

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2018.06.008

基于降维负载转矩观测器的调速系统控制技术研究

洋 婷, 黄 建, 王 贯, 邹志勤, 霍希建

(北京自动化控制设备研究所, 北京 100074)

摘 要:针对高精度电动燃油调速系统在负载突变工作时燃油增压与燃油流量调节的稳定性问题,研究了前馈补偿控制策略,提出了一种基于降维负载转矩观测器的抗负载扰动控制方法。该方法实时对电动调速系统的同步电机输出转速与负载转矩进行观测,并将观测到的负载转矩补偿到同步电机交轴电流,实现闭环调速控制,从而避免了负载扰动影响系统输出转速,减小电动燃油泵对燃油的压力与流量的影响。仿真和试验结果表明,在快速加载与卸载实验条件下所提出的方法的正确性与可行性。

关键词:永磁同步电机;调速系统;负载转矩观测器;电动燃油泵

中图分类号:U666.12

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2018)06-0053-07

Research on Control Technology of Speed Control System Based on Reduced-Dimensional Load Torque Observer

YANG Ting, HUANG Jian, WANG Guan, ZOU Zhi-qin, HUO Xi-jian

(Beijing Institute of Automatic Control Equipment, Beijing 100074, China)

Abstract: To solve the stability problem of the high-precision electric fuel pump speed control system during fuel load regulation and fuel flow regulation under abrupt load variation, the feedforward compensation control strategy is studied and a control method against load disturbance based on the reduced-dimensional load torque observer is proposed. By this method the synchronous motor output speed and the load torque of the electric fuel pump speed control system can be observed in real time. The observed load torque is used for the compensation of the synchronous motor cross-axis current to realize closed-loop speed control, thereby avoiding the effect brought by the load disturbance on the system output speed and reducing the influence of the electric fuel pump on the fuel pressure and flow. The simulation and experimental results show the correctness and feasibility of the proposed method under the conditions of fast loading and unloading experiments.

Key words: PMSM; Speed control system; Load torque observer; Electric fuel pump

0 引言

未来飞行器要求具有空间结构紧凑、飞行速度快、作战半径大、突防能力强、攻击精度高、作战效能大的特点,电动燃油调速系统作为飞行器发动机

的关键设备,其性能直接决定飞行器系统的动态品质与可靠性^[1]。随着多电和全电燃气涡轮发动机的快速发展,出现了使用电动机提供动力的电动齿轮燃油泵^[2]。通过直接控制电机控制器得到可以调节的电机转速,再通过电机带动齿轮泵同步旋转为发

收稿日期:2018-05-09;修订日期:2018-08-03

基金项目:国家自然科学基金(51777013);国家自然科学基金青年基金(61603051)

作者简介:洋婷(1993-),女,硕士,主要从事电动伺服方面的研究。E-mail:yangting0033@126.com

动机泵油,从而使得发动机需油规律与燃油泵供油规律相匹配,极大地提高了电动燃油泵的系统效率。高性能飞行器的发动机对燃油流量变化有严格的要求,这就要求在负载变化的情况下,高速段电机的转速跳变不能超过1.5%,负载扰动不仅对永磁同步电机稳速精度有影响,而且影响着整个控制系统的动态性能和稳定性等关键指标^[3-4],传统的比例积分微分(Proportion-Integral-Derivate, PID)控制算法已经不能满足当前飞行器性能要求。

针对抗负载扰动的问题,文献[5]提出了引入负载转矩的前馈补偿,转换成两自由度控制系统,但是直接测量负载转矩,会增加系统成本,并且仪器精度和响应速度都会影响负载转矩的测量。受飞行器空间结构的限制,采用非接触式的状态观测器对负载转矩进行观测是一个很好的选择。目前负载转矩的观测主要有模型参考自适应法、滑模观测器法、卡尔曼滤波器法等^[6-8],在处理器系统小型集成化条件下,运算量与控制效果没有实现最优化,尤其是多同步电机集成控制系统。本文结合矢量控制方法,研究了前馈补偿的控制策略,提出了一种基于降维负载转矩观测器的抗负载扰动控制方法。通过仿真和试验结果表明,在快速加载与卸载实验条件下所提出的方法的正确性与可行性。

1 永磁同步电机数学模型

高精度电动泵调速系统一般采用永磁同步电机,永磁同步电机具有转矩脉动小、调速精度高等特点。

1.1 永磁同步电机简化数学模型

由于电机在转动的过程中,定子绕组和转子磁极之间会产生相互影响,电磁关系十分复杂,所以很难直接建立永磁同步电机的精确数学模型。为方便数学模型的推导,便需要忽略掉一些影响小的次要因素,在电机建模时进行了理想化近似^[9]:

- 1) 忽略三相电流产生高次谐波对磁势的影响;
- 2) 忽略磁滞效应造成的损耗,忽略涡流和铁芯的饱和情况;
- 3) 忽略外界环境(如温度等)对电机参数(绕组电阻和电感)的影响,即电机参数固定不变;
- 4) 忽略定子绕组和永磁体的阻尼作用。

1.2 坐标变换及 $d-q$ 轴系下永磁同步电机数学模型

在 $A-B-C$ 三相坐标系下,可由电压、磁链、转矩方程式共同构成永磁同步电动机数学模型。但要

对电机控制机理进行分析,就必须对电机模型进行解耦。运用矢量变换原理,将 $A-B-C$ 坐标下的数学模型先经过 CLARK 变换到 $\alpha-\beta$ 坐标系,再通过 PARK 变换到 $d-q$ 坐标系。从而将三相静止坐标系下的 i_A, i_B, i_C 三相电流,分解成为两相旋转坐标系下电流的转矩和励磁分量,解耦过程如图 1 所示。

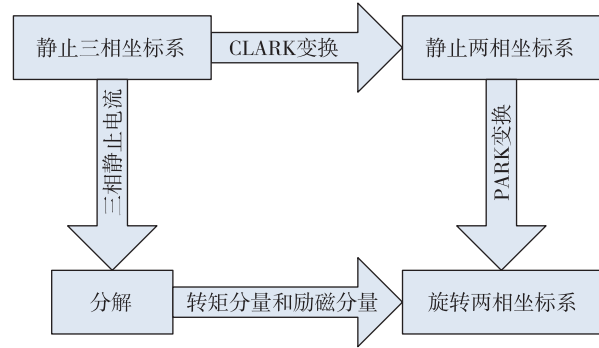


图 1 坐标变换原理图

Fig. 1 Coordinate transformation schematic

在保证电机输出功率恒定的条件下,实现了电机数学模型的解耦简化,并且定子和转子磁动势相对恒定^[10]。利用坐标变换原理,对电机的数学模型进行简化,电机数学模型经过 CLARK 和 PARK 两次坐标变换,转换到 $d-q$ 坐标下,经过坐标变换后,在旋转两相坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \\ U_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega\psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_d 和 U_q 为定子电压分量; R_s 为绕组的阻值; p 为微分算子; ω 为旋转角速度; ψ_q 和 ψ_d 为交直轴磁链,为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中, L_d 和 L_q 为电枢电感; i_d 和 i_q 为定子电流分量; ψ_f 代表转子磁链。

$$T_e = n_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3)$$

式中, n_p 代表电机极对数。

结合式(3)可得:

$$T_e = n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

对于旋转坐标系下的电机数学模型,由式(4)可以看出,电机转矩分为两部分,一部分为定子电流的转矩分量和磁链相互作用产生,另一部分为定子电流的励磁分量和转矩分量共同作用产生,两部分都和 i_q 成正比,因此转矩大小和定子电流的转矩分量也为正比关系。同时,励磁分量 i_d 可以控制定子磁链,因此可利用它来削弱转子磁场。

此处选择 $i_d = 0$ 的控制方式,于是转矩方程可以简化为以下形式,转矩的变化只与 q 轴电流有关,这可以在转矩方程中实现 i_d 与 i_q 的解耦,简化了控制算法。

$$T_e = n_p \psi_f i_q \quad (5)$$

2 降阶状态观测器原理及设计

2.1 降阶状态观测器分析

考虑到系统的输出中已经包含有系统状态的部分信息,因此直接利用这部分信息可以构造出维数低于被估计系统的状态观测器^[11]。设被估系统为 n 维线性定常系统,状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (6)$$

其中, \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 和 \mathbf{C} 分别为 $n \times n$ 、 $n \times r$ 和 $m \times n$ 阶实矩阵,且假设 (\mathbf{A}, \mathbf{C}) 能观测, \mathbf{C} 为满秩矩阵。

任取 $(n-m) \times n$ 阶常阵 \mathbf{R} ,使得 $n \times n$ 阶矩阵 \mathbf{Q} 非奇异。

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{m \times n} \\ \mathbf{R}_{(n-m) \times n} \end{bmatrix} \quad (7)$$

则有

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \mathbf{Q}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C}\mathbf{Q}^{-1} = [\mathbf{I}_m \quad \mathbf{0}] \quad (8)$$

其中, $\bar{\mathbf{A}}_{11}$ 、 $\bar{\mathbf{A}}_{12}$ 、 $\bar{\mathbf{A}}_{21}$ 、 $\bar{\mathbf{A}}_{22}$ 分别为 $m \times m$ 、 $m \times (n-m)$ 、 $(n-m) \times m$ 、 $(n-m) \times (n-m)$ 阶矩阵, $\bar{\mathbf{B}}_1$ 和 $\bar{\mathbf{B}}_2$ 分别为 $m \times r$ 和 $(n-m) \times r$ 阶矩阵。由以上可知,在线性非奇异变换 $\mathbf{x} = \mathbf{Q}\mathbf{x}$ 下,被估计系统代数等价于以下系统

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_1 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} u \\ \mathbf{y} = [\mathbf{I}_m \quad \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} = \mathbf{x}_1 \end{cases} \quad (9)$$

其中, \mathbf{x}_1 和 \mathbf{x}_2 分别为 m 和 $(n-m)$ 维分状态。由式(9)可以看出,对于变换后的状态 \mathbf{x} ,其分状态 \mathbf{x}_1 即为系统的输出 \mathbf{y} ,因此可以直接利用,而需要重构的为 $(n-m)$ 维分状态 \mathbf{x}_2 ,故仅需一个 $(n-m)$ 维的状态观测器就能达到重构的目的。

由式(9)可导出

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_2 = \bar{\mathbf{A}}_{22}\mathbf{x}_2 + \bar{\mathbf{A}}_{21}\mathbf{y} + \bar{\mathbf{B}}_2\mathbf{u} \\ \mathbf{y} - \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{y} - \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{u} = \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{x}_2 \end{cases} \quad (10)$$

定义:

$$\mathbf{v} = \bar{\mathbf{A}}_{21}\mathbf{y} + \bar{\mathbf{B}}_2\mathbf{u}, \quad \mathbf{z} = \dot{\mathbf{y}} - \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{y} - \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{u}$$

则可写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_2 = \bar{\mathbf{A}}_{22}\mathbf{x}_2 + \mathbf{v} \\ \mathbf{z} = \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{x}_2 \end{cases} \quad (11)$$

其中, \mathbf{x}_2 为 $(n-m)$ 阶子系统, $\bar{\mathbf{A}}_{22}$ 为状态矩阵, $\bar{\mathbf{A}}_{12}$ 为输出矩阵。

通过前面推导得出降维观测器的构造方法如下:根据所推导出的 $(n-m)$ 阶子系统得状态方程,构造 $(n-m)$ 阶模拟系统;将模拟系统的输出与观测器的输出作差,并把差值经过负反馈阵 \mathbf{K}_c 反馈到 $\dot{\mathbf{x}}_2$ 端,目的是使 2 个输出的差值尽快趋近于 0,从而达到 $\hat{\mathbf{x}}_2$ 趋近于 \mathbf{x}_2 的目的。构造降阶状态观测器结构如图 2 所示。

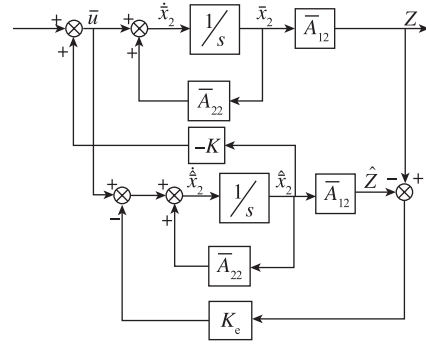


图 2 降阶观测器框图

Fig. 2 Block diagram of reduced order observer

由此可推出降阶状态观测器的状态方程式为:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_2 = \bar{\mathbf{A}}_{22}\hat{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{v} + \mathbf{K}_c(\mathbf{Z} - \hat{\mathbf{Z}}) \quad (12)$$

2.2 永磁同步电机转矩观测器设计

考虑到控制算法的采样速率足够高,在采样周期内可以认为负载转矩为恒定值,即 $dT_l/dt = 0$ 。再根据永磁同步电机转矩方程式(13)及被控对象状态方程式(12),可推导永磁同步电机负载转矩观测器的状态方程如式(14):

$$T_e - T_l = \mathbf{J} \frac{d\omega_r}{dt} + \mathbf{B}\omega_r \quad (13)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \bar{\mathbf{A}}_{22}\hat{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \mathbf{K}_c[\bar{\mathbf{y}} - \hat{\mathbf{y}}] \\ \hat{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (14)$$

式中, $\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_l \end{bmatrix}$, $\bar{\mathbf{A}}_{11} = [0]$, $\bar{\mathbf{A}}_{12} = [1 \quad 0]$, $\bar{\mathbf{A}}_{22} =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{B}}{\mathbf{J}} & -\frac{1}{\mathbf{J}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}}_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{J} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = T_e, \mathbf{K}_c =$$

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}, \bar{C} = [1 \quad 0].$$

于是上式可写为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (15)$$

则永磁同步电机降阶负载转矩观测器的特征方程为:

$$\det(sI - (\bar{A}_{22} - \bar{K}_e \bar{A}_{12})) = s^2 + (k_1 + \frac{B}{J})s - \frac{k_2}{J} \quad (16)$$

通过极点的配置可以确定一个合适的 \bar{K}_e , 使 \hat{x} 趋近 x 的速度满足一定的要求。

假设期望出现的极点为 α, β , 那么目标特征方程为:

$$s^2 - (\alpha + \beta)s + \alpha\beta = 0 \quad (17)$$

则由式(16)与式(17)可得

$$\begin{cases} k_1 = -(\alpha + \beta) - \frac{B}{J} \\ k_2 = -\alpha\beta J \end{cases} \quad (18)$$

摩擦系数 B 忽略不计, 则由式(15)可得:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_r = \frac{T_e + \left(k_1 J - \frac{k_2}{s}\right) (\omega_r - \hat{\omega}_r)}{J s} \\ \hat{T}_1 = \frac{k_2 (\omega_r - \hat{\omega}_r)}{s} \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可构建出负载转矩观测器的框图, 如图3所示, 其中 K_t 为永磁同步电机的电磁转矩系数。以系统转速与 q 轴电流作为观测器的输入, 经

过解算便能观测出转速与负载转矩, 降阶的负载转矩观测器结构比较简单, 编程易实现, 具有一定的抗干扰性。

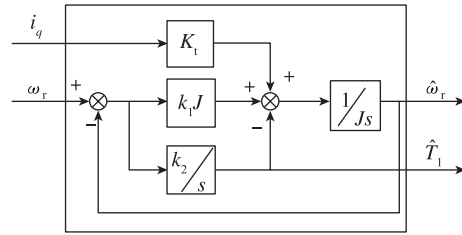


图3 负载转矩观测器框图

Fig. 3 Block diagram of load torque observer

3 仿真分析

为验证降阶负载转矩观测器的有效性, 本研究将负载转矩观测器与永磁同步电机矢量控制相结合, 将负载转矩观测器的输出前馈到 q 轴电流的输入作为补偿, 分析该方法的有效性。带负载转矩前馈补偿的永磁同步电机系统控制框图如图4所示, 电机的相关参数如表1所示。

表1 电机仿真参数

Tab. 1 Motor simulation parameters

参数	技术指标	参数	技术指标
极对数	4	额定转速/(r/min)	8000
相电阻/mΩ	18.6	额定功率/kW	15
相电感/mH	110	转动惯量/(kg·m ²)	8.93×10 ⁻⁴

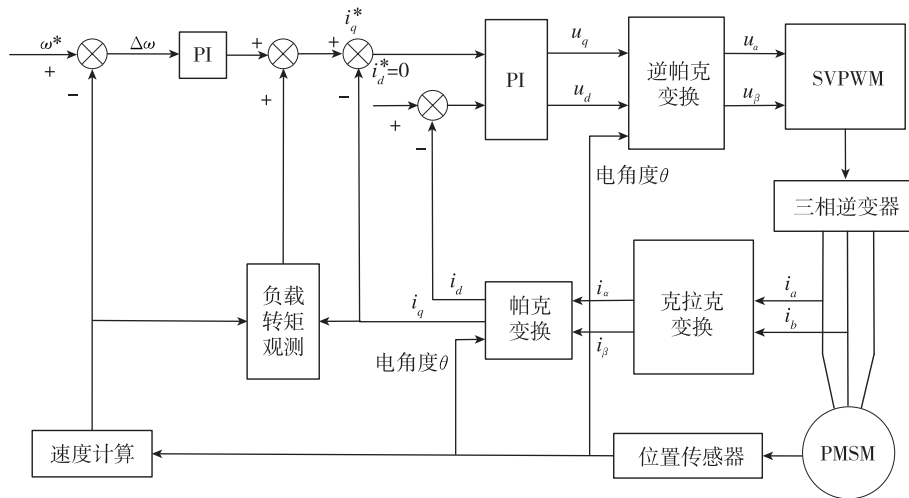


图4 负载转矩前馈补偿的永磁同步电机调速系统控制框图

Fig. 4 Control diagram of the PMSM speed control system with load torque feed-forward compensation

仿真参数为:速度环 $K_p = 0.45$, 速度环 $K_i = 0.001$, 电流环 $K_p = 0.3$, 电流环 $K_i = 0.015$; 转矩观测器系数 $K_1 = -200000, K_2 = 500000$, 反馈系数 = 0.022。首先进行电机启动性能仿真, 结果如图 5 所示。由图 5 可知, 未加负载转矩观测器时, 给定 8000r/min 阶跃指令转速超调量为 277r/min, 加负载转矩观测器时转速超调量为 0r/min, 由此可知, 负载转矩观测器能够有效抑制转速超调。

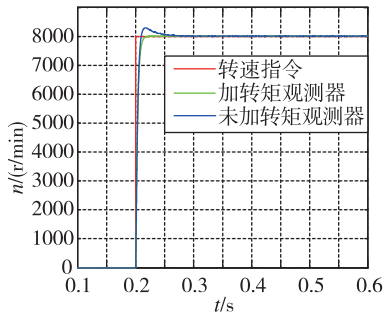


图 5 电机启动性能仿真

Fig. 5 Motor startup performance simulation

当负载突变时, 对转速响应进行仿真分析, 转速指令给定为 8000r/min, 在 0.25s 突增 10N · m 转矩, 在 0.3s 突卸 10N · m 转矩, 加转矩观测器与未加转矩观测器对应的转速响应如图 6 所示, 负载突变时刻观测的负载转矩波形如图 7 所示。

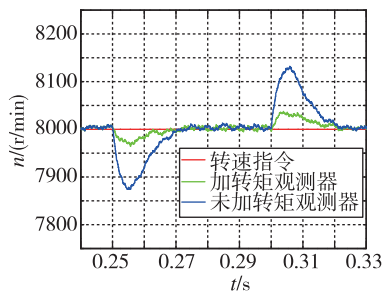


图 6 负载突变时电机转速性能仿真

Fig. 6 Simulation of motor speed performance with load mutation

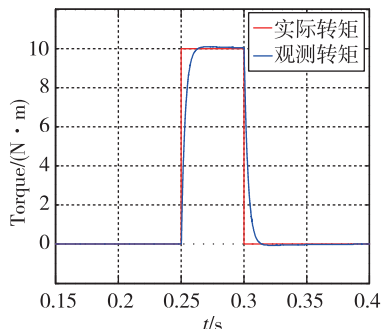


图 7 负载突变时观测转矩

Fig. 7 Observed torque at the time of load mutation

由图 6 可知, 未加入负载转矩前馈补偿时, 在 0.25s 突加 10N · m 负载时, 电机转速由 8000r/min 下降到 7876r/min, 转速波动为 124r/min; 在 0.3s 突卸 10N · m 负载时, 转速由 8000r/min 上升到 8131r/min, 转速波动为 131r/min; 加入负载转矩前馈补偿后, 在 0.25s 突加 10N · m 负载时, 电机转速由 8000r/min 下降到 7972r/min, 转速波动为 28r/min; 在 0.3s 突卸 10N · m 负载时, 转速由 8000r/min 上升到 8037r/min, 转速波动为 37r/min; 对比加入负载转矩前馈补偿前后曲线, 绘制对比表格如表 2 所示。

表 2 加入转矩前馈补偿前后仿真转速波动对比

Tab. 2 Comparison of simulated speed fluctuations before and after adding torque feedforward compensation

负载变化	电机转速变化 /(r/min)	
	力矩补偿前	力矩补偿后
突加负载(0~10N · m)	124	28
突卸负载(10N · m~0)	131	37

4 实验验证

为了验证负载转矩观测器的与前馈补偿方案的可行性, 基于 DSP + FPGA 微处理系统, 搭建某同步电机驱动控制试验平台, 时钟主频 300MHz, PWM 开关周期 16kHz, 硬件如图 8 所示。



图 8 实验平台

Fig. 8 Experiment platform

分别采用传统 PI 控制方式与带观测转矩前馈补偿的 PI 控制方式进行负载转矩突变实验, 转速波动图如图 9 所示, 负载转矩变化图如图 10 所示。

由图 9 与图 10 对比可知, 在图 9 中 $t = 3010s$ 时由于负载突升引起转速下降, 无观测转矩前馈补偿的曲线转速波动较大; 图中 $t = 3043s$ 时由于负载突卸引起转速上升, 同样的, 无观测转矩前馈补偿的曲线转速波动较大。

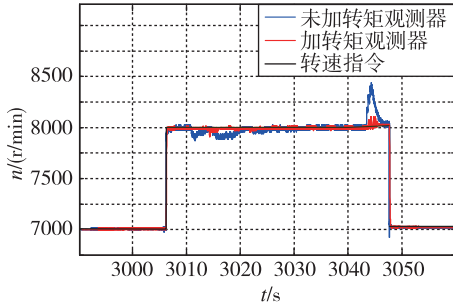


图 9 负载突变转速波动

Fig. 9 Speed fluctuation with load mutation

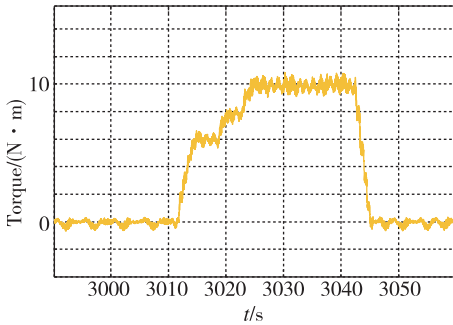


图 10 负载转矩

Fig. 10 Load torque

由图 11 可知,当电机转速稳定在 8000r/min 时,突加 10N·m 负载(14s 手动加载),在突加转矩过程中,无负载转矩观测的传统 PI 控制方式转速波动大约为 -120r/min,有负载转矩观测并前馈补偿的 PI 控制方式转速波动大约为 -80r/min;由图 12 可知,当电机转速稳定在 8000r/min 并且负载转矩稳定在 10N·m 时突卸负载(3s 手动卸载),无负载转矩观测的传统 PI 控制方式转速波动大约为 +440r/min,有负载转矩观测并前馈补偿的 PI 控制方式转速波动大约为 +104r/min。

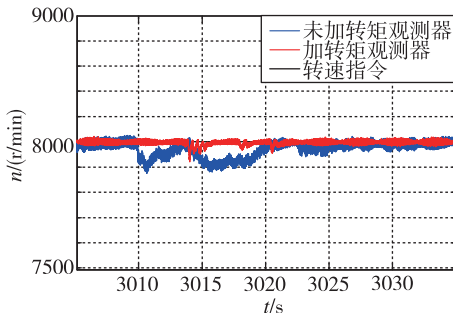


图 11 突加负载转速波动

Fig. 11 Speed fluctuation with sudden increase in load

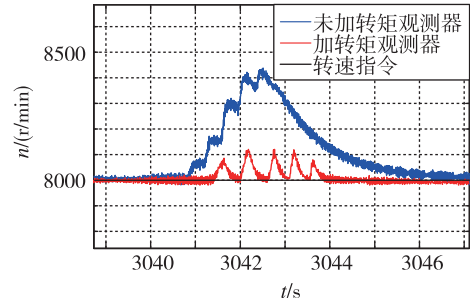


图 12 突卸负载转速波动

Fig. 12 Speed fluctuation with sudden unloading

为实现基于降维负载转矩观测器的实时性与有效性,在同样的条件下,利用其他算法^[12]进行比较,试验结果如表 3 所示。

表 3 不同算法下性能比较

Tab. 3 Performance comparison under different algorithms

算法类型	执行时间/ μ s	转速波动/(r/min)
传统 PID	22	440
全维观测器	48	101
降维观测器	28	104
滑模观测器	40	176
卡尔曼滤波器	42	133

由表 3 可以很明显地看出,基于降维负载转矩观测器和基于全维观测器的调速系统抗负载扰动能力强,但降维观测器法运算量小,既能满足性能要求,又能满足实时性要求。因此,要实现在硬件资源有限的条件下多同步电机驱动,降维观测器法比全维观测器法更具有优越性。

5 结论

本文根据降阶状态观测器原理,结合永磁同步电机数学模型,推导出了永磁同步电机负载转矩观测器模型,对高精度永磁同步电机调速系统抗扰性能进行了深入研究,得到以下 2 个结论:

1) 针对高精度电动燃油调速系统在负载突变工作时燃油增压与燃油流量调节的稳定性问题,研究了负载突变情况下前馈补偿的控制策略,提出了一种基于降维负载转矩观测器的抗负载扰动控制方法,对比可知本文的抗负载扰动控制方法具有较强的实时性。

2)通过仿真和试验结果表明,在快速加载与卸载实验条件下验证了本文所提出的基于降维负载转矩观测器的抗负载扰动方法的正确性与可行性。

参考文献

- [1] 钟萍,王颖,陈丽艳. 国外高超声速技术计划回顾与展望[J]. 航空科学技术, 2011(5):12-15.
- [2] Joseph M H, James S M, Richard C M. The X-51A scramjet engine flight demonstration program[R]. AIAA 2008-2540.
- [3] 张新华,黄建,张兆凯,等. 高功率密度电动伺服系统高压驱动关键技术研究[J]. 导航定位与授时, 2016, 3(3): 32-39.
- [4] 张新华,黄建,张兆凯,等. 大惯量下电动伺服机构非线性特性与控制方法研究[J]. 导航定位与授时, 2017, 4(2):30-35.
- [5] 郑泽东,李永东,肖曦,等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2):30-36.
- [6] 荀倩,王培良,蔡志端,等. 基于负载转矩观测器的PMSM抗负载扰动控制策略[J]. 电工电能新技术, 2016, 35(5):36-41.
- [7] 张晓光,孙力,赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3):111-116.
- [8] 纪科辉,沈建新. 采用扰动转矩观测器的低速电机伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 100-106.
- [9] Senjyu T, Shingaki T, Uezato K. Sensorless vector control of synchronous reluctance motors with disturbance torque observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 48(2):402-407.
- [10] 毛永乐,杨家强,赵寿华,等. 带负载转矩估算的非线性观测器内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8):2252-2259.
- [11] 段广仁. 线性系统理论[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社, 2003.
- [12] Shi T, Wang Z, Xia C. Speed measurement error suppression for PMSM control system using self-adaption Kalman observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5):2753-2763.