

考虑不对称负载的传动系统扭振特性及抑制方法*

杨殿钊¹, 刘辉^{1,2}, 高普^{1,2}, 项昌乐¹

(1. 北京理工大学机械与车辆学院, 北京 100081; 2. 北京理工合肥无人智能装备研究院, 合肥 230041)

[摘要] 双电机耦合驱动是履带车辆机电复合传动系统(electro-mechanical transmission, EMT)的常见构型, 具备输入输出耦合、传递功率高以及负载多变等特点。目前, 大多数EMT扭转振动控制策略主要针对双侧激励对称工况进行设计, 但该工况与实际存在较大偏差。为改善其在非对称激励下的扭转振动, 首先建立该系统扭转振动模型, 探究了在非对称激励下EMT两侧的振动能量耦合效应及其对系统动态行为的影响机制, 并提出一种基于双回路反馈的干扰补偿方法, 建立了面向非对称激励的EMT扭振抑制策略。经验证, 该策略可较好抑制在该激励下的EMT扭振。

关键词: 履带车辆; 机电复合传动系统; 非对称激励; 扭转振动; 解耦

Torsional Vibration Characteristics and Suppression Method of Drivetrain Considering Asymmetric Loads

Yang Dianzhao¹, Liu Hui^{1,2}, Gao Pu^{1,2} & Xiang Changle¹

1. School of Mechanical Engineering and Vehicular Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081;

2. B&H Unmanned Intelligent System Research Institute, Beijing Institute of Technology, Hefei 230041

[Abstract] The dual-motor coupled drive is a common configuration for the Electro-mechanical Transmission (EMT) system in tracked vehicles, which is characterized by input-output coupling, high power transmission efficiency, and variable load conditions. However, most existing torsional vibration control strategies for EMT are designed for symmetric excitation conditions on both sides, which do not align well with real-world operating scenarios. To improve the torsional vibration under asymmetric excitation, an EMT torsional vibration model is first established to investigate the vibration energy coupling effect between the two sides of the EMT under asymmetric excitation and its influence mechanism on the system's dynamic behavior. Based on these findings, a disturbance compensation method based on dual-loop feedback is proposed, and a torsional vibration suppression strategy tailored for EMT under asymmetric excitation is developed. Verification results show that this strategy can effectively suppress torsional vibration of the EMT system under such excitation conditions.

Keywords: tracked vehicle; electro-mechanical transmission system; asymmetric excitation; torsional vibration; decoupling

前言

随着对驱动系统高功率密度、高效率和小体积

等性能的需求上升, 机电复合传动系统(electro-mechanical transmission, EMT)受到各界广泛关注。其由高速电机、多级行星机构和功率耦合机构组成, 具有传动结构复杂、传递功率大和传递功率变化速

* 国家自然科学基金(52205086, 52130512)、北京市科技新星计划(20230484262)、VTDP项目(DLZX202304, 202302329249)、重点实验室稳定支持项目(202320301483)和XSQD-6120220098资助金项目资助。

原稿收到日期为2025年02月14日, 修改稿收到日期为2025年03月23日。

通信作者: 高普, 副研究员, 博士, E-mail: gaopu1989@126.com。

率高等特点^[1-3],在多源激励和复杂服役工况下,易出现振动疲劳损伤,甚至造成断轴、断齿等严重失效^[4-7]。对此,常采用主动调节电机输出的方式抑制系统振动。

目前,扭振抑制策略主要分为两类^[8]:一类针对瞬态工况,解决外界冲击和模式切换引起的振动;另一类针对稳态工况,解决周期性干扰和内部非线性因素导致的振动。

在EMT瞬态振动主动抑制方面,学者们主要考虑驱动转矩跃变、系统模式切换和外界负载突变等展开研究。赵治国等^[9]针对Tip-In/Out工况下驱动转矩跃变引起的扭转振动,提出前馈校正和主动阻尼防抖策略,通过优化系统零极点抑制振动。Huang等^[10]针对模式切换问题,应用扩展卡尔曼滤波器精确估计传动转矩,并构建多模型预测控制器,根据离合器状态优化控制参数。葛帅帅等^[11]针对负载突变问题,设计动载荷自抗扰转矩补偿控制器,提高了采煤机截割传动系统的稳定性。Hu等^[12]提出基于转矩指令优化和电流跟踪瞬时最小误差原则的扭振双层抑制策略,降低了负载突变时的振动。

在EMT稳态扭振主动抑制方面,学者们主要考虑外界激励干扰和内部非线性因素两方面展开研究。张伟等^[13]针对外界周期性干扰,提出基于复矢量的双电机前馈调控方案,并结合PI调节器的自适应时滞相位修正方法,抑制了发动机输出转矩的周期性波动。Chaturvedi等^[14]针对外界非周期性干扰,提出积分滑模控制方法并应用于直接转矩控制框架中,降低了系统转速波动。Sun等^[15]针对时变啮合刚度和齿侧间隙等非线性因素,建立PMSM和传动系统模型,优化控制参数以抑制扭转振动。Hu等^[16]则通过滤波器提取谐波并注入谐波电压,抑制了由IGBT开关死区引起的转矩波动。

可知,对EMT扭转振动的主动抑制研究已较为充分,但主要适用于轮式车辆,因为它们对非对称激励,尤其是非对称负载激励的适应性不足。履带车辆有两个动力输出端,在恶劣环境下更易受到非对称激励。本文研究了非对称激励下的EMT扭转振动,提出了一种EMT瞬态扭振抑制策略,有效减少了非对称激励导致的扭转振动。本研究主要贡献如下:

(1)揭示了非对称激励对EMT系统扭转振动特性的影响。通过频域分析发现,在非对称激励条件下,系统的总输出转矩能量随时间减少并趋于稳定,而两侧输出转矩的能量在频域和时域上表现出交替

互补的特性,导致振荡无序。这种能量的交替互补和传递是由于非对称激励破坏了系统的惯性平衡,使得能量在两侧之间复杂交换,加剧了系统的不规则振荡。这一发现解释了在非对称激励下系统复杂动态行为的根源,为抑制振动提供了理论依据。

(2)在使用扰动观测器补偿扰动 $D(s)$ 时,由于逆模型分母阶次低导致难以实现。对此,引入低通滤波器 $Q_1(s)$ 以补偿分母阶次,但因其存在相位滞后,无法完全补偿阶跃型干扰对系统的时域冲击,进而导致扭振抑制效果差。本文通过重新设计干扰补偿误差 $[1 - Q_1(s)]D(s)$ 至输出转矩的传递特性,提出一种基于双回路反馈补偿的干扰抑制方法。以该方法为核心的控制策略可有效改善负载突变时的速度跟随与扭转振动抑制之间的固有矛盾。

本文中首先建立了EMT扭转振动模型;其次研究了驱动转矩和负载非对称工况下的振动能量传递机理;然后基于EMT降阶模型,提出双回路反馈补偿的干扰抑制方法,并建立输入输出解耦的扭振抑制策略;最后验证了所提方法有效性。

1 EMT模型

建立动力传动系统扭转振动集中参数模型时,将系统离散为惯量单元与弹性元件组成的多自由度体系,对其进行如下简化:(1)对惯性特性和抗扭刚度均显著的部件采用集中惯性体表征;(2)将兼具弱惯性和弱弹性的结构元件处理为纯弹性连接体;(3)建模时仅保留扭振自由度,忽略弯曲、轴向及其它形式的耦合振动;(4)齿轮副简化为理想啮合状态,忽略工艺误差与能量耗散因素;(5)车辆平移质量通过动能等效原理转换为等效旋转惯量,并对称分配至双侧惯性体;(6)齿轮传动副与轴系连接采用集总刚度与阻尼的动力学等效方式实现;(7)壳体结构视为绝对刚体,其材料特性不影响系统动力学参数。

基于上述简化准则,根据刚体定轴转动定律,建立如图1及式(1)~式(15)所示EMT扭转振动模型。

$$J_A \ddot{\theta}_A = T_A - T_{As1} \quad (1)$$

$$J_B \ddot{\theta}_B = T_B - T_{Bs3} \quad (2)$$

$$\begin{cases} J_{r1} \ddot{\theta}_{r1} = 4R_{r1} F_{r1} - T_{r1b} \\ J_{c1} \ddot{\theta}_{c1} + 4m_{g1} R_{c1}^2 \ddot{\theta}_{c1} = -4R_{c1} (F_{s1} + F_{r1}) - T_{c1s2} \\ J_{s1} \ddot{\theta}_{s1} = 4R_{s1} F_{s1} + T_{As1} \\ J_{g1} \ddot{\theta}_{g1} = R_{g1} (F_{s1} - F_{r1}) \end{cases} \quad (3)$$

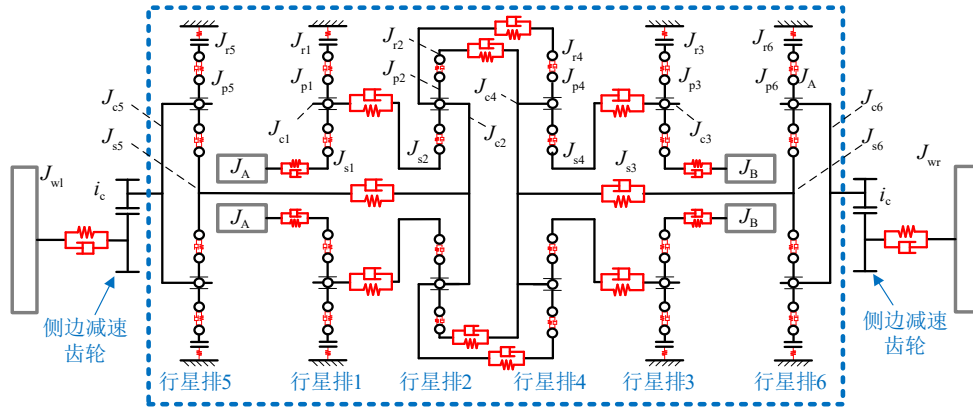


图1 EMT扭振振动动力学模型

$$\begin{cases} J_{r2}\ddot{\theta}_{r2} = 4R_{r2}F_{r2} - T_{r2c4} \\ J_{c2}\ddot{\theta}_{c2} + 4m_{g2}R_{c2}^2\ddot{\theta}_{c2} = -T_{c2r4} - T_{c2s5} - \\ \quad 4R_{c2}(F_{s2} + F_{r2}) \\ J_{s2}\ddot{\theta}_{s2} = 4R_{s2}F_{s2} + T_{c1s2} \\ J_{g2}\ddot{\theta}_{g2} = R_{g2}(F_{s2} - F_{r2}) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} J_{r3}\ddot{\theta}_{r3} = 4R_{r3}F_{r3} - T_{r3b} \\ J_{c3}\ddot{\theta}_{c3} + 4m_{g3}R_{c3}^2\ddot{\theta}_{c3} = -4R_{c3}(F_{s3} + F_{r3}) - T_{c3s4} \\ J_{s3}\ddot{\theta}_{s3} = 4R_{s3}F_{s3} + T_{Bs3} \\ J_{g3}\ddot{\theta}_{g3} = R_{g3}(F_{s3} - F_{r3}) \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} J_{r4}\ddot{\theta}_{r4} = 4R_{r4}F_{r4} + T_{c2r4} \\ J_{c4}\ddot{\theta}_{c4} + 4m_{g4}R_{c4}^2\ddot{\theta}_{c4} = T_{r2c4} - \\ \quad 4R_{c4}(F_{s4} + F_{r4}) - T_{c4s6} \\ J_{s4}\ddot{\theta}_{s4} = 4R_{s4}F_{s4} + T_{c3s4} \\ J_{g4}\ddot{\theta}_{g4} = R_{g4}(F_{s4} - F_{r4}) \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} J_{r5}\ddot{\theta}_{r5} = 4R_{r5}F_{r5} - T_{r5b} \\ J_{c5}\ddot{\theta}_{c5} + 4m_{g5}R_{c5}^2\ddot{\theta}_{c5} = -4R_{c5}(F_{s5} + F_{r5}) - \\ \quad T_{c5w}/i_c \\ J_{s5}\ddot{\theta}_{s5} = 4R_{s5}F_{s5} + T_{c2s5} \\ J_{g5}\ddot{\theta}_{g5} = R_{g5}(F_{s5} - F_{r5}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} J_{r6}\ddot{\theta}_{r6} = 4R_{r6}F_{r6} - T_{r6b} \\ J_{c6}\ddot{\theta}_{c6} + 4m_{g6}R_{c6}^2\ddot{\theta}_{c6} = -4R_{c6}(F_{s6} + F_{r6}) - \\ \quad T_{c6w}/i_c \\ J_{s6}\ddot{\theta}_{s6} = 4R_{s6}F_{s6} + T_{c4s6} \\ J_{g6}\ddot{\theta}_{g6} = R_{g6}(F_{s6} - F_{r6}) \end{cases} \quad (8)$$

$$J_{wl}\ddot{\theta}_{wl} = T_{c5w} - T_{wl} \quad (9)$$

$$J_{wr}\ddot{\theta}_{wr} = T_{c6w} - T_{wr} \quad (10)$$

$$\begin{cases} T_{c2s5} = k_{c2s5}(\theta_{c2} - \theta_{s5}) + c_{c2s5}(\dot{\theta}_{c2} - \dot{\theta}_{s5}) \\ T_{c4s6} = k_{c4s6}(\theta_{c4} - \theta_{s6}) + c_{c4s6}(\dot{\theta}_{c4} - \dot{\theta}_{s6}) \\ T_{c1s2} = k_{c1s2}(\theta_{c1} - \theta_{s2}) + c_{c1s2}(\dot{\theta}_{c1} - \dot{\theta}_{s2}) \\ T_{c3s4} = k_{c3s4}(\theta_{c3} - \theta_{s4}) + c_{c3s4}(\dot{\theta}_{c3} - \dot{\theta}_{s4}) \\ T_{c2r4} = k_{c2r4}(\theta_{c2} - \theta_{r4}) + c_{c2r4}(\dot{\theta}_{c2} - \dot{\theta}_{r4}) \\ T_{r2c4} = k_{r2c4}(\theta_{r2} - \theta_{c4}) + c_{r2c4}(\dot{\theta}_{r2} - \dot{\theta}_{c4}) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} T_{As1} = k_{mas1}(\theta_A - \theta_{s1}) + c_{mas1}(\dot{\theta}_A - \dot{\theta}_{s1}) \\ T_{Bs3} = k_{mbs3}(\theta_B - \theta_{s3}) + c_{mbs3}(\dot{\theta}_B - \dot{\theta}_{s3}) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} T_{c5w} = k_{c5w}(\theta_{c5}/i_c - \theta_{wl}) + c_{c5w}(\dot{\theta}_{c5}/i_c - \dot{\theta}_{wl}) \\ T_{c6w} = k_{c6w}(\theta_{c6}/i_c - \theta_{wr}) + c_{c6w}(\dot{\theta}_{c6}/i_c - \dot{\theta}_{wr}) \end{cases} \quad (13)$$

$$T_{rib} = k_{rib}\theta_{ri} + c_{rib}\dot{\theta}_{ri} \quad (i = 1, 3, 5, 6) \quad (14)$$

$$\begin{cases} F_{ri} = k_{rigi}\Delta x_{ri} + c_{rigi}\Delta \dot{x}_{ri} \\ F_{si} = k_{sigi}\Delta x_{si} + c_{sigi}\Delta \dot{x}_{si} \\ \Delta x_{ri} = \theta_{ci}R_{ci} + \theta_{gi}R_{gi} - \theta_{ri}R_{ri} \\ \Delta x_{si} = \theta_{ci}R_{ci} - \theta_{gi}R_{gi} - \theta_{si}R_{si} \end{cases} \quad (15)$$

上述模型涉及到的物理量较多,各物理量的代号规律为:正常文字表示物理量类型(如: T 、 θ 、 k 和 c 分别代表转矩、转角、刚度和阻尼, J 、 m 和 R 分别代表各部件转动惯量、质量和力作用半径),下角标文字表示具体部件(如: c 、 s 、 r 和 b 分别为行星架、太阳轮、齿圈和制动器, gi 表示第 i 个行星排的行星轮, A 、 B 、 wl 和 wr 分别代表电机A、电机B、左侧和右侧车身等效部件)。正常文字与下标的结合可清晰地表示各物理量,如: m_{gi} 为第 i 个行星排的行星轮质量, J_A 为电机A转动惯量, T_{c5w} 为5号行星排与等效车身的半轴转矩, θ_A 为电机A转角。

为便于表达,将式(1)~式(15)转化为

$$M\ddot{\Theta} + C\dot{\Theta} + K\Theta = T \tag{16}$$

式中： $T = [T_A, T_B, [0]_{1 \times 24}, -T_{wl}, -T_{wr}]^T$ ； $\Theta = [\theta_A, \theta_B, \theta_{PG1}, \theta_{PG2}, \theta_{PG3}, \theta_{PG4}, \theta_{PG5}, \theta_{PG6}, \theta_{wl}, \theta_{wr}]^T$ ， $\theta_{PGi} = [\theta_{ri}, \theta_{si}, \theta_{ci}, \theta_{gi}]$ 。若将其视为无阻尼自由振动,可得仅考虑系统惯量和刚度的无阻尼模型:

$$M\ddot{\Theta} + K\Theta = 0 \tag{17}$$

将其分解为若干简谐振动,可得系统固有频率(表1)。

表1 EMT固有频率

阶次	1	2	3	4
频率/ Hz	0	1.43	2.13	460.28

本文关注EMT低阶特性,观察表2可知,2阶模态和3阶模态分别以耦合排为中心呈现反对称性和对称性。在2阶模态下,系统对称两部分的振幅相反,表现为反对称扭转振动,意味着振动能量在对称轴两侧以相反相位传递,导致系统整体呈现“相位反转”现象。反对称模态对传动系统的动态不平衡或非对称激励敏感,须避免此类激励频率与2阶模态频率重合,以防共振放大效应^[17]。在3阶模态下,系统对称两部分的振幅方向相同,表现为对称扭转振动,表明振动能量沿对称轴同相位传递,系统整体呈现“同向摆动”现象。

表2 EMT低阶模态振型

阶次	2	3	阶次	2	3
J_A	3.1e-3	1.6e-2	J_B	-3.1e-3	1.6e-2
J_{r1}	3.8e-11	-4.3e-10	J_{r3}	-3.8e-11	-4.3e-10
J_{s1}	-1.6e-5	8.3e-5	J_{s3}	1.6e-5	8.3e-5
J_{c1}	-1.1e-4	5.4e-4	J_{c3}	1.1e-4	5.4e-4
J_{g1}	6.0e-6	-3.1e-5	J_{g3}	-6.0e-6	-3.1e-5
J_{r2}	4.2e-5	1.1e-3	J_{r4}	-4.2e-5	1.1e-3
J_{s2}	-6.4e-6	3.3e-5	J_{s4}	6.4e-6	3.3e-5
J_{c2}	-7.2e-5	2.0e-3	J_{c4}	7.2e-5	2.0e-3
J_{g2}	6.4e-6	2.8e-5	J_{g4}	-6.4e-6	2.8e-5
J_{r5}	2.5e-10	-5.5e-10	J_{r6}	-2.5e-10	-5.5e-10
J_{s5}	-1.1e-6	3.6e-5	J_{s6}	1.1e-6	3.6e-5
J_{c5}	-4.7e-6	1.5e-4	J_{c6}	4.7e-6	1.5e-4
J_{g5}	5.1e-7	-1.6e-5	J_{g6}	-5.1e-7	-1.6e-5
J_{wl}	0.71	-0.71	J_{wr}	-0.71	-0.71

2 非对称激励下的EMT扭振特性

该EMT是典型双输入双输出系统,在实际中常

受到非对称激励的影响。然而,目前对该类系统扭转振动特性探究集中在对称激励工况下,与实际工况匹配性差。本节探究EMT在非对称驱动转矩和负载转矩激励下的扭转振动特性。

2.1 非对称驱动转矩激励下EMT扭转振动特性

电机转矩控制器以目标车速与实际车速差值为输入,输出电机转矩指令。设定目标车速(见图2),可得到图3所示的非对称驱动转矩,实现驱动转矩的近似非对称突变。

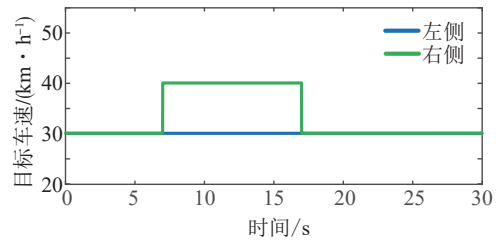


图2 两侧履带目标速度

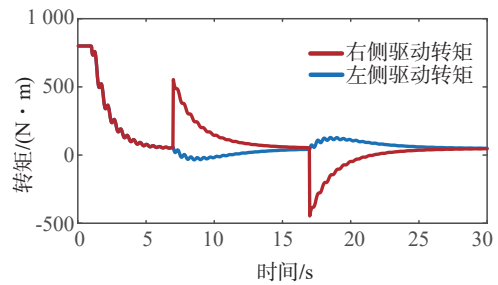


图3 非对称驱动转矩

根据图3和图4可知,右侧驱动转矩在第7和第17s大幅跳变,而左侧仅小幅波动,表明工况可实现单侧转矩突变。由于EMT的输入输出耦合效应,右侧转矩突变导致左侧履带速度变化。为维持左侧目标车速,控制器调整驱动转矩信号,使其轻微反向变化(仿真未考虑制动器影响)。

图5展示了双侧半轴转矩和总输出转矩,图6为其功率谱密度。起步阶段,驱动转矩对称加载,宽频

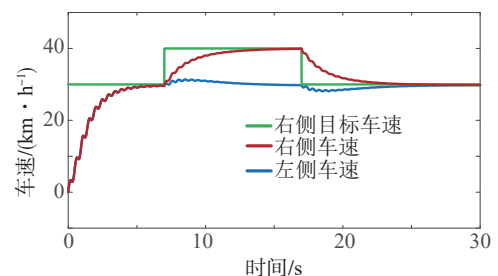


图4 双侧履带速度

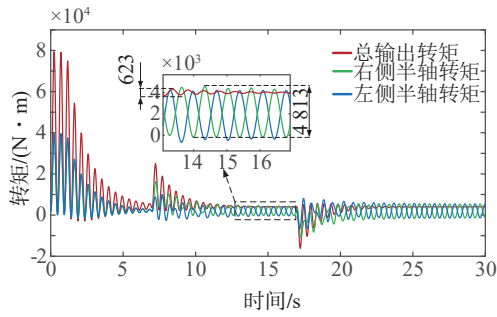


图5 EMT半轴转矩

激励使系统在第3阶模态发生共振。第7和第17s时,右侧驱动转矩的突变激发了系统第2阶模态,此时,半轴转矩信号中包含了2阶模态成分。当时间推进至车速接近平稳时,第3阶模态成分逐渐消失,第2阶模态成分占据双侧半轴转矩的主要频率成分。由于其模态振型沿中心点反向,两侧半轴转矩呈现相反相位的振动。而车速平稳后,总输出转矩

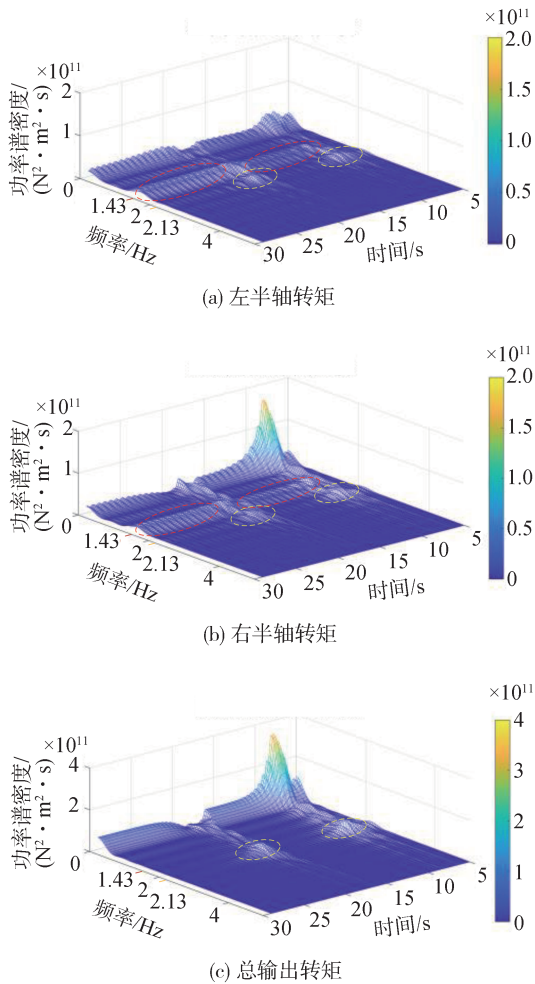


图6 EMT半轴输出转矩功率谱密度

波动幅度显著减小,仅占单侧输出转矩波动幅度的12.9%。这是因为,振动能量通过传动轴的弹性势能反向传递形成局部能量闭环,故两侧转矩信号的相位相反。由于相消干涉,导致总输出转矩的幅值显著衰减,频域中表现为第2阶模态处的能量基本消失。

2.2 非对称驱动转矩激励下EMT扭转振动特性

设置EMT于电机转速为1000 r/min、电机转矩为47.94 N·m的稳态工况下,对其施加如图7所示非对称负载转矩。图8~图10为负载无变化时的单侧输出转矩、负载非对称加载时的两侧输出转矩和总输出转矩以及它们的功率谱密度。

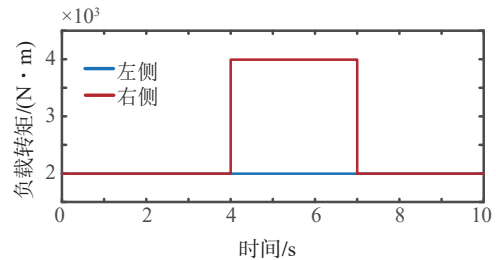
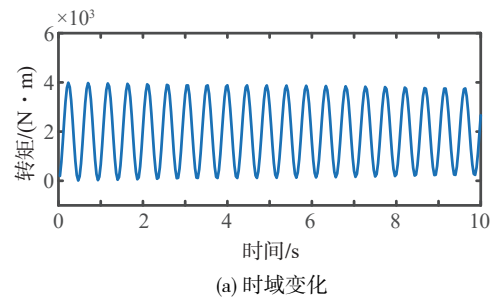
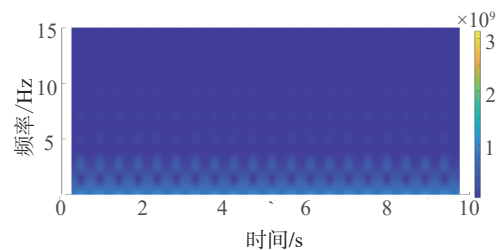


图7 两侧主动轮负载转矩

由图8~图10可知:(1)在稳态工况下,转矩信号的能量主要集中在直流部分,其振荡主要由第3阶固有频率处的能量分布引起;(2)当右侧负载转矩发生突变时,双侧输出转矩均出现显著变化,如图9(a)



(a) 时域变化



(b) 功率谱密度变化

图8 负载无变化时单侧输出转矩

所示,这表明右侧负载通过耦合排的耦合作用对左侧输出转矩产生了影响;(3)这种影响表现为双侧转矩在低频区域的能量剧烈波动,右侧半轴直流能量增加而左侧半轴直流能量减少。在特定时间点,如4.7和7.8 s,右侧输出转矩在第3阶固有频率处的能量增大,而左侧减小,导致左侧输出转矩波动幅度仅为右侧的36.4%;而在5.3和8.5 s时,左侧输出转矩在低频区域的能量增多,导致左侧输出转矩波动增大。

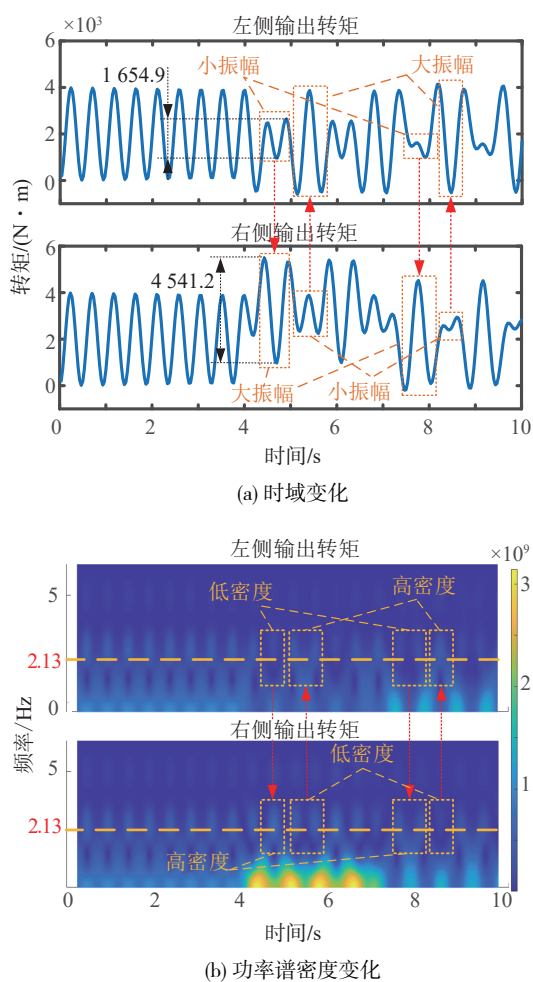


图9 负载非对称加载时两侧输出转矩

由图10可知,在单侧负载突变的影响下,总输出转矩的功率谱密度随时间发生阶段性变化,尤其是低频区能量在不同阶段依次减少,导致时域信号的振幅也依次降低。然而,在各阶段中,总输出转矩的规律振荡与单侧输出转矩的无序振荡形成了鲜明对比。其原因由图9(b)和图10(b)可知:频域中,总输出转矩在低频区的能量仅呈现出在不同阶段依次

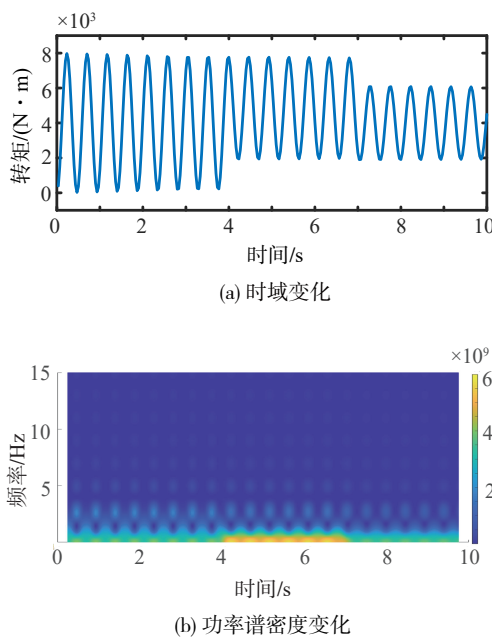


图10 负载非对称加载时总输出转矩

减少的现象,而同一阶段中的能量分布基本不随时间发生变化,故总输出转矩在时域上呈现出在不同阶段振幅依次降低的规则振荡;而单侧输出转矩在低频区的能量呈现出明显的波动,故单侧输出转矩在时域上呈现不规则振荡。

2.3 非对称激励对 EMT 振动特性的影响机制

在非对称激励的影响下,双侧输出转矩信号在频域中的能量波动和在时域中的不规则振荡均呈现出一种交替互补现象:当一侧承受较大的振动能量时,另一侧则相应地承载较少的能量,但总振动能量不变。这种现象表明,在振动过程中,双侧能量存在着往复流动。这种振动能量的不平衡分布和动态流动是耦合系统对激励非对称变化的响应,揭示了双侧的输入与输出之间存在复杂的耦合情况。

从振动耦合效应的角度来看,非对称激励的时域冲击和大幅跳变首先打破了系统惯性载荷的能量平衡,激发了单侧柔性传动系统由低阶模态主导的瞬态扭转振动。随后,能量通过耦合机构这一交互点往复流动,造成双侧能量的不平衡分布,进一步加剧了系统的不规则振荡,如图11所示。然而,传统控制策略大多仅考虑双侧激励对称情况,忽略了在非对称激励下振动能量的往复传递使系统动态行为更加复杂,进而造成实际工况下的控制精度不足,加速系统机械元件的疲劳损伤、甚至造成故障发生。

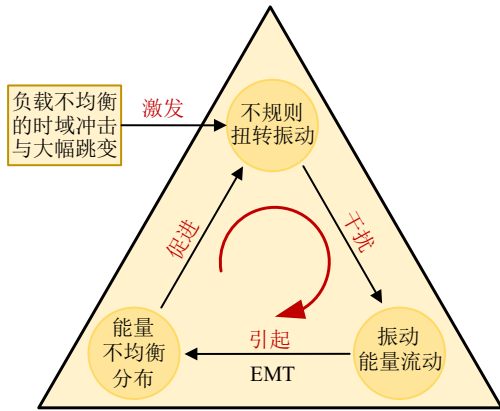


图11 振动耦合效应

3 考虑非对称激励的 EMT 扭转振动抑制策略

由上述可知,EMT具有输入输出的强耦合特性,控制策略的开发须充分考虑振动能量耦合的影响。针对非对称激励下的 EMT 扭转振动问题,本节提出一种基于输入输出解耦和干扰双回路反馈补偿的 EMT 扭转振动解耦抑制策略,以抑制非对称激励对 EMT 带来的性能下降。

3.1 EMT 模型降阶

为便于控制策略开发,基于面向扭转振动抑制的模型降阶方法^[18]对该模型进行了分析和降阶。首先,利用该方法中的模态贡献度分析对原始模型中的各阶模态进行了分析,结论为:该系统第3阶模态贡献度最高且远高于其他模态。然后,利用该方法中的刚度灵敏度分析方法,对第3阶模态下的系统各连接刚度进行了灵敏度排序,结论为:耦合行星排行星架与变速行星排太阳轮之间、变速行星排行星架与负载之间的连接刚度较重要。因此保留其对应的部件、连接刚度和阻尼,将其他连接视为刚性连接。最终,基于拉格朗日方程对系统进行模型降阶,模型如图12所示。

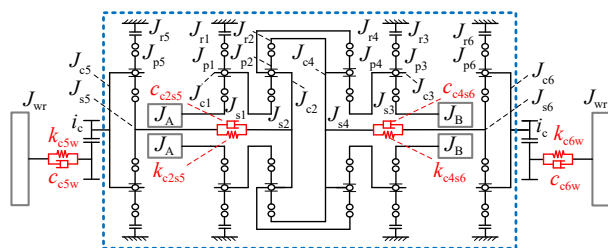


图12 降阶模型

定义减速行星排(1、3号)、功率耦合行星排(2、4号)和变速行星排(5、6号)的特征参数分别为 α_j 、 α_o 和 α_i ;定义3种行星排行星齿轮与太阳轮齿数比分别为 q_j 、 q_o 和 q_b 。定义 $h_1 = 1 + 2\alpha_o$ 、 $h_2 = 1 + \alpha_j$ 、 $h_3 = 1 + \alpha_o$ 和 $h_4 = 1 + \alpha_o$,则有式(18)和式(19)所示的转速关系,其中 $\dot{\theta}_p$ 、 $\dot{\theta}_c$ 、 $\dot{\theta}_s$ 和 $\dot{\theta}_e$ 分别代表行星轮、齿圈、太阳轮和行星架转速。 b_{11} 和 b_{22} 等于 $h_4/(h_1 h_2)$, b_{12} 和 b_{21} 等于 $\alpha_o/(h_1 h_2)$ 。

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_{c2} \\ \dot{\theta}_{c4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_A \\ \dot{\theta}_B \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\dot{\theta}_s + q\dot{\theta}_p = (1 + q)\dot{\theta}_c \quad (19)$$

根据拉格朗日方程:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_k}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial E_k}{\partial \theta} = Q_i, \theta = \theta_A, \theta_B, \theta_{s5}, \theta_{s6}, \theta_{w1}, \theta_{wr} \quad (20)$$

可得:

$$\begin{cases} J_{AA} \ddot{\theta}_A + J_{AB} \ddot{\theta}_B = T_A - b_{11} T_{c2s5} - b_{12} T_{c4s6} \\ J_{AB} \ddot{\theta}_A + J_{BB} \ddot{\theta}_B = T_B - b_{21} T_{c2s5} - b_{22} T_{c4s6} \\ J_{s5} \ddot{\theta}_{s5} = T_{c2s5} - T_{c5w1}/h_3 \\ J_{s6} \ddot{\theta}_{s6} = T_{c4s6} - T_{c6wr}/h_3 \\ J_{w1} \ddot{\theta}_{w1} = T_{c5w1} - T_{L1} \\ J_{wr} \ddot{\theta}_{wr} = T_{c5wr} - T_{Lr} \end{cases} \quad (21)$$

对比原28自由度模型,降阶模型仅有6个自由度,可节省大量算力。降阶后的 EMT 动力学模型可描述为

$$M' \ddot{\Theta}' + C' \dot{\Theta}' + K' \Theta' = T' \quad (22)$$

式中: $\Theta' = [\theta_A, \theta_B, \theta_{s5}, \theta_{s6}, \theta_{w1}, \theta_{wr}]^T$; $T' = [T_A, T_B, 0, 0, -T_{L1}, -T_{Lr}]^T$ 。降阶模型与原模型的固有频率如表3所示。

表3 固有频率对比

阶次	1	2	3	4
原模型/Hz	0	1.43	2.13	460.28
降阶模型/Hz	0	1.43	2.13	452.20

3.2 模型解耦器

根据Bristol提出的相对增益理论^[19],将开环增益与闭环增益之比作为输入 u_j 和输出 y_i 间的相对增益,进而评价控制量 u_j 对输出 y_i 的控制受其他回路影响的程度:

$$\lambda_{ij} = \frac{\partial y_i / \partial u_j | \Delta u_k = 0, k \neq j}{\partial y_i / \partial u_j | \Delta y_k = 0, k \neq i} \quad (23)$$

即评价其他回路对于控制量 u_j 对输出 y_i 的控制效果

的影响程度。经计算,该系统的相对增益矩阵 $\lambda = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}$ 。当 λ_{ij} 等于 1 时,系统不受其他回路影响,无耦合;当 λ_{ij} 远离 1 时,则系统受其他支路的影响变大。可知,双侧驱动转矩对 EMT 的双侧半轴转矩的作用是等效的,且耦合较强,需要解耦。

因此,本节通过对 EMT 输入输出的解耦,降低输入对输出的交叉影响,这将增强控制效果的可解释性和可调节性。

3.2.1 模型变换

EMT 动力学表现受电机 A 转矩、电机 B 转矩、左侧行驶阻力矩 T_L 和右侧行驶阻力矩 T_R 影响。然而,当前输入输出数目不同的系统解耦方法尚不成熟^[20]。因此,通过化简近似将行驶阻力矩消除。

以降阶模型中的状态变量表示行驶阻力矩,并对其中的二次项进行泰勒展开,可得左侧行驶阻力矩简化形式(右侧同理):

$$T_L = \frac{r}{2} \left[mg(f + \sin \theta) + \frac{r^2 \rho C_d A \dot{\theta}_{s5}^2}{2h_3^2 i_c^2} \right] \approx \frac{r}{2} mg(f + \sin \theta) - \frac{r^3}{4i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s50}^2 + \frac{r^3}{2i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s50} \dot{\theta}_{s5} \quad (24)$$

式中: ρ 、 C_d 和 A 分别代表空气密度、空气阻力系数和迎风面积; r 和 i_c 分别代表车轮半径和变速排行星架至车轮转速的减速比; $\dot{\theta}_{s50}$ 是左侧变速排行星架在前一时刻的转速,在短暂时间内可视为常数。将上式代入降阶模型中,并将上式中不包含变量的部分,

$\delta_1 = mg(f + \sin \theta)r/2 - \frac{r^3}{4i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s50}^2$ 也作为状态变量并入模型(右侧同理, $\delta_2 = mg(f + \sin \theta)r/2 - \frac{r^3}{4i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s60}^2$),可将其转换为一个双输入双输出模型。

$$\begin{cases} \dot{X} = A_1 X + B_1 U \\ Y = C_1 X + D_1 U \end{cases} \quad (25)$$

式中: $Y = \begin{bmatrix} V_L \\ V_R \end{bmatrix}$; $U = \begin{bmatrix} T_A \\ T_B \end{bmatrix}$; $X = [\dot{\Theta}', \Theta', \delta_1, \delta_2]$;

$$A_1 = \begin{bmatrix} -M^{-1}C'' & -M^{-1}K' & E_1 \\ [1]_{6 \times 6} & [0]_{6 \times 6} & [0]_{6 \times 2} \\ [0]_{2 \times 6} & [0]_{2 \times 6} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} M^{-1}F_1 \\ [0]_{6 \times 2} \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} [0]_{1 \times 2} & 3.6r_z/i_c h_3 & 0 & [0]_{1 \times 10} \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & 3.6r_z/i_c h_3 & [0]_{1 \times 10} \end{bmatrix};$$

$$D_1 = [0]_{2 \times 2} \quad \text{其中: } E_1 = \begin{bmatrix} [0]_{1 \times 4} & M^{-1} & 0 \\ [0]_{1 \times 4} & 0 & M^{-1} \end{bmatrix}^T;$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T; \quad C'' =$$

$$\begin{bmatrix} [0]_{4 \times 2} & [0]_{4 \times 1} & [0]_{4 \times 1} & [0]_{4 \times 2} \\ [0]_{1 \times 2} & \frac{r^3}{2i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s50} & 0 & [0]_{1 \times 2} \\ [0]_{1 \times 2} & 0 & \frac{r^3}{2i_c^2 h_3^2} \rho C_d A \dot{\theta}_{s60} & [0]_{1 \times 2} \end{bmatrix} +$$

$$C'.$$

3.2.2 解耦器设计

选择以 T_A 控制 V_L 、以 T_B 控制 V_R 的配对方式,为系统加入解耦器 $G_D(s)$ 。如图 13 所示,通过在 EMT 前串联解耦器 $G_D(s)$ 分别消除 T_A 和 T_B 通过 $G_{21}(s)$ 和 $G_{12}(s)$ 对输出的影响,使系统转化为如图 14 所示两互不影响的子系统,其中, $G_{E1}(s)$ 与 $G_{E2}(s)$ 分别为解耦等效后两支路的实际模型, M_1 和 M_2 分别为电机 A 和电机 B 的基础转矩指令,即电机转矩指令的非线性组合。

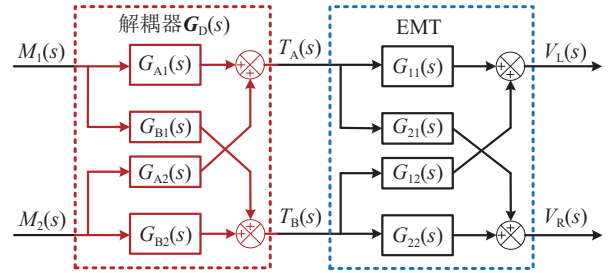


图 13 串联解耦器示意

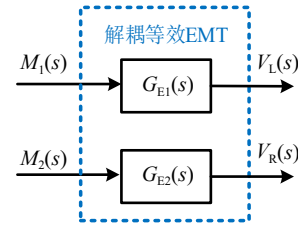


图 14 EMT 解耦等效图

由图 13 可得:

$$\begin{bmatrix} V_L(s) \\ V_R(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_1(s) \\ M_2(s) \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中:

$$a_{11} = G_{A1}(s)G_{11}(s) + G_{B1}(s)G_{12}(s)$$

$$a_{21} = G_{B1}(s)G_{22}(s) + G_{A1}(s)G_{21}(s)$$

$$a_{12} = G_{A2}(s)G_{11}(s) + G_{B2}(s)G_{12}(s)$$

$$a_{22} = G_{B2}(s)G_{22}(s) + G_{A2}(s)G_{21}(s)$$

将 $G_{E1}(s)$ 与 $G_{E2}(s)$ 分别设置为 EMT 系统传递函数对角线元素,可消除两侧支路间的耦合影响,设解耦后系统为

$$\begin{bmatrix} V_L(s) \\ V_R(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_1(s) \\ M_2(s) \end{bmatrix} \quad (27)$$

此时,解耦等效支路传递函数幅频特性如图 15 所示。对比两式,可得解耦器 $G_D(s)$,其中 $\delta_3 = G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)$ 。

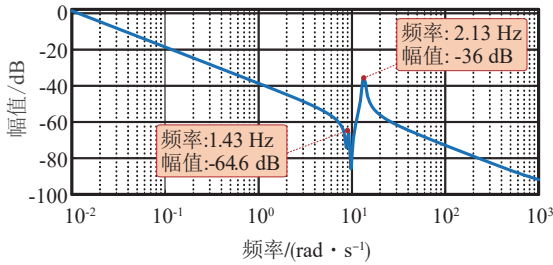


图 15 解耦等效支路幅频特性

$$G_D(s) = \frac{1}{\delta_3} \begin{bmatrix} G_{11}(s)G_{22}(s) & -G_{12}(s)G_{22}(s) \\ -G_{11}(s)G_{21}(s) & G_{11}(s)G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (28)$$

3.3 基于双回路反馈补偿的干扰抑制

尽管分别获得了可直接调控两侧履带速度的 M_1 和 M_2 ,但未知的负载、建模误差等都对车速的稳定保持造成影响。将这些视为对系统的扰动,以左侧解耦等效支路为例,设计频域扰动观测器,系统框架如图 16 所示。

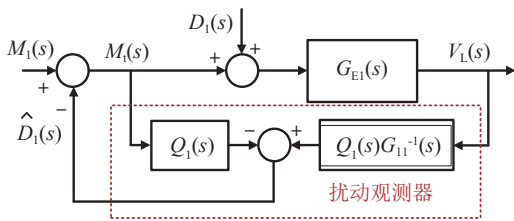


图 16 基于扰动观测器的干扰补偿

然而,扰动观测器的实现常面临系统正则性挑战:传动系统模型分子的阶次小于分母,这将造成逆模型 $G_{11}^{-1}(s)$ 非正则,形成非因果系统,引发闭环系统相位裕度恶化,无法物理实现。因此,在反馈回路中加入 Butterworth 型低通滤波器 $Q_1(s)$:

$$Q_1(s) = \frac{1}{(T_s s + 1)^n} \quad (29)$$

式中 T_s 为时间常数。当选择 n 不小于系统模型分子分母阶次差时,可保证逆模型 $G_{11}^{-1}(s)$ 为正则系统。过大的 T_s 降低系统动态响应速度,引入相位滞后,恶化系统稳定性;过小的 T_s 会动态响应速度较快,对于基于干扰观测器的干扰抑制而言,这是最好的情况。但过小的 T_s 不仅受控制器物理限制,还将导致传感器噪声被放大,因此考虑实际驱动转矩控制算法的执行周期,本研究设置 T_s 为 0.01 s, n 为 2。

在此设计下,扰动观测器估计的扰动为

$$\hat{D}_1(s) = V_L(s)Q_1(s)G_{11}^{-1}(s) - M_1(s)Q_1(s) = D_1(s)Q_1(s) \quad (30)$$

观测误差为

$$E_{d1}(s) = [1 - Q_1(s)]D_1(s) \quad (31)$$

在实际运行中,大部分扰动在低频范围内,而此时有:

$$\lim_{s \rightarrow 0} Q_1(s) = 1 \quad (32)$$

即低频区域内,观测误差 $E_{d1}(s)$ 趋于 0。根据图 16 所示系统框图,系统传递函数为

$$V_L(s) = G_{m1}(s)M_1(s) + G_{d1}(s)D_1(s) \quad (33)$$

其中:

$$G_{m1}(s) = \frac{G_{11}(s)G_{E1}(s)}{G_{11}(s) + Q_1(s)[G_{E1}(s) - G_{11}(s)]}$$

$$G_{d1}(s) = \frac{G_{11}(s)G_{E1}(s)[1 - Q_1(s)]}{G_{11}(s) + Q_1(s)[G_{E1}(s) - G_{11}(s)]}$$

由于 $G_{11}(s)$ 为 $G_{E1}(s)$ 的名义模型,且建模误差等效在 $D_1(s)$ 内,故可认为 $G_{E1}(s) = G_{11}(s)$ 。因此,有 $G_{m1}(s) = G_{11}(s)$ 和 $G_{d1}(s) = 0$,可知该策略可抑制低频扰动。对扰动的有效抑制范围随低通滤波器 $Q_1(s)$ 时间常数 T_s 减小而增大。然而,由于控制器的性能限制,时间常数 T_s 不能无限小,导致在补偿扰动信号时存在相位滞后和信号能量泄露问题。这意味着,在受到阶跃型干扰时,干扰的补偿信号无法与干扰完全同步,阶跃干扰的大幅时域冲击不能被补偿,无法完全抑制干扰对系统的影响,导致系统发生剧烈的内部振动冲击。

为了在保持直驶稳定性的同时改善内部振动冲击,在扰动反馈补偿的基础上添加了转矩波动抑制环节,以半轴转角差为目标,优化无法补偿的干扰 $E_{d1}(s)$ 对系统的影响。改进后系统如图 17 所示。

根据图 17,有如下传递函数关系:

$$\theta_L(s) = G_m(s)M_1(s) + G_d(s)D_1(s) \quad (34)$$

$$G_m(s) = \frac{G_{E1}(s)G_2(s)G_{11}(s)}{G_{11}(s) + [Q_1(s) + G_{11}(s)G_2(s)Q_2(s)] [G_{E1}(s) - G_{11}(s)]}$$

$$G_d(s) = \frac{G_{E1}(s)G_2(s)G_{11}(s) [1 - Q_1(s) - G_{11}(s)G_2(s)Q_2(s)]}{G_{11}(s) + [Q_1(s) + G_{11}(s)G_2(s)Q_2(s)] [G_{E1}(s) - G_{11}(s)]}$$

式中： $G_2(s)$ 为左侧履带速度至半轴转角差的传递函数模型； $Q_2(s)$ 为扭转振动反馈抑制器。另外，干扰对半轴转角差的影响关系 $G_d(s)$ 与无法补偿的干扰 $E_{d1}(s)$ 对半轴转角差的影响关系是等效的，这是因为上述传递函数关系是在考虑扰动观测器结构的基础上推导的。

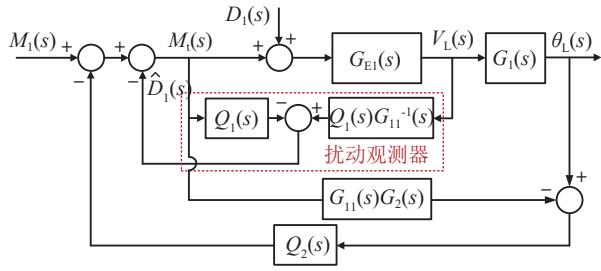


图17 系统框架图

由解耦等效支路幅频特性可知，系统主要在第3阶固有频率(2.13 Hz)处振动能量较大，具有谐振峰值。因此，应降低 $G_d(s)$ 在这些频率处的谐振。 $M_1(s)$ 至 $\theta_L(s)$ 的传递函数可表示为

$$G_{E1}(s)G_2(s) = \frac{a_{12}s^{12} + a_{10}s^{10} + \dots + a_1s^1 + a_0s^0}{\prod_{n=1}^6 (s^2 + 2\xi_n\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (35)$$

式中 ω_n 与 ξ_n 分别为第 n 阶固有频率和阻尼比。阻尼比是衡量振动系统中实际阻尼与达到临界阻尼所需阻尼的比值，对系统的动态响应有显著影响。当处于临界阻尼时，即阻尼比为1，系统能以最短时间达到稳定状态，既不振荡也不过长延迟。因此，将第3阶固有频率对应的阻尼比 ξ_e 设置为临界阻尼比，构建理想传递特性 $G_e(s)$ ：

$$G_e(s) = \frac{a_{12}s^{12} + a_{10}s^{10} + \dots + a_1s^1 + a_0s^0}{(s^2 + 2\xi_e\omega_3 s + \omega_3^2) \prod_{n=1,2,4,5,6} (s^2 + 2\xi_n\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (36)$$

设置 $G_d(s) = G_e(s)$ ，可得转矩波动抑制器 $Q_2(s)$ 。

最终，结合模型解耦器和基于双回路反馈补偿的干扰抑制方法，系统的实际控制框架为：首先，上层控制算法基于驾驶需求（如加速/制动指令）和实际车速反馈，生成基础转矩指令 M_1 和 M_2 ；其次，两侧支路反馈控制器分别根据履带速度 V_L 、 V_R 和主动轮

转角 θ_L 、 θ_R 实时计算基础转矩指令补偿量；随后，基础转矩指令与其补偿量叠加，得到总转矩指令；最后，系统解耦器将两个基础转矩指令 M_1 、 M_2 解耦为左/右电机驱动指令，经 CAN 总线传输至电机控制器执行，实现车速精准控制与系统扭振抑制的动态协调。

4 仿真验证

4.1 空气阻力线性化对模型的影响分析

结合式(24)可知，空气阻力线性化前后的行驶阻力误差为

$$\begin{cases} \Delta T_{L1} = k_a(\dot{\theta}_{s5}^2 - \dot{\theta}_{s50}^2) - 2k_a\theta_{s50}(\dot{\theta}_{s5} - \dot{\theta}_{s50}) \\ k_a = r^3\rho C_d A / 4h_3^2 i_c^2 \end{cases} \quad (37)$$

令 $\dot{\theta}_{s5} = \Delta\dot{\theta}_{s5} + \dot{\theta}_{s50}$ ，则有：

$$\Delta T_{L1} = k_a\Delta\dot{\theta}_{s5}^2 \quad (38)$$

考虑该阻力误差后，系统状态空间模型由式(25)转换为

$$\begin{cases} \dot{X} = A_1 X + B_1 U + B_d d \\ Y = C_1 X + D_1 U \end{cases} \quad (39)$$

式中： $B_d = \begin{bmatrix} O_{2 \times 10} & \frac{r^3\rho C_d A}{4h_3^2 i_c^2} \cdot \begin{bmatrix} J_{wl}^{-1} & 0 \\ 0 & J_{wr}^{-1} \end{bmatrix} & O_{2 \times 2} \end{bmatrix}^T$ ； $d = [\Delta\dot{\theta}_{s5}^2, \Delta\dot{\theta}_{s6}^2]^T$ 。误差至输出的传递关系为： $G_{dy}(s) = C_1(sI - A_1)^{-1} B_d$ 。 $\Delta\dot{\theta}_{s5}^2$ 、电机驱动转矩和行驶阻力矩至总输出转矩的传递特性如图18所示。

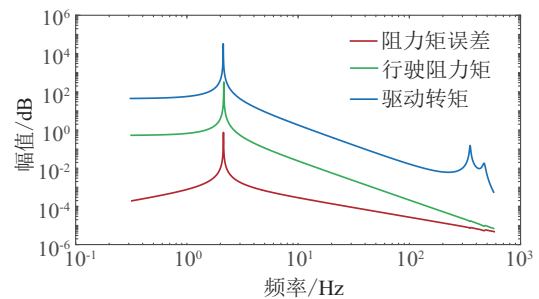


图18 行驶阻力误差对模型的影响

由图18可知， $\Delta\dot{\theta}_{s5}^2$ 远小于驱动转矩和行驶阻力矩对 EMT 总输出转矩的影响，加之 $\Delta\dot{\theta}_{s5}^2$ 的绝对值极小，故可知行驶阻力线性化导致的行驶阻力矩误差

对模型影响极小。

4.2 控制策略效果验证

为验证本文策略的有效性,对两侧输出端存在非对称负载下的系统扭转振动表现,进行有、无考虑非对称激励的扭转振动抑制策略(non-symmetrical excitation torsional vibration suppression strategy, NSE-TVS)控制情况下的对比仿真分析。设置车辆于水泥路面先加速至 30 km/h,然后匀速行驶;负载转矩如图 19 所示,其中 7~17 s 右侧履带负载突增;驱动控制器输入为目标车速与实际车速差值,输出为电机转矩指令(最大输出能力为 1 000 N·m);两侧电机特性相同。

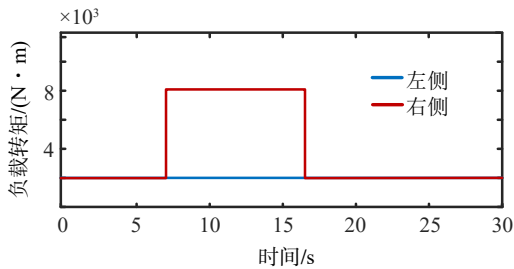
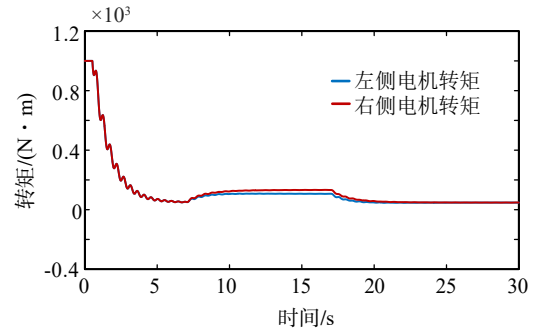


图 19 非对称负载加载情况

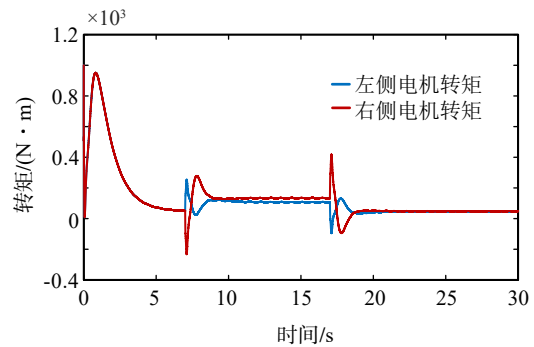
本文提出的策略特别针对负载突变引起的扭转振动问题。在车辆急加速阶段,驱动转矩的大幅跳变和时域冲击也会加剧扭转振动。本文使用了一种基于驱动转矩指令频域成分优化的前馈控制器^[18],根据 EMT 特性改善驱动转矩指令的频域成分,有效抑制转矩跳变引起的扭转振动。该前馈控制器与本文策略共同称为 NSE-TVS 策略。图 20~图 22 分别为无策略和 NSE-TVS 策略下履带车辆的驱动转矩、半轴转矩和车辆速度表现对比。

在加速阶段,外界激励对称加载。由于实际与目标车速的差较大,驱动转矩指令大幅跳变,导致传动系统连接轴的弹性势能迅速增加。然而,电机能力上限限制了其持续提供足够大的驱动转矩来克服传动系统连接轴的弹性,导致弹性势能频繁变化进而引发剧烈扭振(见图 21(a)),最终导致车辆加速时的耸振(见图 22(a))。施加 NSE-TVS 策略后,驱动转矩被柔化,弹性势能积累减少,释放时对系统的影响降低。因此,NSE-TVS 策略显著降低了加速过程中的扭转振动,改善了耸振现象,使车辆速度曲线更加平滑。

进入匀速行驶阶段后,右侧负载在第 7 和第 17 s 发生突变。在 NSE-TVS 策略下,第 7 s 负载突增时,

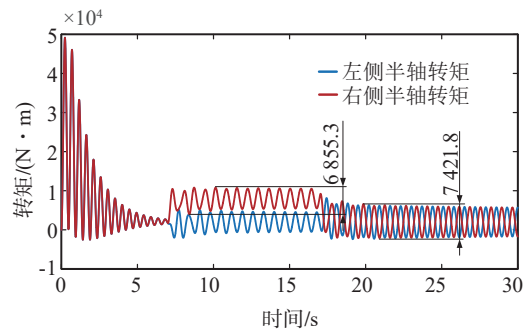


(a) 无策略

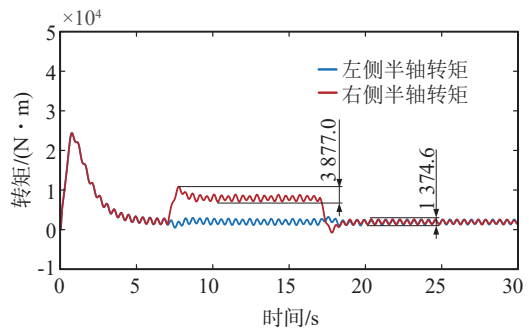


(b) NSE-TVS

图 20 驱动转矩指令



(a) 无策略



(b) NSE-TVS

图 21 半轴转矩振荡情况

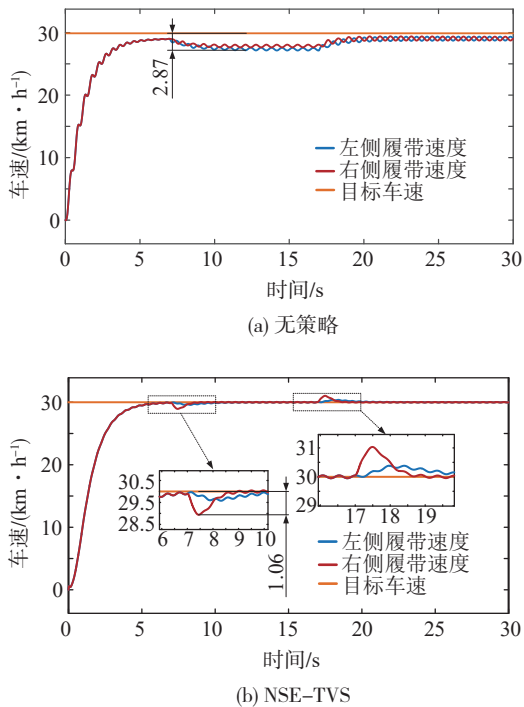


图22 车辆速度

右侧电机转矩先迅速下降再上升,以避免连接轴弹性势能过度积累引发扭转振动,并维持动力输出防止车速下降;同时,左侧电机转矩在解耦器作用下反向小幅度变化,抵消右侧对左侧的影响,保持车速稳定。第17 s负载突降时,右侧电机转矩先迅速上升再下降,防止弹性势能快速释放引发扭转振动,并消除负载消失对车速的影响;左侧电机转矩同样反向小幅度变化,维持车速稳定。

观察半轴转矩与车速可知,在7和17 s时,右侧电机转矩的下降和上升有效抑制了轴的弹性势能快速积累和释放,从而改善了负载突变时的转矩波动和车速变化。与无策略相比,NSE-TVS策略使单侧负载突增后的输出转矩波动幅度降低了43.45%,使单侧负载突减后的输出转矩波动幅度降低了81.47%(通过对比两种控制策略下EMT两侧输出轴的转矩响应得到)。另外,相比无策略情况,NSE-TVS策略还增强了车速的抗干扰能力。在受到单侧负载突增影响后,NSE-TVS策略下的车速变动仅为无策略情况下的36.93%。

4.3 控制策略稳定性验证

在实际工况下,负载转矩和系统建模参数难以精确测量和估计。为验证所提策略在工况和参数变化情况下的稳定性,分别以单侧负载转矩突变倍数

(车身转动惯量不变)和车身转动惯量(转矩突变如图19所示)为变化量,对该策略下EMT的表现进行了仿真分析,结果如表4和表5所示。

表4 NSE-TVS不同负载下系统表现

变化倍数	2	4	6	8
半轴转矩波动	2 573.9	3 877.0	4 280.1	4 574.7
车辆速度波动	0.47	1.06	1.63	1.92

表5 NSE-TVS不同车身惯量下系统表现

车身惯量	$0.9J_w$	J_w	$1.1J_w$	$1.2J_w$
半轴转矩波动	3 925.9	3 877.0	3 705.1	3 655.1
车辆速度波动	1.12	1.06	1.02	0.96

由表4可知,NSE-TVS对不同的单侧负载转矩突变情况具有较好的适应性,总体呈现随干扰增强,系统转矩波动和车速波动逐渐增强,但增强幅度较小。由表5测试结果可见,NSE-TVS展现出优异的参数自适应特性,在不同车身转动惯量工况下均能保持转矩与车速的稳定。当车身转动惯量逐步增大时,系统在应对负载突增工况时呈现出转矩波动递减的趋势。这主要归因于增强的车身惯性效应有效吸收了外部扰动能量,降低了车速波动,进而也降低了半轴转矩的超调现象。

5 结论

本文以履带车辆在双侧负载非对称工况下的EMT为研究对象,建立了扭转振动动力学模型,分析了其在非对称驱动转矩和负载激励下的振动特性及能量传递机理。针对EMT输出输入耦合问题,通过泰勒线性化处理车辆行驶阻力,提出一种模型解耦器。针对扰动观测器中低通滤波器的相位滞后问题,提出基于双回路反馈补偿的干扰抑制方法,优化干扰传递特性。结合模型解耦、干扰抑制和驱动转矩频域优化,提出了一种考虑非对称激励的EMT扭转振动抑制策略。在单侧负载突增/突减工况下验证,所提NSE-TVS策略可在单侧负载突增工况下降低系统扭转振动43.4%;在单侧负载突减工况下降低系统扭转振动81.47%。该策略不仅改善了扭转振动,还降低了车辆速度的受影响程度,使车速变动范围仅为无策略下的36.93%。另外,该策略对环境参数变化具有较好的自适应性。

参考文献

- [1] 李豪迪, 赵治国, 唐鹏, 等. 功率分流混合动力系统模式切换连续瞬态冲击机理及其性能客观评价[J]. 汽车工程, 2024, 46(4): 669-681.
LI H D, ZHAO Z G, TANG P, et al. Continuous transient impact mechanism and objective evaluation in mode transition for power split hybrid power system[J]. *Automotive Engineering*, 2024, 46(4): 669-681.
- [2] XIA H, ERIC G. Vibration and dynamics analysis of electric vehicle drivetrains [J]. *Journal of Low Frequency Noise, Vibration and Active Control*, 2021, 40(3): 1241-1251.
- [3] ZHU H, ZHU W D, FAN W. Dynamic modeling, simulation and experiment of power transmission belt drives: a systematic review [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2021, 491: 115759.
- [4] LIN C, KONG Y, HAN Q, et al. An information fusion-based meta transfer learning method for few-shot fault diagnosis under varying operating conditions [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2024, 220: 111652.
- [5] LIU Y, CHEN L, CAI T, et al. Dual-pump control algorithm of two-speed powershift transmissions in electric vehicles [J]. *Automotive Innovation*, 2022, 5(1): 57-69.
- [6] 刘长钊, 张铁, 宋健, 等. 纯电动汽车电驱动系统耦合动力学研究[J]. 汽车工程, 2022, 44(12): 1896-1909.
LIU C Z, ZHANG T, SONG J, et al. Study on coupling dynamics of electric drive system of pure electric vehicle [J]. *Automotive Engineering*, 2022, 44(12): 1896-1909.
- [7] FILIPPINI M, TORCHIO R, ALOTTO P, et al. A new class of devices: magnetic gear differentials for vehicle drivetrains [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 9(2): 2382-2397.
- [8] DORSCH C, WANG X, KÜÇÜKAY F. Objective rating of the launch behavior of conventional, hybrid and electric vehicles [J]. *Automotive Innovation*, 2021, 4(1): 70-80.
- [9] 赵治国, 王晨, 张彤, 等. 纯电动Tip-In/Out工况的前馈校正与主动阻尼防抖控制[J]. 汽车工程, 2018, 40(1): 19-27.
ZHAO Z G, WANG C, ZHANG T, et al. Anti-shake control with feed-forward correction and active damping control in Tip-In/Out phases of pure electric driving [J]. *Automotive Engineering*, 2018, 40(1): 19-27.
- [10] HUANG C, DU C, LI L, et al. Torsional vibration suppression during mode transition process in a parallel hybrid electric vehicle based on multiple model predictive control [J]. *IEEE Access*, 2024.
- [11] 葛帅帅, 秦大同, 胡明辉, 等. 基于自抗扰转矩补偿的采煤机截割传动系统动载荷主动控制[J]. 机械工程学报, 2018, 54(15): 31-40.
GE S S, QIN D T, HU M H, et al. Active control on dynamic loads of the drum shearer cutting transmission system based on active disturbance rejection torque compensation [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2018, 54(15): 31-40.
- [12] HU J, GUO Q, SUN Z, et al. Study on low-frequency torsional vibration suppression of integrated electric drive system considering nonlinear factors [J]. *Energy*, 2023, 284: 129251.
- [13] 张伟, 刘辉, 刘金刚, 等. 机电复合传动主谐波扰动相位自适应补偿方法[J]. 机械工程学报, 2024, 60(13): 354-365.
ZHANG W, LIU H, LIU J G, et al. Adaptive phase compensation method for main harmonic disturbance in electromechanical transmission [J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2024, 60(13): 354-365.
- [14] CHATURVEDI S, MAKINENI R R, FULWANI D M, et al. Regulation of electric vehicle speed oscillations due to uneven drive surfaces using ISMDTC [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(12): 12506-12516.
- [15] SUN Z, HU J, XIN Y, et al. Active torsional vibration suppression for integrated electric drive system considering nonlinear factors [J]. *Nonlinear Dynamics*, 2024, 112(19): 17107-17127.
- [16] HU J, PENG T, JIA M, et al. Study on electromechanical coupling characteristics of an integrated electric drive system for electric vehicle [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 166493-166508.
- [17] 范君浩, 周瑞平, 黄国兵, 等. 双机并车推进装置瞬态扭振响应研究[J]. 舰船科学技术, 2021, 43(1): 112-116, 121.
FAN J H, ZHOU R P, HUANG G B, et al. Transient torsional vibration analysis of twin-engine parallel operation shafts [J]. *Ship Science and Technology*, 2021, 43(1): 112-116, 121.
- [18] YANG D, LIU H, GAO P, et al. Research on drive torque command optimization and system disturbance rejection mechanism for torsional vibration control of electro-mechanical transmission system [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025.
- [19] BRISTOL E. On a new measure of interaction for multivariable process control [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1966, 11(1): 133-134.
- [20] MARINO R, CINILI F. Input-output decoupling control by measurement feedback in four-wheel-steering vehicles [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2009, 17(5): 1163-1172.