益难以抑制转速差的振荡,因此车速跟踪效果较差,在性能指标上体现为在各个阶段均超出了德国冲击度标准 10 m/s^3 [25],最大绝对值为 17.14 m/s^3 。根据式(29),冲击度表示为

$$J = \frac{da}{dt} = d\left(\omega_{OUT,d} - \frac{0.5\dot{\xi}_i(t)/\dot{\lambda}_i(t)}{1 - \xi_i^2(t)/\lambda_i^2(t)}\right)/dt \quad (45)$$

本文模拟了加速工况,性能边界为常数,式(45)

中仅有 ξ_i 变化,故图 9 的冲击度表达式为光滑函数。SMC-PPC 与 FTA-API-PPC 控制器因难以确定最优性能函数,最大冲击度分别为 13.67 m/s^3 和 14.98 m/s^3 。本文设计的 FTPPC-CBFs 控制器可确保冲击度始终在性能边界内,最大冲击度绝对值为 8.55 m/s^3 ,较 FTA-API、SMC-PPC 和 FTA-API-PPC 分别降低了 50.12%、37.42% 和 42.92%,在提升收敛速度的同时实现了有效减振。

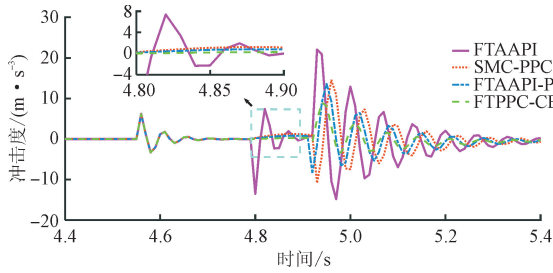


图 9 4 种控制器下冲击度对比

Fig. 9 Comparison of jerk performance under four controllers

本策略通过 CBFs 起到一个“壁垒”的作用,对于内外部的扰动,冲击度可以始终约束在性能指标范围之内。图 10 是根据 CBFs 对于预设性能控制改进的优势体现。在实际行驶中,PS-HEV 易受突加扰动影响。本文采用 50 dB 白噪声模拟随机扰动,导致性能常超出边界。如表 3 所示,无 CBFs 约束时,冲击度恶化至 13.76 m/s^3 。基于 FTPPC-CBFs 策略的冲击度在超出边界时,通过式(43)的二次规划将控制目标拉回式(19)的预设边界内,冲击度达到 9.99 m/s^3 。

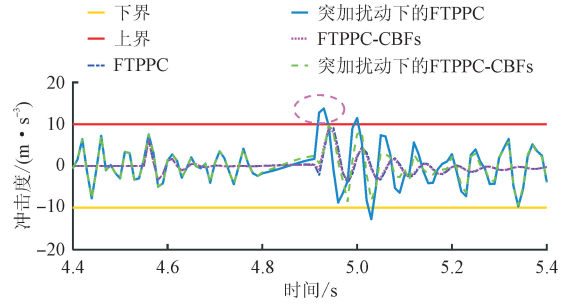


图 10 输出端突加扰动后冲击度

Fig. 10 Jerk after a sudden disturbance at the output terminal

表 3 有无 CBFs 的冲击度对比

Table 3 Comparison of jerk with/without CBFs

工况	冲击度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-3}$)	
	FTPPC-CBFs	FTPPC
理想路况	8.55	9.14
突加扰动	9.99	13.76

5 硬件在环试验

为了验证所提出的基于预设性能控制的模式切换控制策略有效性,搭建硬件在环(HIL)试验平台开展控制器的性能测试,试验原理如图 11 所示。试验平台包括 CAN 通信、控制器电源、信号显示器、运行被控对象模型的实时目标机和运行控制策略的控制器。测试主要步骤为:根据 Simulink 软件中的控制器仿真模型进行编译,并下载到实车控制器中;车辆模型通过 Simulink-Real-time 工具箱编译并下载到实时目标机,最后同时运行。



图 11 HIL 试验原理图

Fig. 11 HIL testing schematic diagram

HIL 试验结果见图 12,未加 PPC 的控制器 (FTA-API)受扭振影响较大,冲击度存在一个较大的负

向冲击度,此时最大冲击度绝对值达到 48.88 m/s^3 。而相较于 SMC-PPC、FTA-API-PPC 和 FTPPC-CBFs

而言,FTAAPI 冲击度变化趋势与仿真结果基本一致,但是受控制器自身鲁棒性以及实时性限制,产生不同程度的恶化,最大冲击度分别为 38.99、15.53、8.85 m/s^3 ,FTPPC-CBFs 控制策略相比 FTAAPI、SMC-PPC 和 FTAAPI-PPC,其最大冲击度分别下降了 81.89%、77.3%、43.01%。由图 13 可知,在突加扰动的情况下,本文所提出的 FTPPC-CBFs 可以始终保持在预设性能范围之内,整模式切换冲击度也不会超过预先性能边界。表 4 为根据图 13 量化后的性能指标数据,数据表明 HIL 试验中车辆基于理想路面行驶最大冲击度为 8.85 m/s^3 ,突加扰动后为 9.71 m/s^3 ,对比仿真下由理想路况下 8.55 m/s^3 ,突加扰动后为 9.99 m/s^3 ,均未超出 10 m/s^3 的性能边界,验证了仿真得出的结论。

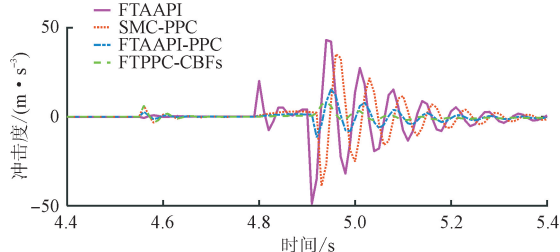


图 12 HIL 试验下冲击度对比

Fig. 12 Comparison of jerk under the HIL

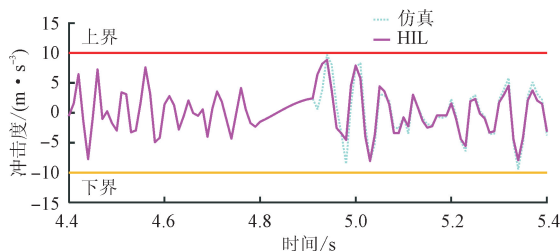


图 13 突加扰动后 HIL 试验与仿真效果对比

Fig. 13 Comparison of HIL and simulation under sudden disturbance

表 4 HIL 与仿真下 FTPPC-CBFs 策略的效果对比

Table 4 Comparison FTPPC-CBFs strategy between HIL and simulation under sudden disturbance

工况	冲击度/($\text{m} \cdot \text{s}^{-3}$)	
	HIL	仿真
理想路况	8.85	8.55
突加扰动	9.71	9.99

6 结 论

(1)针对含传动轴扭振的 PS-HEV 离合器转速同步阶段设计了基于控制垒势函数的有限时间预设

性能(FTPPC-CBFs)控制策略。一方面将动态协调的性能指标融入预设性能函数的设计过程中,改善了传统 PPC 应用于瞬态切换系统难以选取性能函数使得切换性能更优的问题。另一方面,考虑了传统 PPC 控制鲜有处理当受到外界的突加扰动而使得指标超过性能边界的问题,保证了强鲁棒性。

(2)本文提出的 FTPPC-CBFs 控制策略具有更好的瞬态性能,在保证冲击度这一切换指标始终保持在预设性能边界之内。通过 CBFs 保证了在受到突加扰动时,依旧可以维持在性能边界之内的一个良好鲁棒性。

在后续研究中,需要建立更精确的扭振 HEV 模型,并进一步考虑建模误差等影响。

参考文献:

- [1] SHI Dehua, LIU Sheng, CAI Yingfeng, et al. Pontryagin's minimum principle based fuzzy adaptive energy management for hybrid electric vehicle using real-time traffic information [J]. Applied Energy, 2021, 286: 116467.
- [2] 韩清振. 混合动力传动系统复杂动力学行为及其稳定性分析 [D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [3] LÜ Chen, LIU Yahui, HU Xiaosong, et al. Simultaneous observation of hybrid states for cyber-physical systems: a case study of electric vehicle powertrain [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2018, 48 (8): 2357-2367.
- [4] KARIKOMI T, ITOU K, OKUBO T, et al. Development of the shaking vibration control for electric vehicles [C]//2006 SICE-ICASE International Joint Conference, Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 2434-2439.
- [5] LIU Hui, ZHANG Xun, CHEN Yinqi, et al. Active damping of driveline vibration in power-split hybrid vehicles based on model reference control [J]. Control Engineering Practice, 2019, 91: 104085.
- [6] 王磊. 一种混联式混合动力客车能量管理及模式切换协调控制研究 [D]. 上海: 上海交通大学, 2013.
- [7] WANG Lei, ZHANG Yong, SHU Jie, et al. Coordinated control of a series-parallel hybrid electric bus during EV/HEV mode transition [J]. WSEAS Transactions on Circuits and Systems, 2012, 11(6): 198-209.
- [8] GAO Aiyun, FU Zhumu, TAO Fazhan. Dynamic coordinated control based on sliding mode controller during mode switching with ICE starting for an HEV [J]. IEEE Access, 2020, 8: 60428-60443.
- [9] 唐传茵, 潘秉钰, 李静红, 等. 基于模糊理论的并联混合动力汽车模式切换冲击控制 [J]. 农业装备与车

- 辆工程, 2022, 60(9): 12-15.
- TANG Chuanyin, PAN Bingyu, LI Jinghong, et al. Impact control of mode switching for parallel hybrid electric vehicles based on fuzzy theory [J]. *Agricultural Equipment & Vehicle Engineering*, 2022, 60(9): 12-15.
- [10] LI Ke, WANG Yi, ZHANG Chenghui, et al. HEV mode transition strategy based on fuzzy sliding mode control [C]//2017 Chinese Automation Congress (CAC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 2517-2522.
- [11] KONG Huifang, ZHANG Chong, WANG Hai, et al. Engine clutch engagement control for a parallel hybrid electric vehicle using sliding mode control scheme [J]. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2016, 13(4): 244-257.
- [12] CHEN Li, XI Gang, SUN Jing. Torque coordination control during mode transition for a series-parallel hybrid electric vehicle [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2012, 61(7): 2936-2949.
- [13] 蒲明, 周蓉, 熊皑. 一类非匹配不确定非线性系统快速加幂积分控制 [J]. *控制与决策*, 2018, 33(6): 1017-1025.
- PU Ming, ZHOU Rong, XIONG Ai. Fast adding one power integrator control for a class of nonlinear systems with mismatched uncertainties [J]. *Control and Decision*, 2018, 33(6): 1017-1025.
- [14] ZHENG Shiqi, LI Wenjie. Fuzzy finite time control for switched systems via adding a barrier power integrator [J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2019, 49(7): 2693-2706.
- [15] 魏才盛, 罗建军, 殷泽阳. 航天器姿态预设性能控制方法综述 [J]. *宇航学报*, 2019, 40(10): 1167-1176.
- WEI Caisheng, LUO Jianjun, YIN Zeyang. A review of prescribed performance control for spacecraft attitude [J]. *Journal of Astronautics*, 2019, 40(10): 1167-1176.
- [16] GAO Shigen, LI Mingjun, ZHENG Yue, et al. Expansive errors-based fuzzy adaptive prescribed performance control by residual approximation [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(7): 2736-2746.
- [17] BECHLIOLIS C P, ROVITHAKIS G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems [J]. *Automatica*, 2009, 45(2): 532-538.
- [18] 童颖裔, 董文瀚, 贺磊, 等. 四旋翼无人机预设性能反步轨迹跟踪控制 [J]. *飞行力学*, 2020, 38(6): 42-48.
- TONG Yingyi, DONG Wenhan, HE Lei, et al. Backstepping trajectory tracking control for quadrotor UAV with prescribed performance [J]. *Flight Dynamics*, 2020, 38(6): 42-48.
- [19] 娜茜泰, 高飞, 翁智, 等. 非完整约束多智能体系统基于屏障控制函数的分布式协同控制 [J]. *控制理论与应用*, 2022, 39(4): 663-670.
- NA Xitai, GAO Fei, WENG Zhi, et al. Cooperative control of nonholonomic multi-robot system using control barrier functions [J]. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(4): 663-670.
- [20] 袁亮亮, 阎妍, 于双和, 等. 基于屏障函数的无人水面艇自适应滑模容错轨迹跟踪控制 [J/OL]. *控制工程*. (2023-09-12) [2024-7-15]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.JACA2022-84>.
- YUAN Liangliang, YAN Yan, YU Shuanghe, et al. Barrier function based adaptive sliding mode fault-tolerant trajectory tracking control of unmanned surface vehicle [J/OL]. *Control Engineering of China*. (2023-09-12) [2024-7-15]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.JACA2022-84>.
- [21] WANG Xinming, JIANG Yuan, YANG Jun, et al. Prescribed performance motion control: a control barrier function approach [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(12): 16377-16387.
- [22] AMES A D, XU Xiangru, GRIZZLE J W, et al. Control barrier function based quadratic programs for safety critical systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2017, 62(8): 3861-3876.
- [23] 孟昌琳, 王保防, 蔡明洁. 考虑空间位置约束的四旋翼无人机预设性能控制 [J/OL]. *控制工程*. (2024-05-14) [2024-6-21]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240039>.
- MENG Changlin, WANG Baofang, CAI Mingjie. Prescribed performance control of quadcopter UAV with position constraints [J/OL]. *Control Engineering of China*. (2024-05-14) [2024-6-21]. <https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20240039>.
- [24] PARSEGOV S, POLYAKOV A, SHCHERBAKOV P. Nonlinear fixed-time control protocol for uniform allocation of agents on a segment [C]//2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 7732-7737.
- [25] 郭立书, 葛安林, 张泰, 等. 电控机械式自动变速器换挡过程控制 [J]. *农业机械学报*, 2003, 34(2): 1-3.
- GUO Lishu, GE Anlin, ZHANG Tai, et al. AMT shift process control [J]. *Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery*, 2003, 34(2): 1-3.

(编辑 亢列梅 武红江)