基于电机转矩补偿的增程器转速波动抑制策略

高金武[1,2],孙少龙[1,2],王舜尧[3],高炳钊[4]

(1.吉林大学 汽车仿真与控制国家重点实验室,长春 130022;2.吉林大学 通信工程学院,长春 130022;3.淄博市特种设备检验研究院,山东 淄博 255035;4.同济大学 汽车学院,上海 201804)

摘 要:为了提高增程器转速系统的响应速度和抗干扰能力,降低增程器的转速波动,提出了一种基于发电机转矩补偿的发动机转矩振动抑制方法。该方法首先分析发动机的输出转矩,确定转矩谐波成分对转速的影响,然后设计自适应反步法和重复控制器相结合的控制策略,其中重复控制器根据系统周期性转矩扰动的基频进行参数设计,并分析系统的稳定性和鲁棒性。最后,在不同工况下进行仿真实验,结果表明该控制策略在抑制增程器转速波动方面具有良好的有效性。

关键词:车辆工程;控制理论与控制工程;转速控制;转矩补偿;自适应反步法;重复控制

中图分类号:TP273 **文献标志码**:A **文章编号**:1671-5497(2025)08-2475-12

DOI:10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20231064

Speed fluctuation suppression strategy of range extender based on motor torque compensation

GAO Jin-wu[1,2],SUN Shao-long[1,2],WANG Shun-yao[3],GAO Bing-zhao[4]

(1. *State Key Laboratory of Automotive Simulation and Control*, *Jilin University*, *Changchun* 130022, *China*; 2. *College of Communication Engineering*, *Jilin University*, *Changchun* 130022, *China*; 3. *Zibo Special Equipment Inspection and Research Institute*, *Zibo* 255035, *China*; 4. *Automotive Institute*, *Tongji University*, *Shanghai* 201804, *China*)

Abstract: To enhance the system′s response speed and anti-interference capability and reduce the speed fluctuations of the range extender, a method of using generator torque to compensate for engine torque vibration is peoposed. The output torque of the engine to determine the influence of the harmonic components in the torque on the speed is analyzed. Then, a control strategy combining an adaptive backstepping method and a repetitive controller is designed. The repetitive controller is parameterized based on the fundamental frequency of the periodic torque disturbance of the system, and the stability and robustness of the system are analyzed. Finally, simulation experiments are conducted under different operating conditions, and the results show that this control strategy has good effectiveness and practicability in suppressing the speed fluctuations of the range extender.

Key words: Vehicle engineering; control theory and control engineering; speed control; torque compensation; adaptive backstepping; repetitive control

收稿日期:2023-10-09.

基金项目:吉林省科技发展计划项目(20210201111GX).

作者简介:高金武(1983-),男,教授,博士.研究方向:车辆动力系统控制技术.E-mail:gaojw@jlu.edu.cn

0 引 言

随着环境恶化和能源短缺问题日益严峻,节能减排已成为未来汽车发展的主要方向。电动汽车因其清洁、高效的优点而受到广泛关注,但纯电动汽车目前受到成本高、续航里程短、充电时间长、低温性能差等因素限制,难以实现大规模推广。相较于纯电动汽车,增程式电动汽车一方面解决了"里程焦虑"问题,降低了对电池组的要求;另一方面,增程器系统中的发动机始终可以在高效区间运行,大幅提高了燃油效率[1-3]。

增程器主要由发动机、集成式启动发电一体机(Integrated starter generator,ISG)以及相应控制器组成。为了提高控制效率,本文将发动机控制器和发电机控制器集成于增程器控制器,可有效减少通信延时。增程器中发动机和发电机在动力传递过程中的机电耦合特征,导致汽车动力系统呈现强非线性[4-6]。目前,增程式电动汽车面临的挑战之一是解决汽车结构中发动机与发电机机电耦合层面的扭振问题。究其原因,发动机属于间隔工作热机,在一个工作循环中每个气缸依次点火一次,各缸爆发时对曲轴做功,在周期性转矩激励下,曲轴输出端会产生周期性转矩振动,这会影响部件的寿命、驾驶体验,并产生噪声。增程器一般选用排量小、气缸数少的发动机,这导致其在低速时振动性能较差[7,8]。此外,发动机驱动发电机发电时,发动机转速对负载变化的响应将严重影响发电机组交流电压及频率的稳定性。因此,研究增程器系统不稳定机理和转速控制策略,对改善增程式电动汽车的噪声-振动-声振粗糙度(Noise vibration harshness,NVH)问题具有重要意义。

目前,增程器转速控制策略主要分为以下2类。一类策略是将发电机作为负载,直接控制发动机以期望转速运行,其优点是发电机的输出转矩能够保持稳定[9]。在该策略的发动机转速控制方面,经典和改进的比例-积分-微分(Proportion integral differential,PID)控制算法由于结构简单、便于调参,在现有研究中被广泛使用[10-12]。此外,滑模控制[13]可提高系统的抗干扰能力,预测控制[14]、自适应控制[15]等方法也被用于发动机转速控制。

由于发动机是具有高度非线性的复杂系统[16],其进气系统、燃油系统、曲轴与负载系统及各执行机构均存在一定的滞后特性,转矩响应时间达到秒级,这导致上述控制算法的响应和抗干扰性能受到限制。增程器一般选用低缸数的小型发动机,仅依靠对发动机的控制解决增程器系统的振动问题。相比之下,现代交流电机均采用矢量控制,通过坐标变换实现交流电机转矩的高精度控制,从电流变化到电机输出转矩的过程基本同步,且电机转矩的时间常数仅为毫秒甚至微秒级,不存在发动机转矩的超调和滞后特性[17]。因此,第二类策略是控制发电机以期望转速运行,将发动机转矩视为发电机负载。由于发电机的动态响应精准且快速,可以利用发电机转矩的高频响应特性配合合适的控制算法,补偿发动机转矩响应中控制精度低、波动大和迟滞等问题,缩小二者在响应时间上的差异,从而提升增程器系统的稳定性和平顺性。

针对此问题,国内外学者展开了多方面研究。文献[18]针对混合动力汽车启动过程中输出转矩波动大的问题,通过建立车辆抖动模型并分析各参数的影响,提出一种离合器压力和电机转矩、电机转矩和发动机转矩的协调控制策略。文献[19]建立了8自由度轴系强迫振动模型,以转速波动为观测对象,以电机扭矩为控制变量,提出一种扭转振动模糊PID控制算法。文献[20]针对增程式电动汽车转速控制问题,提出一种以发动机扭矩为主、发电机扭矩为辅的速度控制策略。文献[21]针对混合动力汽车发动机纹波转矩引起振动性能变差的问题,提出一种基于滤波x最小均方算法的有源振动控制器,仿真验证了所提策略具有有效性。文献[22]通过实验测得方波形状的补偿转矩具有降低各个方向振动的潜力,并提出利用发电机转矩补偿发动机转矩的主动阻尼控制方法。然而,方波并非发电机补偿转矩最理想的形状,可以采用先进控制方法直接获取最优电机补偿转矩,从而抑制增程器振动和转速波动。

基于上述讨论,为更有效地抑制增程器转速波动,本文首先建立永磁同步电机的数学模型,分析发动机输出转矩的周期特性;然后提出自适应反步法确保增程器转速控制系统的稳定性和鲁棒性。同时,在电机转速环中引入重复控制器,根据系统中周期性转矩扰动的基频设计参数,利用电机转矩补偿发动机的转矩振动以抑制增程器转速波动。最后,通过Simulink和AMESim联合仿真验证了该控制策略的有效性。

1　系统建模及问题描述

增程式电动汽车结构如图1所示。本文研究的增程器主要由双缸汽油发动机和ISG组成。由于永磁同步电机具有较高的转矩密度、功率密度和效率，因此本文选用永磁同步电机作为ISG。本节将对表贴式永磁同步电机进行数学建模，并从频谱分析的角度研究发动机产生的转矩。

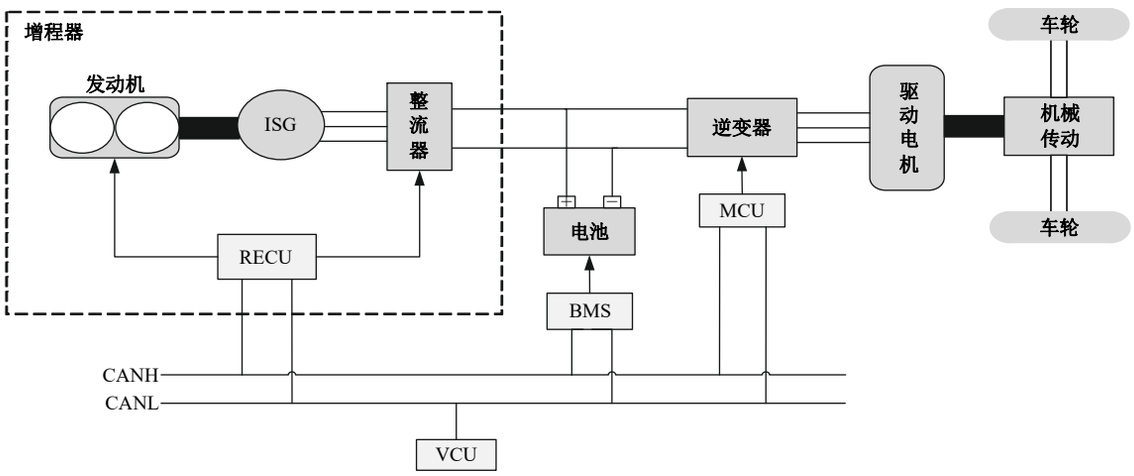

图1　增程式电动汽车结构

Fig. 1　Structure of extended range electric vehicles

1.1　模型建立

由于发动机曲轴与永磁同步电机转子之间为刚性连接，二者转速相同。在磁路不饱和且忽略磁滞和涡流损耗的假设条件下，表贴式永磁同步电机在dq旋转坐标系中的数学模型[23]为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R}{L}i_q-p\omega i_d-\dfrac{p\phi_\mathrm{f}}{L}\omega+\dfrac{1}{L}u_q\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R}{L}i_d+p\omega i_q+\dfrac{1}{L}u_d\end{cases}\tag{1}$$

式中：i_d和i_q分别为d轴和q轴电流；u_d和u_q分别为d轴和q轴电压；R和L分别为各相定子电阻和电感；p为极对数；ϕ_f为永磁体磁通；ω为电机转子角速度。

采用i_d=0矢量控制时，电机转矩仅含永磁转矩分量。电磁转矩方程为：

$$T_\mathrm{e}=\frac{3p\phi_\mathrm{f}}{2}i_q\tag{2}$$

永磁同步电机运动方程为：

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=T_\mathrm{e}-B\omega-T_\mathrm{L}\tag{3}$$

式中：J为系统转动惯量；B为黏滞摩擦因数；T_e为电机转矩；T_L为负载转矩，本文为发动机的实际输出转矩。

1.2　发动机转矩分析

从发电机的角度分析，转矩干扰主要包含摩擦转矩和电机纹波转矩，其中摩擦转矩与转子角位置有关，电机波纹转矩基频由永磁同步电机的极对数或齿数决定。在本文研究中，由于存在发动机这一间隔做功的强干扰源，电机转矩波动对整个系统的影响可以忽略，因此仅关注发动机产生的强转矩振动。作用在发动机单缸曲轴上的激励转矩T_l主要由往复惯性转矩T_j和燃烧转矩T_c组成[24]，见式(4)。

$$\begin{cases}T_\mathrm{l}=T_\mathrm{j}+T_\mathrm{c}\\T_\mathrm{j}=m_\mathrm{s}r^2\omega^2\left(\dfrac{\lambda_\mathrm{p}}{4}\sin\omega t-\dfrac{1}{2}\sin2\omega t-\right.\\\qquad\left.\dfrac{3\lambda_\mathrm{p}}{4}\sin3\omega t-\dfrac{\lambda_\mathrm{p}^2}{4}\sin4\omega t\right)\\T_\mathrm{c}=T_0+a_{0.5}\sin\left(0.5\omega t+\varphi_{0.5}\right)+\\\qquad a_1\sin\left(\omega t+\varphi_1\right)+\cdots\end{cases}\tag{4}$$

式中：m_s为活塞连杆等效质量；r为曲柄半径；λ_p为连杆比；T_0为平均燃烧转矩；a_i为i阶转矩波动幅值；φ_i为i阶转矩波动相角。

假设发动机各缸的结构特性一致，可进一步推导出双缸发动机的转矩激励。由于发动机的连杆比λ_p一般为0.26～0.31，可略去T_j中的四次谐波项。本文研究的直列双缸发动机燃烧顺序为1→2，在点火燃烧后，两缸曲轴转角相差360°，因此2个气缸的往复惯性转矩相同，其表达式为：

$$T_{\mathrm{j},1}=T_{\mathrm{j},2}=m_\mathrm{s}r^2\omega^2\left(\frac{\lambda_\mathrm{p}}{4}\sin\omega t-\frac{1}{2}\sin2\omega t-\frac{3\lambda_\mathrm{p}}{4}\sin3\omega t\right)\tag{5}$$

直列双缸发动机往复惯性总转矩为:

$$T_m = T_{j,1} + T_{j,2} = m_s r^2 \omega^2 \left(\frac{\lambda_p}{2} \sin \omega t - \sin 2\omega t - \frac{3\lambda_p}{2} \sin 3\omega t \right) \tag{6}$$

由式(5)和式(6)可知,双缸发动机往复惯性转矩的各阶分量均为单缸的2倍,转矩叠加效应加剧了发动机的振动,且该惯性转矩的幅值与转速平方成正比,易受转速影响。同理,2个气缸的燃烧转矩相位差为360°,可得各缸发动机燃烧转矩为:

$$\begin{cases} T_{c,1} = T_0 + a_{0.5} \sin\left(0.5\omega t + \varphi_{0.5}\right) + \\ \qquad a_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1\right) + \cdots \\ T_{c,2} = T_0 + a_{0.5} \sin\left[0.5\left(\omega t + 2\pi\right) + \varphi_{0.5}\right] + \\ \qquad a_1 \sin\left[\left(\omega t + 2\pi\right) + \varphi_1\right] + \cdots \end{cases} \tag{7}$$

直列双缸发动机燃烧总转矩为:

$$T_f = T_{c,1} + T_{c,2} = 2\left[T_0 + a_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1\right) + a_2 \sin\left(2\omega t + \varphi_2\right) + \cdots\right] \tag{8}$$

可见,燃烧转矩中的半次谐波项相互抵消,但奇次谐波项和偶次谐波项依然存在,且数值增大1倍。

双缸发动机总输出转矩由往复惯性总转矩和燃烧总转矩组成,且以燃烧总转矩为主。总输出转矩为:

$$T_L = m_s r^2 \omega^2 \left(\frac{\lambda_p}{2} \sin \omega t - \sin 2\omega t - \frac{3\lambda_p}{2} \sin 3\omega t \right) + 2\left[T_0 + a_1 \sin\left(\omega t + \varphi_1\right) + a_2 \sin\left(2\omega t + \varphi_2\right) + \cdots\right] \tag{9}$$

可见,发动机输出转矩中含有丰富的谐波,其中,最显著的转矩波动为一次谐波项,其余谐波项的转矩波动幅值较小,因此在抑制发动机转矩振动时应重点针对一次谐波项进行参数设计。本文还关注了倒拖工况时的发动机转矩,该工况下发动机作为负载由电机拖动旋转,在无喷油燃烧的情况下各缸仍依次完成进气、压缩、膨胀、排气4个冲程,此时发动机虽然未做功,但仍存在惯性转矩等周期性转矩,其幅值略小于发动机燃烧做功时的输出转矩。

2 转速控制系统设计

为了实现对发动机转速波动的有效抑制,本节提出一种结合自适应反步法和重复控制的控制策略,并将其应用于永磁同步电机的矢量控制。该策略将重复控制插入永磁同步电机转速环,因此被称为自适应反步重复控制。控制系统结构框图如图2所示。

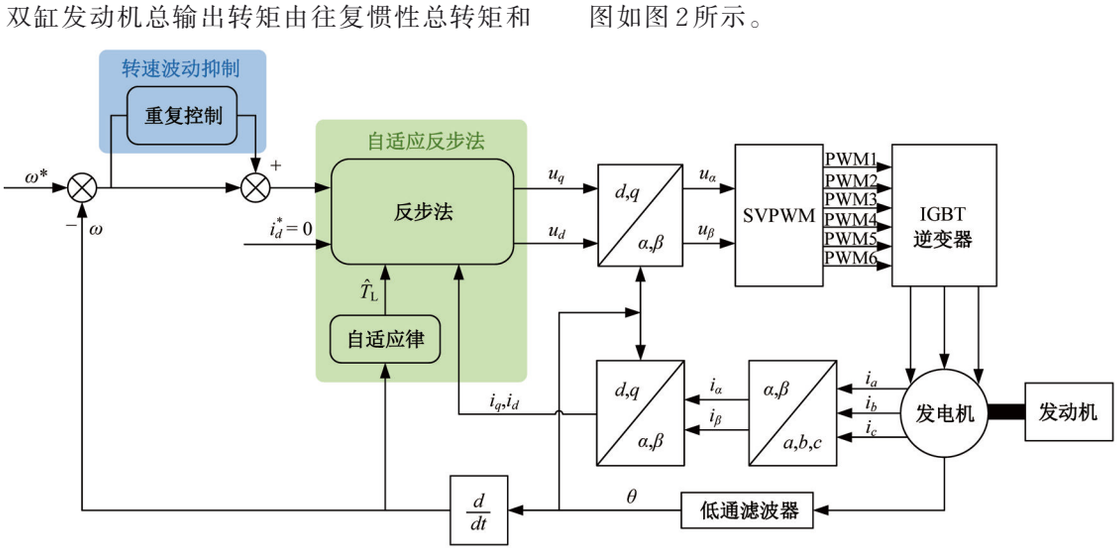

图2 控制系统结构框图

Fig. 2 Block diagramcontrol system structure

2.1 自适应反步法设计

反步法是非线性控制的常用方法[25],它基于递归思想,将高阶系统分解成若干一阶系统,将下一级系统的变量作为虚拟输入,作用于本级系统;同时,根据上一级系统建立李雅普诺夫函数,以此确保系统稳定,通过逐级推进实现对整个系统的控制。为了保证系统的响应速度和控制精度,本文设计一种自适应反步法,以保证增程器转速能快速收敛至期望转速。

首先,进行转子转速控制,定义转速误差为:

$$e_1=\omega^*-\omega \tag{10}$$

转速误差的一阶导数为：

$$\dot{e}_1=\dot{\omega}^*-\dot{\omega}=\frac{1}{J}\left(J\dot{\omega}^*-\frac{3p\phi_f}{2}i_q+T_L+B\omega\right) \tag{11}$$

由于负载转矩 T_L 不可直接测量，无法计算反步法设计的控制量，因此引入负载转矩估计值 $\hat{T}_L$，其与实际值的误差为：

$$\varepsilon=\hat{T}_L-T_L \tag{12}$$

估计值与实际值误差的一阶导数为：

$$\dot{\varepsilon}=\dot{\hat{T}}_L-\dot{T}_L \tag{13}$$

在一个采样周期内，T_L 通常稳定不变，则 $\dot{T}_L=0$，式(13)可变换为：

$$\dot{\varepsilon}=\dot{\hat{T}}_L \tag{14}$$

定义李雅普诺夫函数 V_1 为：

$$V_1=\frac{1}{2}e_1^2+\frac{1}{2\lambda}\varepsilon^2 \tag{15}$$

式中：λ 为严格正则的自适应增益。

V_1 的一阶导数为：

$$\dot{V}_1=e_1\dot{e}_1+\frac{1}{\lambda}\varepsilon\dot{\varepsilon}=\frac{e_1}{J}\left(J\dot{\omega}^*-\frac{3p\phi_f}{2}i_q+T_L+B\omega\right)+\frac{1}{\lambda}\varepsilon\dot{\varepsilon} \tag{16}$$

虚拟控制量 i_q^* 为：

$$i_q^*=\frac{2}{3p\phi_f}\left(Jk_1e_1+J\dot{\omega}^*+\hat{T}_L+B\omega\right) \tag{17}$$

将式(17)代入式(16)，可得：

$$\begin{aligned}\dot{V}_1&=\frac{e_1}{J}\left(-Jk_1e_1+T_L-\hat{T}_L\right)+\frac{1}{\lambda}\varepsilon\dot{\varepsilon}=\\&-k_1e_1^2-\frac{e_1}{J}\varepsilon+\frac{1}{\lambda}\varepsilon\dot{\varepsilon}=\\&-k_1e_1^2+\varepsilon\left(\frac{1}{\lambda}\dot{\varepsilon}-\frac{e_1}{J}\right)\end{aligned} \tag{18}$$

为了使系统保持稳定，要求 $\dot{V}_1$ 具有负定性，令 $k_1>0$，且有：

$$\frac{1}{\lambda}\dot{\varepsilon}-\frac{e_1}{J}=0 \tag{19}$$

由式(19)得到负载转矩估计值 $\hat{T}_L$ 的自适应律为：

$$\dot{\hat{T}}_L=\frac{\lambda}{J}e_1 \tag{20}$$

其次，进行 q 轴电流控制，定义 q 轴电流误差为：

$$e_2=i_q^*-i_q \tag{21}$$

q 轴电流误差的一阶导数为：

$$\dot{e}_2=\dot{i}_q^*-\dot{i}_q=\frac{1}{L}\left(L\dot{i}_q^*+Ri_q+p\omega Li_d+p\phi_f\omega-u_q\right) \tag{22}$$

定义李雅普诺夫函数 V_2 为：

$$V_2=V_1+\frac{1}{2}e_2^2 \tag{23}$$

V_2 的一阶导数为：

$$\dot{V}_2=-k_1e_1^2+e_2\dot{e}_2 \tag{24}$$

为了使 $\dot{V}_2<0$，令 $\dot{e}_2=-k_2e_2$，且 $k_2>0$，可得：

$$\dot{V}_2=-k_1e_1^2-k_2e_2^2<0 \tag{25}$$

此时系统达到稳定状态，最终的电压控制律 u_q^* 为：

$$u_q^*=Lk_2e_2+L\dot{i}_q^*+Ri_q+p\omega Li_d+p\phi_f\omega \tag{26}$$

根据系统结构框图，忽略黏滞摩擦因数 B，可得转矩扰动 T_L 到估计转矩 $\hat{T}_L$ 的传递函数为：

$$G_L=\frac{\lambda(s+k_2)}{J^2s^3+(k_1+k_2)J^2s^2+(k_1k_2J^2+\lambda)s+k_2\lambda} \tag{27}$$

转矩观测器幅频特性曲线如图3所示。

由图3可知，如果增大 λ，则幅频曲线会向右移动，此时虽然可以估计高频干扰，但对系统的高频测量噪声会更加敏感。根据连续系统离散化原理，不当的离散化操作可能导致系统发散。为了防止系统变得不稳定，需选取合适的 λ，以准确观测转矩的低频和常值分量。由于转矩的中高频成分难以观测，自适应反步法并未完全消除增程器的转速波动。

最后，进行 d 轴电流控制，定义 d 轴电流误差为：

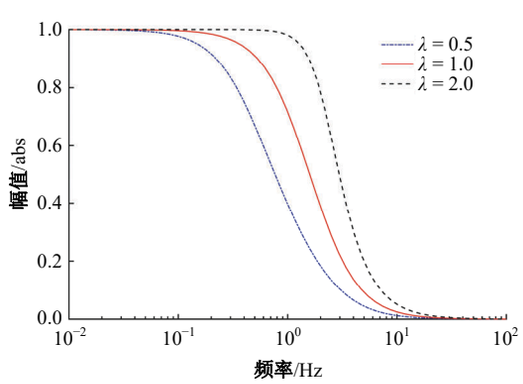

图 3　转矩观测器幅频特性曲线

Fig. 3　Amplitude-frequency characteristic curve of torque observer

$$e_3 = i_d^* - i_d \tag{28}$$

由于$i_d^* = 0$,d轴电流误差的一阶导数为:

$$\dot{e}_3 = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d = \frac{1}{L}\left(Ri_d - p\omega L i_q - u_d\right) \tag{29}$$

定义李雅普诺夫函数V_3为:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_3^2 \tag{30}$$

V_3的一阶导数为:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3\dot{e}_3 \tag{31}$$

为了使$\dot{V}_3 < 0$,令$\dot{e}_3 = -k_3 e_3$,且$k_3 > 0$,可得:

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 < 0 \tag{32}$$

此时系统达到稳定状态,其电压控制律u_d^*为:

$$u_d^* = Lk_3 e_3 + Ri_d - p\omega L i_q \tag{33}$$

2.2 重复控制器设计

2.2.1 控制器结构设计

通过上文分析可知,发动机输出转矩T_L的周期性波动导致自适应反步法无法实现无静差跟踪,转速波动仍然存在。为了抑制T_L引起的稳态误差,亟需一种能够抑制周期性扰动的转速环控制方法。为此,提出一种用于永磁同步电机转速环的插入式重复控制器,以抑制发动机转矩振动引起的周期性干扰。重复控制通过引入任意周期性信号的内部模型,利用上一周期的误差生成当前控制量,以抑制周期性信号;其原理是在干扰信号的基频及倍频处提供较高的增益,在其他频率处则不额外增加增益,从而在理论上实现零稳态误差[26]。在使用重复控制器时,通常在该内部模型中插入一个低通滤波器,其目的是以牺牲零稳态误差为代价提高重复控制器的稳定性。重复控制器结构如图4所示,其中e_1为转速误差信号,k_{rc}为重复控制增益,z^{-N}为重复控制器延时,N为系统采样频率f_s与干扰信号基频f_0的比值,z^l为超前环节,$Q(z)$为低通滤波器,$C(z)$为补偿器,u_{rc}为重复控制器的输出量。

由于重复控制器的验证通常借助数字信号设备完成,其设计过程将在离散域进行讨论。

重复控制器在离散域的传递函数为:

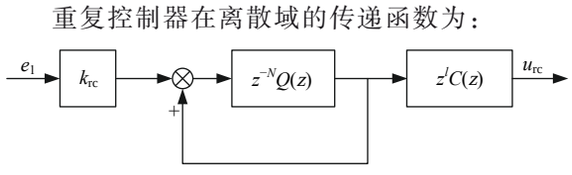

图4 重复控制器结构

Fig. 4 Repetitive controller structure diagram

$$G_{RC}(z) = \frac{k_{rc}z^{-(N-l)}Q(z)C(z)}{1 - z^{-N}Q(z)} \tag{34}$$

2.2.2 控制器参数设计

(1)N的设计。不同于其他重复控制应用,本文需抑制的发动机转矩振动频率会随着发动机转速变化而改变,因此N也需要随转速变化。以双缸发动机为例,其在一次循环中曲轴共旋转720°,两缸各做功一次,即发动机曲轴每旋转一周会出现一次转矩波动。因此,本文要抑制的周期性扰动本质上是一个与角位置相关的转矩扰动,角位置的基频为1/360°。由于曲轴旋转360°的时间$t = 2\pi/\omega$,可得N的表达式为:

$$N = \mathrm{round}\left(\frac{2\pi f_s}{\omega}\right) \tag{35}$$

式中:round(x)为四舍五入函数。

本文主要抑制1 000 r/min以下的增程器转速波动,此时$N > 60$。当N四舍五入后,重复控制的基频会偏离实际值,但由于仍在重复控制的高增益作用区间内,因此该控制方法依然能有效抑制增程器转速波动。

(2)$Q(z)$的设计。为了提高系统的稳定裕度,$Q(z)$通常采用2种形式:略小于1的常数或低通滤波器。与略小于1的常数相比,采用低通滤波器的重复控制器可以更有效地抑制截止频率内的周期干扰,并保证系统的鲁棒性[27]。但一般的低通滤波器会带来相位滞后的问题,且难以精确补偿,控制效果。为此,本文选取一种零相位低通滤波器,其表达式为:

$$Q(z) = az + b + az^{-1} \tag{36}$$

式中:$2a + b = 1$。

该滤波器具有零相位的特点,避免了补偿滤波器相位滞后这一复杂且不精准的过程,在转速变化时无需对相位补偿进行修改。图5为b取不同数值时低通滤波器$Q(z)$的伯德图,可见在一定频率范围内,该滤波器的幅值增益为1,其相位接近于零;当$b = 0.9$时,其高频响应迅速,易满足系统在高频时的稳定要求,因此本文选取$b = 0.9$。式(36)可变换为:

$$Q(z) = 0.05z + 0.9 + 0.05z^{-1} \tag{37}$$

(3)k_{rc}的设计。k_{rc}为重复控制器增益,反映了重复控制的收敛速度,其数值越大,收敛速度越快,抑制干扰的效果也越好。但k_{rc}过大会导致系统不稳定,因此选值要适中。

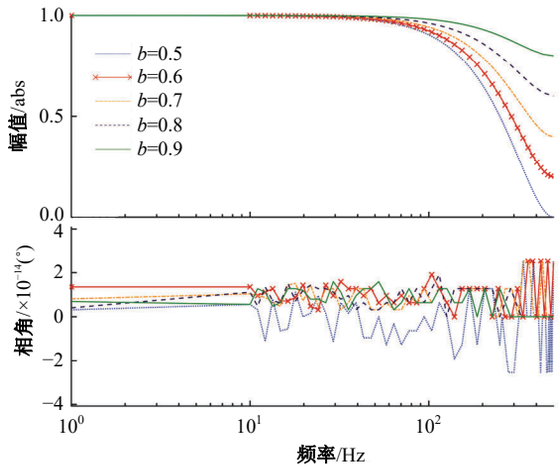

图 5　低通滤波器 $Q(z)$ 的伯德图

Fig. 5　Bode plot of low-pass filter $Q(z)$

(4)$z^lC(z)$的设计。$C(z)$的作用为对中低频增益进行校正，并对高频进行衰减。为了不引入额外的相位滞后，本文将其设计为零相位低通滤波器，表达式为：

$$C(z)=0.05z+0.9+0.05z^{-1} \tag{38}$$

z^l的作用为补偿整个系统中被控对象 $G(z)$ 及其他环节引起的相位滞后。由于本文选择的 $C(z)$ 为零相位低通滤波器，只需令 $z^lG(z)$ 的总相位补偿为零。

为了分析系统特性，对带有自适应反步重复控制的永磁同步电机矢量控制系统进行简化。系统结构框图如图 6 所示，其中 $G_{RC}(z)$ 为重复控制器传递函数；$G_B(z)$ 为近似代替自适应反步法传递函数的线性函数；$G(z)=1.5p\phi_fG_i(z)$，$G_i(z)$ 为电流环传递函数；$G_1(z)=1/(Js+B)$。

原系统的特征方程为：

$$P(z)=1+G_B(z)G(z)G_1(z) \tag{39}$$

图 6 中，从 ω^* 到 e 的误差衰减函数 $G_{ea}(z)$ 以及从 T_L 到 ω 的干扰抑制函数 $G_{ds}(z)$ 分别见式(40)、式(41)。

$$G_{ea}(z)=\frac{1}{P(z)}\times\frac{z^N-Q(z)}{z^N-Q(z)\left[1-k_{rc}z^lC(z)M(z)\right]} \tag{40}$$

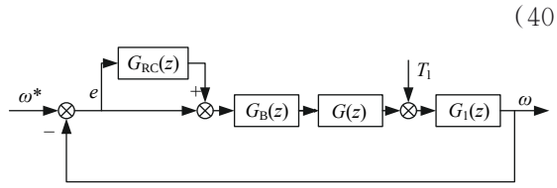

图 6　系统结构框图

Fig. 6　System structure diagram

$$G_{ds}(z)=\frac{1}{P(z)}\times\frac{G_1(z)\left[z^N-Q(z)\right]}{z^N-Q(z)\left[1-k_{rc}z^lC(z)M(z)\right]} \tag{41}$$

式中：$M(z)$ 为引入重复控制前(即原控制系统)的闭环传递函数，其定义见式(42)。

$$M(z)=\frac{G_B(z)G(z)G_1(z)}{1+G_B(z)G(z)G_1(z)} \tag{42}$$

由式(40)～(42)可知，若要准确跟踪期望值 ω^* 或完全抑制干扰 T_L，需满足 $z^N-Q(z)=0$；采用理想重复控制器时，则为 $z^N-1=0$。图 7 为 $z^N-Q(z)=0$ 和 $z^N-1=0$ 幅频特性曲线对比。

由图 7 可知，在理想状态下，重复控制使输入信号的基频及其倍频处的增益归零，此时周期干扰主要集中于低频。引入低通滤波器 $Q(z)$ 来滤除高频极点虽然增强了系统的稳定性，但也降低了系统高频抑制性能。图 7 中，高频处 $z^N-Q(z)$ 的增益不再等于零，而是略大于零的小数。

通过对自适应反步重复控制的设计，最终得到系统控制量，即 dq 轴的控制电压为：

$$\begin{cases} u_q^*=Lk_2e_2+L\dot{i}_q^*+Ri_q+p\omega Li_d+p\phi_f\omega,\ k_2>0 \\ u_d^*=Lk_3e_3+Ri_d-p\omega Li_q,\ k_3>0 \end{cases} \tag{43}$$

q 轴电流给定值为：

$$i_q^*=\frac{2}{3p\phi_f}\left[Jk_1(e_1+u_{rc})+J\dot{\omega}^*+\hat{T}_L+B\omega\right],\ k_1>0 \tag{44}$$

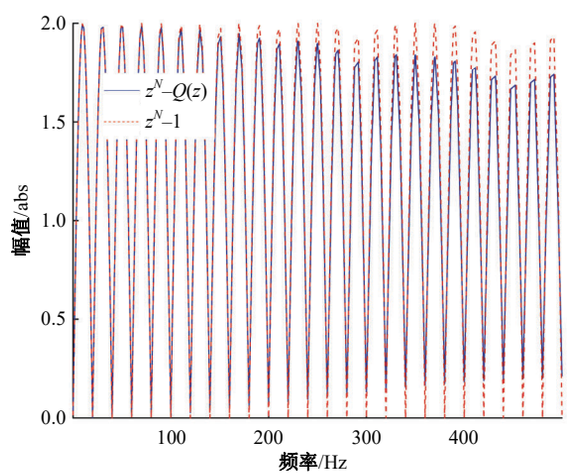

图 7　$z^N-Q(z)=0$ 和 $z^N-1=0$ 时间幅频特性曲线对比

Fig. 7　Comparison of amplitude frequency characteristic curves between $z^N-Q(z)=0$ and $z^N-1=0$

2.3 稳定性和鲁棒性分析

2.3.1 稳定性证明

转速误差传递函数为:

$$e(z)=\frac{\omega^*(z)-T_eG_1(z)}{1+\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G(z)G_1(z)}=\frac{1}{P(z)}\times\frac{\left[z^N-Q(z)\right]\left[\omega^*-T_eG_1(z)\right]}{z^N-Q(z)\left[1-k_{rc}z^lC(z)M(z)\right]} \tag{45}$$

由上文可知,原系统$M(z)$具有良好的稳定性,其特征方程$P(z)=0$的根均在z平面的单位圆内。为了保证整个系统的稳定性,根据离散系统的稳定性判据,令特征方程的所有根位于单位圆内,此时系统必然稳定,则有:

$$\left\|Q(z)\left[1-k_{rc}z^lC(z)M(z)\right]\right\|<1 \tag{46}$$

2.3.2 鲁棒性证明

当系统受到干扰时,有:

$$G_\Delta(z)=G(z)\left[1+\Delta(z)\right] \tag{47}$$

此时系统的特征方程$P_\Delta(z)$为:

$$\begin{aligned}P_\Delta(z)&=1+\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G_\Delta(z)G_1(z)=\\&1+\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G(z)G_1(z)+\\&\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G_1(z)\Delta(z)=\\&P_1(z)\left[1+S(z)\Delta(z)\right]\end{aligned} \tag{48}$$

式中:$P_1(z)=1+\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G(z)G_1(z)$,$S(z)=\dfrac{\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G_1(z)}{1+\left[1+G_{RC}(z)\right]G_B(z)G(z)G_1(z)}$。

由于在重复控制器作用下系统具有稳定性,因此$P_1(z)=0$的根均在z平面的单位圆内。若假设$\Delta(z)$稳定且有界,则根据小增益定理,保证当前系统稳定的一个充分条件为:

$$\left\|\Delta(z)S(z)\right\|_\infty<1 \tag{49}$$

通过上述分析可知,重复控制器各参数的设计受式(46)和式(49)约束,且直接影响系统的稳定性和鲁棒性。低通滤波器带宽过小会影响重复控制器的性能,过大则会使系统不稳定,因此低通滤波器的设计应综合考虑控制性能和稳定性。

3 仿真验证及结果分析

本节介绍在AMESim中搭建的仿真模型及其速度特性。AMESim软件作为工程系统仿真高级建模环境,考虑了摩擦、介质特性、环境温度等因素,所建立的仿真环境高度贴近真实系统。因此,本文采用Simulink和AMESim联合仿真的方式,针对倒拖和发动机启动2种工况展开仿真实验,以验证所提控制策略的有效性。

3.1 模型搭建

为了验证所提控制策略的效果,在AMESim中搭建了高仿真度的增程器模型。该模型主要由两缸四冲程汽油发动机和永磁同步电机2部分组成,发动机的喷油脉宽、喷油提前角、点火提前角以及喷油正时等参数均由MAP表提供。增程器系统模型如图8所示。

为验证模型精度,在1 000~5 000 r/min内选取20%、40%、60%、80%、100%共5个负荷率,对转矩、摩擦转矩、机械效率、功率、有效热效率以及油耗率等主要速度特性进行验证[28]。基于AMESim仿真的发动机速度特性如图9所示,结果表明,所搭建的高频发动机模型能够有效反映真实发动机的速度特性。永磁同步电机参数如表1所示,发动机参数如表2所示。

3.2 仿真验证

3.2.1 倒拖工况下的仿真验证

发动机初始转速设置为800 r/min;自适应反步法的参数设置为$k_1=20$、$k_2=100$、$k_3=50$、$\lambda=2$;重复控制器的参数设置为$k_{rc}=0.3$、$l=6$;仿真步长和控制周期均设置为0.001 s。倒拖工况下的仿真验证如图10所示。

图10(a)展示了电机倒拖发动机工况下的仿真结果:在0~25 s时采用自适应反步法控制,受发动机转矩振动影响,转速纹波为110 r/min;在25~50 s时加入重复控制器,转速纹波迅速降低,稳定后降至14 r/min。可见,本文方法可使发动机转速快速跟踪期望转速,大幅降低发动机转速纹波,稳态误差较小,显著提升平稳性。图10(b)展示了自适应反步法对负载转矩的估计结果,负载转矩最终收敛于47 N·m。对比图10(c)和图10(d)可知,引入重复控制器前,转速经快速傅里叶变换(Fast Fourier transform,FFT)后,一次、二次、三次谐波分量分别为直流分量的4.5%、3.2%和1.6%,总谐波失真(Total harmonic distortion,THD)为5.79%;而引入重复控制器后,对应谐波分量降至直流分量的0.02%、0.09%和0.25%,THD降至0.43%,说明转速波动的谐波成分均被有效抑制,从侧面验证了本文所提方法

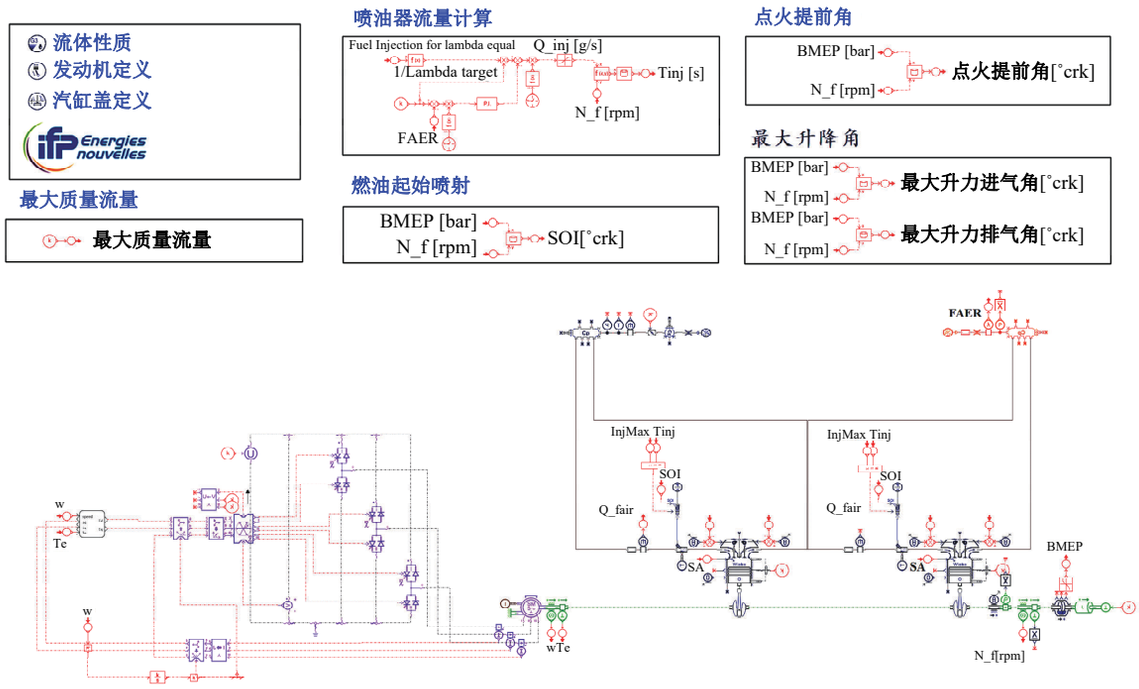

图 8　增程器系统模型

Fig. 8　Range extender system model

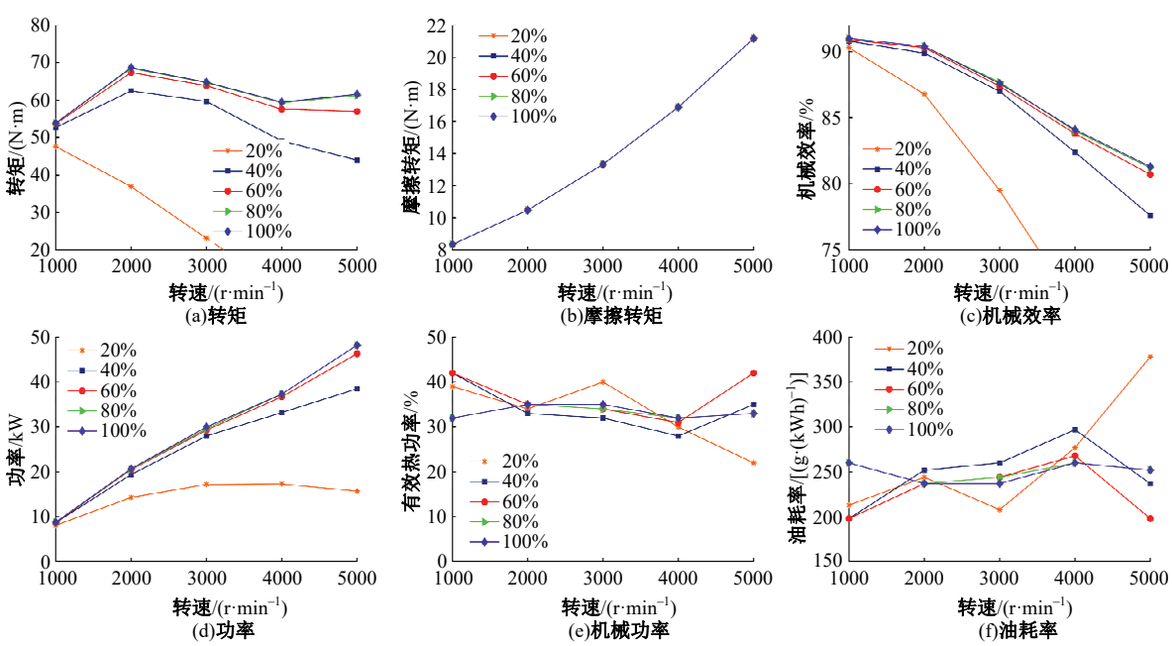

图 9　基于 AMESim 仿真的发动机速度特性

Fig. 9　Engine speed characteristics based on AMESim simulation

的有效性。需要注意，图 10(d)显示高次谐波的抑制效果弱于低次谐波，这是因为引入的低通滤波器 $Q(z)$ 降低了系统高频抑制性能。

3.2.2　发动机启动工况下的仿真验证

发动机启动工况下的仿真验证如图 11 所示。电机倒拖发动机 5 s 后，发动机喷油点火。在此工况下，发动机燃烧做功导致转矩振动更加剧烈，增程器转速波动显著增大，如图 11(a)所示。在 0～25 s 时采用自适应反步法控制，此时转速波动为 220 r/min；在 25～50 s 时加入重复控制器，转速波动迅速减小，最终降至 11 r/min。图 11(b)为自适应反步法对负载转矩的估计结果，负载转矩在发动机启动后突然降低，随后收敛于 12 N•m。对比图 11(c)和图 11(d)的 FFT 结果可知，引入重复控

表1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	数值
相电感/H	0.000 7
相电阻/Ω	0.070 0
磁通/Wb	0.070 0
极对数	4.000 0
转动惯量/(kg•m^2)	0.100 0
黏滞摩擦因数	0.001 0

表2 发动机参数

Table 2 Engine parameters

参数	数值
活塞行程/mm	88.20
曲柄半径/mm	44.10
气缸直径/mm	80.50
连杆长度/mm	129.75
压缩比	10.50
总排量/L	0.90

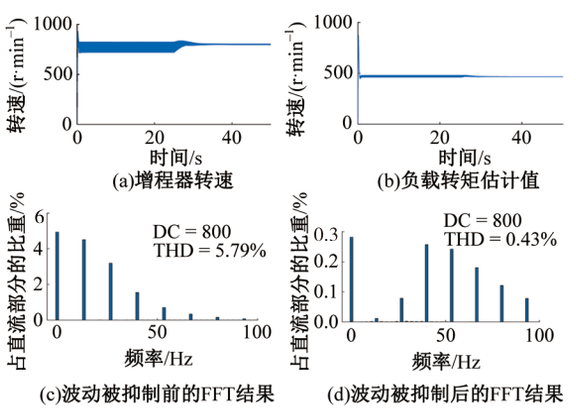

图10 倒拖工况下的仿真验证

Fig. 10 Simulation verification under reverse towing conditions

制器前,转速的一次、二次、三次谐波分量分别为直流分量的9.7%、3.8%和1.1%,THD为10.35%;而引入重复控制器后,对应谐波分量降至直流分量的0.09%、0.16%和0.23%,THD降至0.39%,说明在发动机启动工况下转速波动的谐波成分仍被有效抑制,从侧面验证了本文所提方法的有效性。

在发动机启动工况下,在25 s时期望转速从800 r/min上升至1 000 r/min,重复控制器能够不受发动机转速变化的影响,自动调节控制器参数,因此能在不同转速下有效抑制发动机转速波动,保持发动机平稳运行。期望转速阶跃变化时的增程器转速如图12所示。

3.2.3 重复控制器中N的取值范围

在重复控制器中,N与采样频率f_s和周期干

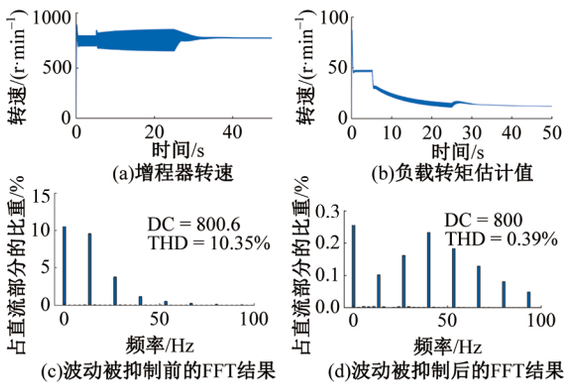

图11 发动机启动工况下的仿真验证

Fig. 11 Simulation verification under engine starting conditions

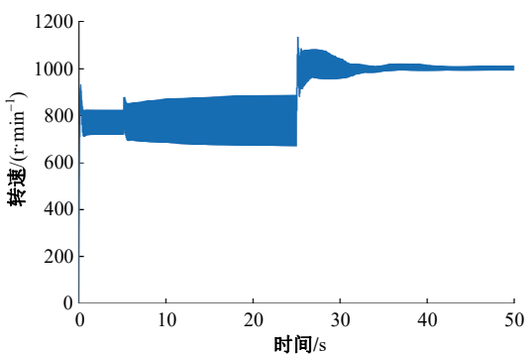

图12 期望转速阶跃变化时的增程器转速

Fig. 12 Range extender speed when expected speed step changes

扰信号基频f_0有关,表示一个干扰周期内的采样点数。一个系统受到的周期干扰通常是固定的,因此N完全由采样频率(控制节拍)决定。采样频率越大,N也越大,理论上控制效果越好,但存储的数据量随之增多,控制量变化频繁;反之,采样频率越小,需处理的数据量越少,但控制效果会变差。在本文研究中,系统受到的周期转矩扰动还与增程器角速度ω有关,因此N值可表示为$N=\mathrm{round}\left(2\pi f_s/\omega\right)$。本文研究的增程器转速为600~1 000 r/min,当被控系统的采样频率为1 kHz时,重复控制器N对应为60~100,该区间在实际应用中通常可行且易实现。若提高系统的采样频率,则系统特性将更接近连续系统,此时控制器的控制效果会更好;反之,降低采样频率,控制效果会变差。将系统的采样频率调整为f_s=500 Hz,期望转速设定为800 r/min,并通过调参得到倒拖工况下的优化结果,与原采样频率f_s=1 kHz的结果进行对比。不同采样频率下倒拖工况时的转速抑制效果对比如图13所示。

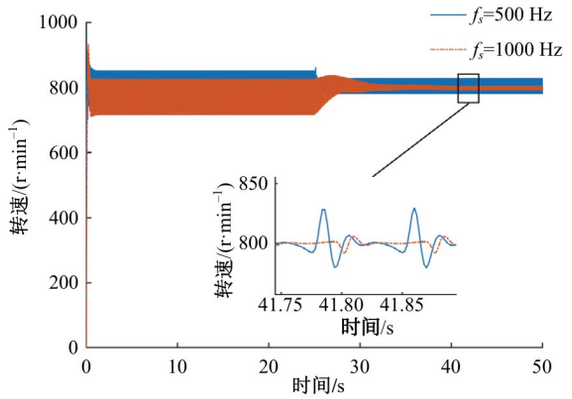

图 13　不同采样频率下倒拖工况时的转速抑制效果对比

Fig. 13　Comparison of speed suppression effect under reverse towing condition with different sampling frequencies

由图 13 可知，系统在 25 s 前采用自适应反步法控制，25 s 后加入重复控制器。当采样频率降至 500 Hz 时，重复控制器的 N 减小，此时虽然减少了数据存储量，但也降低了控制效果。因此，在工程应用中，需合理选取采样频率，使 N 处于合适的数值范围，实现控制效果与资源利用平衡。

4　结束语

本文针对增程器系统转速波动较大的问题，提出一种自适应反步法和重复控制相结合的转速波动抑制方案。首先，从频谱分析角度分析发动机的输出转矩，确定发动机转矩中的周期性成分。其次，利用自适应反步法控制同轴发电机，使增程器转速系统具备基础的跟踪特性和扰动抑制特性。最后，利用发动机转矩的周期特性设计重复控制器，实现对增程器转速波动的实时抑制。仿真结果表明，本文所提控制策略能够有效抑制增程器转速波动，即通过发电机生成的补偿转矩可以使转速快速跟踪期望转速，同时大幅降低转速波动，且对发电机组瞬态性能的提升和增程式电动汽车舒适性的改善具有一定参考意义。未来考虑将发动机控制器和电机控制器相结合，进一步验证和应用本文提出的控制器设计方法。

参考文献：

[1] Sohn J, Sunwoo M, Min K, et al. Power management strategy for the 48 V mild hybrid electric vehicle based on the charge-sustaining control[J]. International Journal of Automotive Technology, 2019, 20(1): 37-49.

[2] 刘汉武，雷雨龙，阴晓峰，等. 增程式电动汽车增程器多点控制策略优化[J]. 吉林大学学报：工学版，2022，52(8)：1741-1750.
Liu Han-wu, Lei Yu-long, Yin Xiao-feng, et al. Optimization of multi-point control strategy of range extender for extended range electric vehicles[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2022, 52(8): 1741-1750.

[3] Guanetti J, Formentin S, Corno M, et al. Optimal energy management in series hybrid electric bicycles [J]. Automatica, 2017, 81: 96-106.

[4] Qin Y C, Tang X L, Jia T, et al. Noise and vibration suppression in hybrid electric vehicles: State of the art and challenges[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2020, 124:No. 109782.

[5] Basma H M, Mansour C, Halaby H, et al. Methodology to design an optimal rule based energy management strategy using energetic macroscopic representation: Case of plug-in series hybrid electric vehicle[J]. Advanced in Automobile Engineering, 2018, 7(3): No. 1000188.

[6] 张立军，阚毅然，孟德建，等. 内燃机式增程器扭转振动的建模与分析[J]. 汽车工程，2018，40(9)：1101-1109.
Zhang Li-jun, Kan Yi-ran, Meng De-jian, et al. Modeling and analysis of torsional vibration of internal combustion engine range extender[J]. Automotive Engineering, 2018, 40(9): 1101-1109.

[7] Wellmann T, Govindswamy K, Tomazic D. Impact of the future fuel economy targets on powertrain, driveline and vehicle NVH development[J]. SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH, 2017, 1(2): 428-438.

[8] Hooper P R. Low noise, vibration and harshness solutions for in-line three-cylinder range extender and hybrid electric vehicles[J]. International Journal of Engine Research, 2021, 22(2): 581-591.

[9] Shen Y, Wang Y, Meng B, et al. Cooperative control strategy of power following-speed switching in a range extender electric vehicle APU[J]. China Mechanical Engineering, 2015, 26(12): 1690-1696.

[10] Banarezaei S, Shalchian M. Design of a model-based fuzzy-PID controller with self-tuning scaling factor for idle speed control of automotive engine[J]. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of

Electrical Engineering, 2019, 43(1): 13-31.

[11] Siva P V N, Bharath K V, Sampath D, et al. Implementation of Neural Network-based PID Controller for Speed Control of an IC Engine[M]. Berlin:Springer Nature, 2022.

[12] Howell M N, Best M C. Online PID tuning for engine idle-speed control using continuous action reinforcement learning automata[J]. Control Engineering Practice, 2000, 8(2): 147-154.

[13] Li X Q, Yurkovich S. Sliding mode control of delayed systems with application to engine idle speed control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(6): 802-810.

[14] Hu X S, Zhang X Q, Tang X L, et al. Model predictive control of hybrid electric vehicles for fuel economy, emission reductions, and inter-vehicle safety in car-following scenarios[J]. Energy, 2020, 196: No. 117101.

[15] 熊文羽, 王树林, 叶杰, 等. 增程器用天然气发动机转速双闭环自适应控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(7): 1623-1630.
Xiong Wen-yu, Wang Shu-lin, Ye Jie, et al. Natural gas engine speed double closed loop adaptive control for range extender[J]. Control and Decision, 2020, 35(7): 1623-1630.

[16] Norouzi A, Heidarifar H, Shahbakhti M, et al. Model predictive control of internal combustion engines: a review and future directions[J]. Energies, 2021, 14(19): No. 14196251.

[17] Wang H J, Leng J W. Summary on development of permanent magnet synchronous motor[C]//2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Shenyang, China, 2018:689-693.

[18] Hu M H, Jiang G C, Fu C Y, et al. Torque coordinated control in engine starting process for a single-motor hybrid electric vehicle[J]. Advances in Mechanical Engineering, 2017, 9(7): No. 1687814017705965.

[19] 白书杰, 魏长银, 陈勇, 等. 三缸发动机式增程器扭转振动模糊PID主动抑制[J]. 噪声与振动控制, 2022, 42(2): 51-58.
Bai Shu-jie, Wei Chang-yin, Chen Yong, et al. Three cylinder engine range extender torsional vibration fuzzy PID active suppression[J]. Noise and Vibration Control, 2022, 42(2): 51-58.

[20] Xiong W Y, Ye J, Gong Q, et al. A range-extender engine speed control strategy with generator torque as an auxiliary input[J]. Control Engineering Practice, 2020, 103: No. 104596.

[21] Zhang X, Liu H, Zhan Z B, et al. Modelling and active damping of engine torque ripple in a power-split hybrid electric vehicle[J]. Control Engineering Practice, 2020, 104: No. 104634.

[22] Zhang J Y, Hu S, Ju L Y, et al. Active vibration control strategy for online application in a range extender [J]. IEEE Access, 2023, 11: 26686-26702.

[23] Zhu G, Dessaint L A, Akhrif O, et al. Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(2): 346-355.

[24] Hmida A, Hammami A, Chaari F, et al. Effects of misfire on the dynamic behavior of gasoline engine crankshafts[J]. Engineering Failure Analysis, 2021, 121(1): No. 105149.

[25] Zhang S, Wang C, Zhang H, et al. Dynamic analysis and bursting oscillation control of fractional-order permanent magnet synchronous motor system[J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2022, 156: No. 111809.

[26] Hara S, Yamamoto Y, Omata T, et al. Repetitive control system: A new type servo system for periodic exogenous signals[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1988, 33(7): 659-668.

[27] 田桂珍, 卢栋, 刘广忱, 等. 基于零相位低通滤波器的混合储能平抑直驱风电机组功率波动控制策略的研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(6): 72-78.
Tian Gui-zhen, Lu Dong, Liu Guang-chen, et al. Research on power fluctuation control strategy of hybrid energy storage based on zero-phase low-pass filter for direct drive wind turbines[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(6): 72-78.

[28] 刘圣华, 周龙保. 内燃机学[M]. 4版. 北京: 机械工业出版社, 2017.