

基于IMC-ESO的电机调速系统抑制干扰方法研究

李俊泓¹,魏振兴²

(1. 广安职业技术学院 智能制造学院, 四川 广安 638000;

2. 西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 611756)

摘要: 为了提高永磁同步电机调速系统抑制干扰的能力, 提出了一种基于内模控制和扩张状态观测器复合控制的永磁同步电机调速系统抑制干扰控制策略。对永磁同步电机进行数学建模, 设计基于IMC和ESO的复合控制系统对电机的周期性干扰和非周期慢变干扰进行抑制, 并搭建Simulink仿真模型。仿真计算结果得到: 当电机启动和突加干扰阶段, 在该复合控制器作用下电机能够在6 ms内迅速恢复稳定, 且稳定运行时转速不产生波动。此外, 系统在周期性干扰和非周期慢变干扰中, 经过该复合控制器作用, 其干扰分别在0.1 s和0.15 s内实现收敛。结果表明: 该复合控制器能够有效抑制永磁同步电机调速系统的周期性干扰和非周期慢变干扰, 进而使系统具有较优异的启动特性、抗干扰特性与稳态特性。

关键词: 内模控制; 扩张状态观测器; 永磁同步电机; 周期性干扰; 非周期慢变干扰

中图分类号: TM2 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21823

Research on Disturbance Suppression Method of PMSM Speed-adjusting System Based on IMC-ESO

LI Junhong¹, WEI Zhenxing²

(1. Intelligent Manufacturing Institute, Guang'an Vocational & Technical College, Guang'an 638000,

Sichuan, China; 2. Electrical Engineering School, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, Sichuan, China)

Abstract: In order to improve the ability of disturbance rejection of permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed-adjusting system, a disturbance suppression control strategy of PMSM speed-adjusting system based on internal model control (IMC) and extended state observer (ESO) was proposed. The mathematical model of PMSM was established, a compound control system based on IMC and ESO was designed to suppress periodic disturbance and slowly varying non-periodic disturbance, and the Simulink simulation model was built. It can be obtained that the motor can quickly recover stability within 6 ms and the rotation speed does not fluctuate during stable operation under the action of IMC and ESO composite controller in the phase of motor start-up and sudden disturbance. In addition, the disturbance converges within 0.1 s and 0.15 s respectively for periodic disturbance and slowly varying non-periodic disturbance under the action of the compound controller. The simulation results show that the compound controller can effectively suppress periodic disturbance and slowly varying non-periodic disturbance of PMSM speed-adjusting system, the system has excellent start-up characteristics, anti-interference characteristics and steady-state characteristics.

Key words: internal model control (IMC); extended state observer (ESO); permanent magnet synchronous motor (PMSM); periodic disturbance; slowly varying non-periodic disturbance

近年来,随着计算机技术不断进步,永磁电机作为电力驱动系统成为现代工业的一个主流的动力来源^[1]。永磁同步电机(PMSM)因其具有体积小、重量轻、效率高、容易控制以及转矩惯

性比大等优点而被广泛应用^[2-3],然而其又是一个非线性、强耦合且多变量的系统,在运行过程中将会存在诸多的干扰因素,因此需要对永磁同步电机控制方法进行深入研究^[4]。

针对永磁同步电机的控制方法中,使用较为广泛的有:PI控制、滑模变结构控制、有限时间控制、模型预测控制等方法^[5-7]。其中,PI控制是当下使用最普遍且较为典型的一种控制方法,其算法结构较为简洁、普适性较好且参数较易调整^[8-9];滑模变结构控制是利用滑模面的状态找到系统平衡点,从而获得动态特性,该方法具有较强的鲁棒性^[10];模型预测控制方法则是通过对历史信息进行分析,并对其输出实行预测,进而展开对应的优化^[11]。然而,电机在运行过程中存在许多由于参数改变或制造工艺不足引起的干扰,而上述方法较依赖于模型,抗干扰能力不足或造成系统出现高频颤抖等问题。

随着控制算法的不断发展,针对抑制永磁同步电机干扰的改进控制算法应运而生^[12-13]。积分型滑模变结构控制算法能够有效抑制永磁同步电机的常值干扰,进而减少系统转速跌落以及缩短恢复时间^[14]。利用状态观测器进行扰动观测和补偿,从而能够提高永磁同步电机系统抗干扰的能力^[15]。自适应控制算法能够通过对于扰的幅值与相位进行估计,进而对转矩脉动进行补偿,实现抑制电机的转矩脉动^[16]。但是,上述方法还存在数据量大、对同时抑制永磁同步电机的周期性干扰和非周期慢变干扰效果不佳等不足。因此,亟待研究一种能够有效抑制永磁同步电机系统干扰的控制策略。

本文为了提高永磁同步电机调速系统抑制干扰的能力,包括周期性干扰和非周期性干扰,针对基于内模控制(IMC)和扩张状态观测器(ESO)复合控制的永磁同步电机调速系统抑制干扰方法展开了一系列研究。首先对永磁同步电机进行数学建模,并分析其调速系统结构,通过分析内模控制和扩张状态观测器的系统原理,建立其内模控制和扩张状态观测器复合控制系统,构建其抑制干扰的数学模型,并搭建Simulink仿真模型,获得复合控制系统的仿真结果。此外,将基于内模控制和扩张状态观测器复合控制方法与传统控制方法的应用效果进行对比,从而对该方法的有效性进行验证,其结果具有一定的工程实际意义。

1 永磁同步电机调速系统原理

1.1 永磁同步电机基础模型

永磁同步电机是一个典型的非线性多变量强耦合的系统,在进行矢量控制时,需要磁场在

气隙里呈现正弦分布,因此将永磁体安装在转子上,根据安装位置的不同,又分成了面装式转子结构、内嵌式转子结构以及插入式转子结构^[17]。面装式转子结构较为简单,其能够让电机直轴与交轴的电感一样,不会造成磁阻,因此选择其进行深入分析。在三相静止坐标系中,永磁同步电机的矢量方程表达式为

$$u_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} - \omega \Psi_s \quad (1)$$

式中: u_s, i_s 为定子电压与定子电流; ω 为电机的角速度; R_s 为电机定子的绕组电阻; L_s 为电机各绕组的自感; Ψ_s 为绕组的全磁链。

由于永磁同步电机在三相静止坐标系中模型较为复杂,不利于控制,因此利用Clark和Park变换可转换为两相坐标系下,并结合永磁同步电机的运动方程,则获得面装式转子结构永磁同步电机在 $d-q$ 旋转坐标系下的表达式:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p \Psi_f i_q}{J} - \frac{B\omega}{J} - \frac{T_L}{J} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s i_q}{L} - n_p i_d \omega - \frac{n_p \Psi_f \omega}{L} + \frac{u_q}{L} \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s i_d}{L} + n_p i_q \omega + \frac{u_d}{L} \end{cases} \quad (2)$$

式中: J 为电机转动惯量; B 为电机粘滞摩擦系数; T_L 为电机负载转矩; n_p 为电机转速; Ψ_f 为电机励磁绕组磁链; L 为定子电感。

1.2 永磁同步电机调速系统

对永磁同步电机进行矢量控制时,其电机调速范围大,输出较为稳定。调速系统结构框图如图1所示,该系统是利用速度环以及电流环串级结构,并由信息采集模块、控制算法模块、坐标变换模块和空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)模块等部分构成。

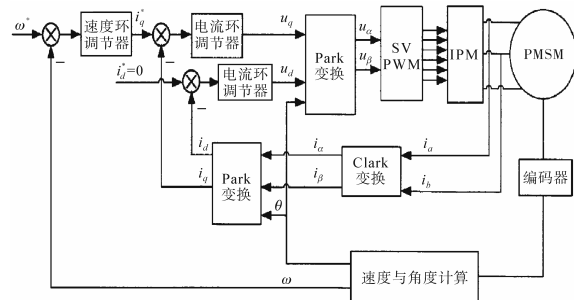


图1 永磁同步电机调速系统结构框图

Fig.1 Structure diagram of permanent magnet synchronous motor speed control system

永磁同步电机调速系统的控制流程如图2所

示。首先对电机转子的空间位置进行检测并获取其转子的速度;接着利用传感器采集定子电流并变化至d-q坐标下;其次通过电流环控制器,利用参考值与反馈值的偏差量,对电压控制量进行计算并转换坐标;进而利用SVPWM模块获得脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)的各个控制信号,从而实现对电机的调速控制。

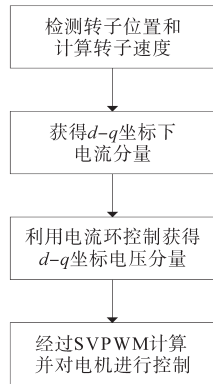


图2 永磁同步电机调速系统流程

Fig.2 The process of permanent magnet synchronous motor speed control system

2 IMC和ESO复合控制的复合系统建立

2.1 IMC系统原理

IMC系统的原理为通过反馈滤波器对系统鲁棒性以及对抗扰性进行改进^[18],其本质与交叉解耦的PI控制系统相同,原理图如图3所示。其中,参数 $R(s)$ 表示系统的参考输入;参数 $F(s)$ 以及 $E(s)$ 分别表示信号反馈和PI控制输出信号;参数 $C(s)$ 表示内模控制器;参数 $G(s)$ 以及 $G_m(s)$ 分别表示传递函数和内模;参数 $d(s)$ 表示扰动信号;最后由 $Y(s)$ 进行输出。

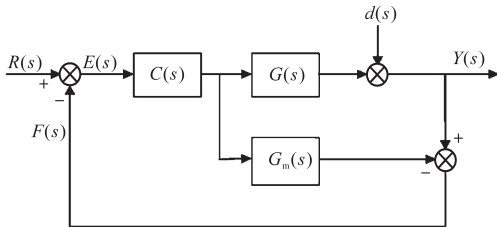


图3 IMC控制原理图

Fig.3 IMC control schematic diagram

根据该控制原理图将信号反馈 $F(s)$ 和结果输出 $Y(s)$ 的表达式定义为

$$\begin{cases} F(s) = \frac{d(s) + R(s)C(s)[G(s) - G_m(s)]}{1 + C(s)[G(s) - G_m(s)]} \\ Y(s) = d(s) + G(s)C(s)[R(s) - F(s)] \end{cases} \quad (3)$$

将内模与电机系统进行匹配,即令 $G_m(s)$ 的值与 $G(s)$ 相等,从而将信号反馈 $F(s)$ 和结果输出 $Y(s)$ 的表达式变换为

$$\begin{cases} F(s) = d(s) \\ Y(s) = d(s) + G(s)C(s)[R(s) - d(s)] \end{cases} \quad (4)$$

根据式(4)能够获得:系统信号反馈 $F(s)$ 即为扰动信号 $d(s)$,若此时 $C(s)$ 的值与 $G(s)$ 的倒数的值相等,则系统能够实现对扰动的完全补偿,并且该输出量 $Y(s)$ 与参考输入量 $R(s)$ 的值相等,进而实现对输入量的跟踪。

2.2 ESO系统原理

ESO是在系统原本维度上再扩一维的状态观测器^[19],其原理是通过非线性的函数 f_E 进行设计,进而对扰动量进行动态评估,扩张状态观测器表达式为

$$\begin{cases} \dot{k}_1^* = k_2 - \delta_1 f_E(k_1 - x) \\ \dot{k}_2^* = k_3 - \delta_2 f_E(k_2 - x) \\ \vdots \\ \dot{k}_n^* = k_{n+1} - \delta_n f_E(k_n - x) + c_0 \rho \\ \dot{k}_{n+1}^* = -\delta_{n+1} f_E(k_1 - x) \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$f_E = \begin{cases} \frac{\varepsilon}{\beta^{1-\lambda}} & -\beta \leq \varepsilon \leq \beta \\ |\varepsilon|^\lambda \text{sgn}(\varepsilon) & \varepsilon < -\beta \text{ \& } \varepsilon > \beta \end{cases} \quad (6)$$

式中: $k_1^* \sim k_{n+1}^*$ 为状态观测器模型的维数状态; δ, c_0, ρ 为状态常数; $\beta, \varepsilon, \lambda$ 为拟合因子。

参数 δ 选取恰当将会使ESO能够更好地完成对系统各个状态的评估,通过估计 k_{n+1} 值,其控制量 ρ 能够被提取:

$$\rho = (V - k_{n+1})/c_0 \quad (7)$$

式中: V 为扩张设定初始常数。

2.3 IMC和ESO复合系统设计

基于内模控制和扩张状态观测器原理对永磁同步电机控制模型进行改进,改进后的双闭环矢量控制系统如图4所示。设计了内环电流环以及外环速度环的结构,运行主要流程与上述永磁同步电机调速系统相同,但其增加的基于内模控制和扩张状态观测器的速度控制器对电机速度可以进行有效调节,进而对电机的频率分量周期干扰进行抑制。

在现实的永磁同步电机双闭环矢量控制系统

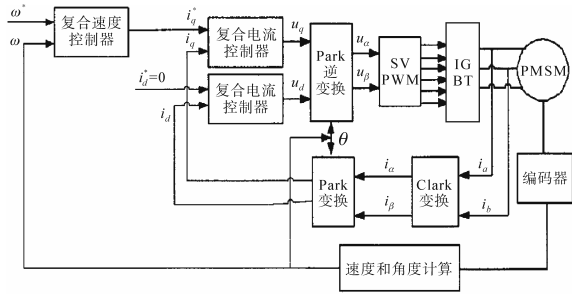


图4 改变后永磁同步电机矢量控制原理图

Fig.4 Vector control schematic diagram of permanent magnet synchronous motor after change

中,其电机的参数往往会随着环境稳态的改变产生变化,还受到电机的负载和转矩的影响,因此对式(2)中的永磁同步电机的方程进一步推导:

$$\begin{aligned} \omega^* &= \frac{n_p \Psi_f}{J} [i_q + d(t)] - \frac{B}{J} \omega - \frac{T'_L}{J} \\ &= Ci_q^* - \frac{B}{J} \omega - \frac{T'_L}{J} + \frac{n_p \Psi_f}{J} (i_q - i_q^*) + \\ &\quad \left(\frac{n_p \Psi_f}{J} - C \right) i_q^* + \frac{n_p \Psi_f}{J} d(t) \end{aligned} \quad (8)$$

式中: ω^* 为电机角速度状态量; T'_L 为负载转矩的非周期分量; i_q^* 为电机 q 轴电流状态量; $d(t)$ 为周期性干扰; C 为 $n_p \Psi_f / J$ 的理论计算值,但由于实际运行环境中,电机参数会出现变化,造成其值不会完全相等。

此外,引入参数 $l(t)$ 和 $c(t)$ 并等效为

$$\begin{cases} l(t) = -\frac{B}{J} \omega - \frac{T'_L}{J} + \frac{n_p \Psi_f}{J} (i_q - i_q^*) + \\ \quad \left(\frac{n_p \Psi_f}{J} - C \right) i_q^* \\ c(t) = \frac{n_p \Psi_f}{J} d(t) \end{cases} \quad (9)$$

在实际系统中,参数 $l(t)$ 是非周期慢变的干扰,将其定义成广义慢变干扰,主要有转动摩擦、负载转矩和参数变化等因素;参数 $c(t)$ 则是周期性干扰,因此式(8)则能够简化成:

$$\omega^* = Ci_q^* + l(t) + c(t) \quad (10)$$

2.3.1 抑制单一频率分量周期干扰

若电机系统仅受到单一频率的正弦干扰,角频率 ω_d 的扰动 $c(t)$ 的状态空间模型表达式为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\xi}_1^* \\ \dot{\xi}_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_d^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1^* \\ \xi_2^* \end{bmatrix} \\ c(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \xi_1^* \\ \xi_2^* \end{bmatrix} \end{cases} \quad (11)$$

式中: ξ_1, ξ_2 分别为扰动状态。

基于内模原理和状态观测器的复合控制器可以同时非周期慢变扰动和周期扰动进行观测,其表达式被定义为

$$\begin{cases} \dot{k}_1^* = k_2 - 2c(k_1 - \omega) + Ci_q^* - x_2 \\ \dot{k}_2^* = -c^2(k_1 - \omega) \\ x_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\omega_d^2 x_1 + k_f(\omega^* - \omega) \end{cases} \quad (12)$$

式中: c 为常数因子; k_1, k_2 分别为转速 ω 和扰动 $l(t)$ 的估计量; x_1, x_2 分别为观测器的一个内部状态以及周期扰动 $c(t)$ 的估计量; k_f 为增益; x_1, x_2 为观测器的内部状态及周期扰动的状态量。

使用复合控制器扰动估计量进行扰动抑制的补偿,因此其复合控制模型为

$$i_q^* = z(\omega - k_1) + \frac{x_2 - k_2}{C} + \frac{\omega^*}{C} \quad (13)$$

式中: z 为转速的状态函数。

在实际控制系统中应对控制器进行有效保障,以防其引起系统故障。复合控制器的永磁同步电机控制系统能够进行简化,如图5所示。

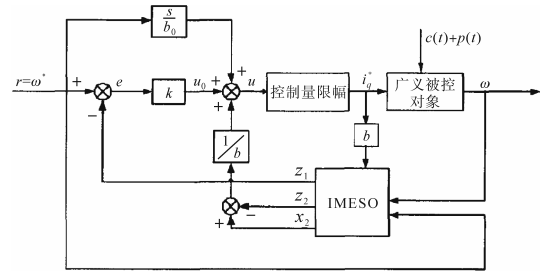


图5 IMC和ESO复合控制系统框图

Fig.5 Composite control system block diagram based on IMC and ESO

根据周期性干扰 $c(t)$ 的模型,其复合控制系统观测误差被定义为

$$\begin{cases} e_1 = k_1 - \omega \\ e_2 = k_2 - l(t) \\ e_3 = x_1 + \xi_1 \\ e_4 = x_2 + \xi_1 + c(t) \\ e = \omega^* - \omega \end{cases} \quad (14)$$

2.3.2 抑制多个频率分量周期干扰

在实际中永磁同步电机调速系统里通常有多个参数会出现变化,因此需要同步对系统中多个频率的非周期慢变干扰以及周期性干扰展开抑制。针对两个频率的干扰进行抑制,其空间模型为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \alpha_{1n}^* \\ \alpha_{2n}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{dn}^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{1n} \\ \alpha_{2n} \end{bmatrix} \\ p_n(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} \alpha_{1k} \\ \alpha_{2k} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (15)$$

式中: α_1, α_2 分别为中间状态; $p_n(t)$ 为电机工作状态; k, n 为电机频率和数目。

基于内模原理和状态观测器的复合控制器可以同时多个频率的非周期慢变扰动和周期扰动进行观测,其表达式被定义为

$$\begin{cases} \dot{k}_1 = k_2 - 2c(k_1 - \omega) + Ci_q^* - x_{21} - x_{22} \\ \dot{k}_2 = -c^2(k_1 - \omega) \\ \dot{x}_{11} = x_{21} \\ \dot{x}_{21} = -\omega_{d1}^2 x_{11} + k_{f1}(\omega^* - \omega) \\ \dot{x}_{12} = x_{22} \\ \dot{x}_{22} = -\omega_{d2}^2 x_{12} + k_{f2}(\omega^* - \omega) \end{cases} \quad (16)$$

式中: x 为观测器的内部状态; x_{21}, x_{22} 为周期干扰; x_{21}^*, x_{22}^* 为周期干扰的状态量; $\omega_{d1}, \omega_{d2}, k_{f1}, k_{f2}$ 分别为转动角量和比例因子; k_2 为对非周期慢变干扰的估计值,为常数。

因此其复合控制模型为

$$i_q^* = z(\omega - k_1) + \frac{x_{21} + x_{22} - k_2}{C} + \frac{\omega^*}{C} \quad (17)$$

根据多个频率分量周期干扰的模型,其复合控制系统观测误差被定义为

$$\begin{cases} e_1 = k_1 - \omega \\ e_2 = k_2 - l(t) \\ e_3 = x_{11} + \xi_{11} \\ e_4 = x_{21} + c_1(t) \\ e_5 = x_{12} + \xi_{12} \\ e_6 = x_{22} + c_2(t) \\ e = \omega^* - \omega \end{cases} \quad (18)$$

式中: ξ_{11}, ξ_{12} 为中间状态; $c_1(t), c_2(t)$ 为随时间变化的参量。

3 仿真结果与分析

利用Simulink模块对该基于内模控制和扩张状态观测器的复合控制进行速度控制的系统展开仿真验证。为了验证系统针对阶跃干扰的抑制效果,仿真中在0.4 s时进行干扰,其幅值为1.7 A,并与PI控制和ESO控制进行对比。三种控制方法均是对系统的速度环进行控制,主要参数为:

PI控制器的 $k_f=0.02$;ESO控制器的 $k_f=0.02$,极点 $f=1\ 000$;复合控制器的 $k_f=0.02$,极点 $f=1\ 000$ 。电流环依旧用PI控制,其中电流环控制器指标设定为:比例增益 $k_f=50$ 。转速 ω_{d1} 和转速 ω_{d2} 分别设定为 60π 和 120π 。在仿真计算时,设定速度环控制器的输出幅值为额定电流的2倍,并且转速设置成2 000 r/min。

在电机启动阶段的转速和电流曲线仿真结果如图6所示。从图6中能够看出,利用ESO和IMC-ESO控制器的超调量仅为0.2%左右,远远小于利用PI控制器的结果;而且此两种控制器的速度调节时间也比PI控制器短得多。因此,在电机启动阶段ESO和IMC-ESO控制器的效果优于PI控制器。

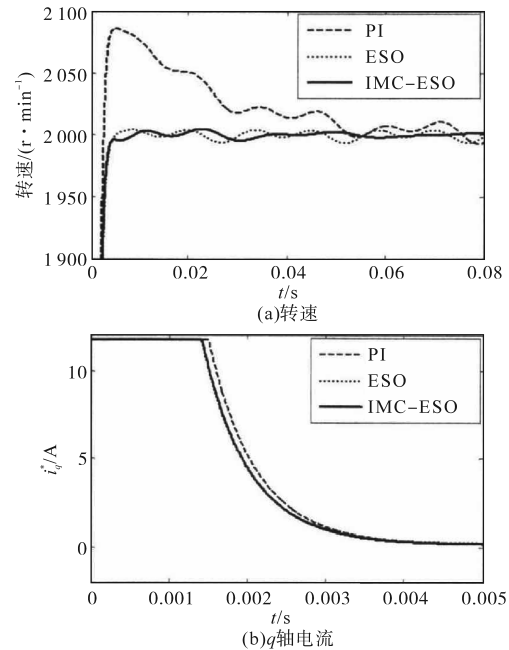


图6 电机启动阶段结果

Fig.6 Results of motor start-up phase

在0.4 s时系统突然加入扰动后,其仿真结果如图7所示。从图7中能够看出,三种算法在突加扰动后,在IMC-ESO控制器下速度降低57 r/min,在ESO控制器下速度降低65 r/min,而在PI控制下速度大幅度下降,降幅达到85 r/min;而且IMC-ESO控制器与ESO控制器的速度恢复时间在6 ms内,而在PI控制下速度恢复时间约为56 ms。因此,在电机突加扰动时,IMC-ESO控制器和ESO控制器的抗扰动效果优于PI控制器。

在电机稳态下,其稳态转速和电流曲线如图8所示。从图8中能够看出,在IMC-ESO控制器下转速几乎没有波动,而ESO控制器和PI控制的

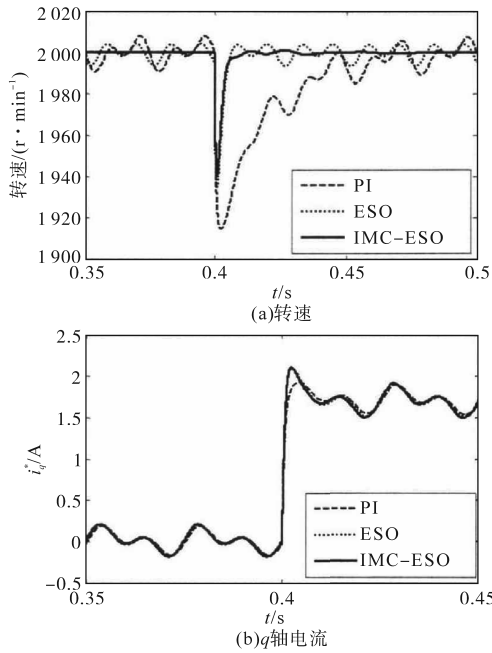


图7 突加扰动后的结果

Fig.7 Results of sudden disturbance

波动较大,分别为 5 r/min 和 10 r/min;此外,在 PI 控制器下的 i_q^* 相位落后于 ESO 控制器,在 ESO 控制器下的 i_q^* 相位又落后于 IMC-ESO 控制器。由于相位的落后以及幅值的下降,造成 ESO 控制器和 PI 控制器抗周期性干扰能力降低。因此,在电机稳定运行阶段,IMC-ESO 控制器抗周期性干扰能力优于 ESO 控制器和 PI 控制器。

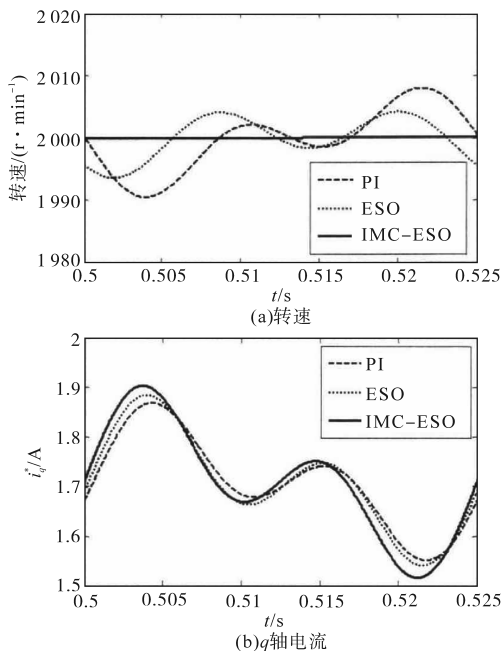


图8 电机稳态时的状态

Fig.8 Results of motor steady

在 IMC-ESO 控制器下,对永磁电机系统中各个非周期慢变干扰以及周期干扰进行估计,对状

态 x_{21} 和 x_{22} 在两种不同角频率情况下电机启动阶段的估计结果如图 9 所示。从图 9 中可以看出,在电机启动阶段,状态 x_{21} 对角频率 ω_{d1} 为 60π 的正弦干扰以及状态 x_{22} 对角频率 ω_{d2} 为 120π 的正弦干扰均能够在 0.1 s 内实现收敛。

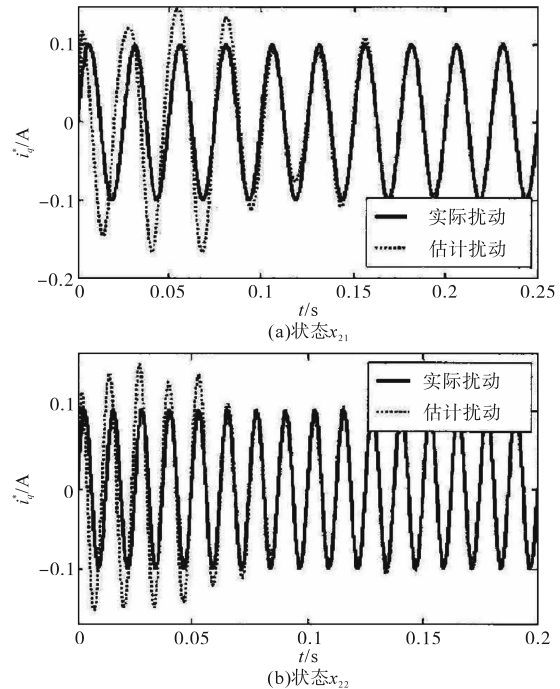


图9 电机启动阶段的正弦干扰估计曲线

Fig.9 Sinusoidal interference estimation curves of motor in start-up phase

在 0.4 s 系统加入干扰时,状态 x_{21} 和 x_{22} 在两种不同角频率情况下估计结果如图 10 所示。从图 10 中可以看出,在施加外部阶跃干扰后,在 IMC-ESO 控制器下状态 x_{21} 在角频率 ω_{d1} 为 60π 的正弦干扰以及状态 x_{22} 在角频率 ω_{d2} 为 120π 的正弦干扰同样都能够在 0.1 s 内实现收敛。

在 IMC-ESO 复合控制器下,永磁电机系统非周期慢变干扰的估计结果见图 10,其中非周期慢变干扰主要包括外部阶跃干扰、转动摩擦以及参数浮动等。从图 10a 中可以看出,在电机启动阶段未施加外部干扰,但实际却有大于 0 的估计量,这是由于电机在实际运行情况下该非周期慢变的干扰也并不为 0,因此其复合控制器对 k_2 的估计量也大于 0。同理,从图 10b 中可以看出,系统在 0.4 s 加入幅值为 1.7 A 的干扰后,在复合控制器下对 k_2 的估计量也大于 1.7 A。在启动和突加干扰阶段,扰动在 0.15 s 内达到收敛。因此,该 IMC-ESO 复合控制器不仅能够抑制非周期慢变干扰,还可以有效抑制周期干扰,并且还能保障系统具有较好的动态性能以及稳态性能。该控

制能够有效估计系统的不同非周期慢变干扰以及周期干扰,更加容易实施有效控制。

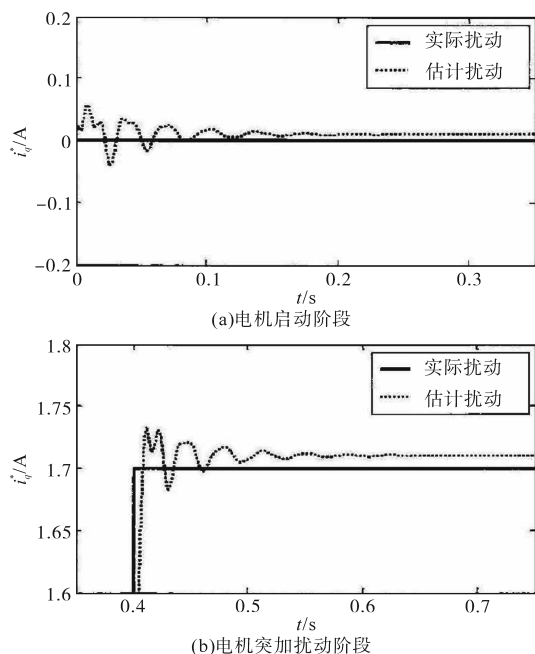


图10 非周期慢变干扰估计曲线

Fig.10 Estimation curves of slowly varying non-periodic disturbance

4 结论

本文研究了基于IMC-ESO复合控制的永磁同步电机调速系统抑制干扰方法。根据永磁同步电机数学模型,引入内模控制和扩张状态观测器相结合,对电机速度进行有效调节,并利用Simulink仿真得到:在电机启动阶段和突加干扰阶段,基于内模控制与扩张状态观测器的复合控制方法使系统超调量仅为0.2%,其超调量远小于仅使用PI控制器或ESO控制器的结果,且复合控制方法下的速度恢复时间在6ms内,也小于其他两种控制方法;在电机稳定阶段,转速十分稳定,几乎没有波动,而ESO控制器和PI控制波动较大,分别为5r/min和10r/min。此外,结合图9中电机启动阶段和突加干扰阶段,系统的状态 x_{21} 和状态 x_{22} 分别在角频率为 60π 和 120π 的正弦干扰下经过IMC-ESO复合控制作用,其干扰均在0.1s内实现收敛。在非周期慢变干扰下,经过复合控制器作用,在0.15s内实现收敛。因此,所提出的基于IMC-ESO复合控制能够有效抑制永磁同步电机调速系统的周期性干扰和非周期慢变干扰,其结果对永磁同步电机的智能控制和效率提高具有重要参考意义。

参考文献

- [1] 寇宝泉,赵晓坤,王梦瑶,等.反凸极永磁同步电机及其控制技术综述[J].中国电机工程学报,2019,39(8):2414-2425.
- [2] 王晓声,江浩,刘辉,等.虚拟同步发电机并网稳定性研究综述[J].华北电力技术,2017(9):14-21.
- [3] Sun X, Chen L, Yang Z. Overview of bearingless permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5528-5538.
- [4] 许峻峰,冯江华,许建平.永磁同步电动机控制策略综述[J].机车电传动,2005(3):7-11,76.
- [5] 刘英培,栗然,梁海平.基于最小二乘支持向量机优化自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制方法[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4654-4664.
- [6] 张春梅,刘贺平,陈书锦,等.一种新的永磁同步电机直接转矩控制方法[J].系统仿真学报,2007,19(9):2037-2040.
- [7] Li Qianyu, Zhang Ruiping, Xiong Jian. The research on control method of variable speed system of permanent magnet synchronous motor[J]. Telkomnika Indonesian Journal of Electrical Engineering, 2014, 12(9): 598-602.
- [8] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军.永磁同步电动机调速系统PI控制器参数整定方法[J].电工技术学报,2014,29(5):104-117.
- [9] Scammell Janet. Service-user involvement in nurse education[J]. British Journal of Nursing, 2015, 24(22): 1163-1163.
- [10] 贺宇轩,解小华,张爱春.基于滑模变结构控制的永磁同步电机[J].吉林大学学报(信息科学版),2015,33(1):12-18.
- [11] 林辉,王永宾,计宏.基于反馈线性化的永磁同步电机模型预测控制[J].测控技术,2011,30(3):53-57.
- [12] 邵伟,李晓宁,董明.永磁同步电机伺服系统控制策略综述[J].电气自动化,2013,35(1):1-3,16.
- [13] Liu Huixian, Li Shihua. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [14] 万健如,官成,刘璋,等.基于MTPA的永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制[J].电机与控制学报,2012,16(3):30-35.
- [15] 张明晖,杨家强,陈磊,等.基于扩张状态观测器的永磁电机电流预测控制[J].浙江大学学报(工学版),2016,50(7):1387-1392.
- [16] 李耀华,苏锦仕,秦辉,等.永磁同步电机有限控制集模型预测转矩控制系统研究[J].电机与控制应用,2019,46(12):8-15,46.
- [17] 朱焜秋,张涛.无轴承永磁同步电机有限元分析[J].中国电机工程学报,2006,26(3):136-140.
- [18] 张旭秀,孙婧,李卫东,等.基于内模控制的PMSM双闭环调速系统控制器设计与仿真[J].大连交通大学学报,2019,40(3):108-113.
- [19] 边疆,牛聪,姚家琛.基于ESO自抗扰的永磁同步电机逆控制[J].控制工程,2019,26(7):1413-1418.

收稿日期:2020-04-23

修改稿日期:2020-05-12