

# 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模 电流预测控制

陈 瑛, 刘 军

(南昌大学 信息工程学院, 江西 南昌 330000)

**摘 要:** 针对永磁同步电机(PMSM)矢量控制中传统的 PI 控制鲁棒性差和传统的非奇异快速终端控制抖振较大、鲁棒性较差等问题,在速度环采用一种非奇异快速终端滑模(NFTSM)控制策略,同时引入一种高增益扩张观测器实时观测系统的匹配性扰动,将观测值作为电流的前馈补偿,提高了系统的抗干扰能力。在电流环应用一种无差拍电流预测控制策略,使电流环有更好的动态响应和更小的谐波分量。仿真结果表明,所提控制方法可有效改善系统鲁棒性差且滑模抖振过大的问题。

**关键词:** 永磁同步电机; 非奇异终端滑模; 扩张观测器; 无差拍; 预测控制

**中图分类号:** TM 351    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1673-6540(2021)04-0032-06

**doi:** 10.12177/emca.2020.236

## Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Current Predictive Control of PMSM Based on Disturbance Observation

CHEN Ying, LIU Jun

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330000, China)

**Abstract:** Poor robustness of the traditional PI control, and chattering and less poor robustness of the traditional non-singular fast terminal control occur in permanent magnet synchronous motor (PMSM). To solve these problems, a non-singular fast terminal sliding mode (NFTSM) control strategy is adopted in the speed loop. In addition, a high gain extended observer is introduced to observe the matching disturbance of the system in real time. Then the observed value is used as feedforward compensation of the current, and the anti-disturbance capability of the system is improved. At the same time, a deadbeat current predictive control strategy is adopted in the current loop. Dynamic response is better and harmonic components are smaller in the current loop. Simulation results show that the proposed control method can effectively improve the robustness of the system and solve the problem of excessive sliding mode chattering.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); non-singular terminal sliding mode; extended observer; deadbeat; predictive control

## 0 引 言

永磁同步电机(PMSM)在工业领域有着广泛的应用,与传统的电动机相比,具有结构简单、体积小、质量轻、效率高等特点<sup>[1]</sup>。而在

PMSM 矢量控制系统中,要实现速度环与电流环的闭环控制,需要设计高性能的控制器提高系统的调速性能。传统的 PI 控制由于鲁棒性不强,容易受到系统参数变化及扰动的影响而降低调速品质,并不能满足高性能控制的要求。因此,为了克

收稿日期: 2020-12-21; 收到修改稿日期: 2021-02-07

作者简介: 陈 瑛(1973—),女,硕士,副教授,研究方向为电机与电器。

刘 军(1996—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机驱动与控制。

服 PI 控制的缺点,提高控制器的鲁棒性,研究人员提出了各种非线性控制方案<sup>[2-3]</sup>,包括鲁棒控制、滑模控制、自适应控制、预测控制、智能控制等。其中滑模变结构控制(SMC)由于具有快速响应、对参数变化及扰动不灵敏、物理实现简单等优点而得到广泛应用<sup>[4]</sup>。

文献[5]提出了一种基于蚁群优化算法的  $H_\infty$  混合灵敏度鲁棒控制器,从而获得良好的鲁棒性。文献[6]提出一种基于鲁棒微分估计器的新型平滑非奇异终端 SMC 方法,理论上可完全克服抖振现象对 PMSM 的性能影响,提高系统的动态特性。文献[7]结合模糊控制与自适应控制的特点,设计了模糊扰动观测器,采用新型趋近律设计积分滑模控制器取代传统的滑模控制器,提高了系统的动态响应性能。文献[8]设计了一种基于双扩张状态观测器(ESO)的 PMSM 模型预测控制。文献[9]根据自适应控制原理,结合积分 SMC 策略,设计了一种新型积分自适应控制策略,并用一种新型连续函数来代替 SMC 的符号函数从而削减抖振,达到快速收敛至稳定态的目的。文献[10-12]采用一种非奇异终端滑模(NTSM)控制算法,能使终端滑模响应更快,同时避免出现奇异现象。但在  $q$  轴、 $d$  轴电流环均采用了 PI 控制算法,从而导致电流响应速度慢、超调量大等问题。文献[13]在速度环和电流环均采用非奇异快速终端滑模(NFTSM)控制算法,但调参过于复杂。文献[14]在电流环采用一种无差拍电流预测控制算法,为减小实际过程中电机参数变动而引起的系统不稳定,加入鲁棒电流控制算法,从而得到较好的电流动态特性和较小的电流纹波。

SMC 作为一种先进的非线性控制算法,因其有着鲁棒性强、计算量小及实现简单的优势而广泛应用在各类调速系统中。但传统的滑模控制虽增强了系统的鲁棒性,却存在较大的抖振,因此消除抖振成为滑模控制的一个主要研究问题。本文在上述文献研究的基础上,在 PMSM 矢量控制系统中,采用一种 NFTSM 控制算法,运用于速度环控制器中,并运用李雅普诺夫(Lyapunov)函数证明控制系统的稳定性。同时引入扩张观测器实时观测系统的匹配性扰动,将观测值作为电流的前馈补偿。在电流环控制器中,针对参数整定复杂、电流动态响应慢等缺点,采用一种无差拍预测控

制(DPC)算法,提高电机电流的动态性能。最后在 MATLAB/Simulink 仿真平台上搭建仿真模型与 PI 控制对比来验证该控制算法的可行性和优越性。

## 1 数学模型

为了简化分析,假设三相 PMSM 为理想电机,且满足以下条件:(1)忽略电机铁心的饱和;(2)不计电机中的涡流和磁滞损耗;(3)电机定子中的电流为三相对称正弦波电流;(4)转子永磁材料的电导率为零;(5)转子上没有阻尼绕组。由此,三相 PMSM 在  $d$ - $q$  坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_e i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (1)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [i_d (L_d - L_q) + \varphi_f] \quad (2)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

式中: $u_d$ 、 $u_q$  分别为定子电压的  $d$ 、 $q$  轴分量; $i_d$ 、 $i_q$  分别为定子电流的  $d$ 、 $q$  轴分量; $R$  为定子的电阻; $\varphi_f$  为永磁磁链; $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感分量; $\omega_e$  为电角速度; $\omega_m$  为机械角速度; $J$  为转动惯量; $p$  为磁极对数; $T_e$  为电磁转矩; $T_L$  为负载转矩; $B$  为黏性摩擦因数。

对于表贴式 PMSM,  $L_d = L_q$ , 电磁转矩方程变为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \varphi_f \quad (4)$$

若采用矢量控制中  $i_d = 0$  的控制方案,将式(4)代入式(3),则有:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3p\varphi_f}{2J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega_m \quad (5)$$

## 2 NFTSM 速度控制器分析设计

定义 PMSM 系统的速度误差状态:

$$x_1 = \omega_m^* - \omega_m \quad (6)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \quad (7)$$

式中:  $\omega_m^*$  为给定机械角速度;  $\omega_m$  为实际机械角速度。

结合式(3)、式(4)和式(7)可知:

$$x_2 = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p\varphi_f i_q}{2J} + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J}\omega_m \quad (8)$$

式(8)对时间求导可得速度误差的二阶导数为

$$\ddot{x}_1 = \dot{x}_2 = -\ddot{\omega}_m = -\frac{3p\varphi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{\dot{T}_L}{J} + \frac{B}{J}\dot{\omega}_m \quad (9)$$

根据系统控制要求,设计一种 NFTSM 控制器,定义滑模面函数为

$$s = x_1 + \alpha x_1^{g/h} + \beta x_2^{m/n} \quad (10)$$

式中:  $\alpha, \beta$  均为大于零的常数;  $g, h, m, n$  均为正奇数,且  $1 < m/n < 2, g/h > m/n$ 。

对式(10)求导可得:

$$\dot{s} = x_2 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1} \dot{x}_1 + \beta \frac{m}{n} x_2^{m/n-1} \dot{x}_2 \quad (11)$$

将式(9)代入式(11)可知:

$$\begin{aligned} \dot{s} = x_2 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1} x_2 + \beta \frac{m}{n} x_2^{m/n-1} \dot{x}_2 = \\ \left(1 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1}\right) x_2 + \\ \beta \frac{m}{n} x_2^{m/n-1} \left(-\frac{3p\varphi_f i_q}{2J} + \frac{\dot{T}_L}{J} + \frac{B}{J}\dot{\omega}_m\right) \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)可得速度控制器的滑模控制律为

$$\begin{aligned} i_q = \frac{2J}{3p\varphi_f} \int \left[ \frac{B}{J}\dot{\omega}_m + \frac{n}{\beta m} x_2^{2-m/n} \cdot \right. \\ \left. \left(1 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1}\right) + \rho s + \varepsilon \operatorname{sgn}(s) \right] dt \quad (13) \end{aligned}$$

式中:  $\rho > 0; \varepsilon \geq \left| \frac{\dot{T}_L}{J} \right|$ 。

为了证明所设计的控制器的稳定性,选定 Lyapunov 函数  $V = \frac{1}{2}s^2$ , 则:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} = \beta \frac{m}{n} x_2^{m/n-1} \left( -\rho s^2 - \varepsilon |s| + \frac{\dot{T}_L}{J}s \right) \leq \\ -\rho \beta \frac{m}{n} x_2^{m/n-1} s^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

由式(14)可知,所设计的控制系统稳定。

为了尽可能削减滑模控制所带来的抖振问题,采用双曲正切函数来代替符号函数。双曲正

切函数的表达式为

$$H(x) = \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (15)$$

用  $H(s)$  代替  $\operatorname{sgn}(s)$ , 可得:

$$\begin{aligned} i_q = \frac{2J}{3p\varphi_f} \int \left[ \frac{B}{J}\dot{\omega}_m + \frac{n}{\beta m} x_2^{2-m/n} \cdot \right. \\ \left. \left(1 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1}\right) + \rho s + \varepsilon H(s) \right] dt \quad (16) \end{aligned}$$

### 3 扩张观测器分析设计

为进一步增强系统的鲁棒性,需要观测系统的扰动值并将其作为电流前馈补偿。但在实际系统中,扰动值无法直接测量,需要设计扰动观测器(DOB)来获得扰动信息。因此,本文设计了扩张观测器来估计扰动。

由式(3)可知,考虑系统参数及负载转矩的变化可得:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_m = -\left(\frac{B}{J} + \Delta a\right)\omega - \left(\frac{T_L}{J} + \Delta c\right) + \\ \left(\frac{3p\varphi_f}{2J} - \Delta b\right)i_q = a\omega + bu - d \end{aligned} \quad (17)$$

式中:  $a = \frac{B}{J}; b = \frac{3p\varphi_f}{2J}; u$  为要设计的控制律;  $\Delta a, \Delta b, \Delta c$  表示电机的参数变化;  $d$  为参数及负载变化所带来的匹配性扰动。

令状态变量  $z_1 = \omega_m, z_2 = -d$ , 输出  $y = \omega_m$ , 因为实际 PMSM 系统的扰动  $d$  变化缓慢,其一阶导数可视作 0。由此建立系统的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = az_1 + z_2 + bu \\ \dot{z}_2 = 0 \\ y = z_1 \end{cases} \quad (18)$$

将  $z_1$  和  $z_2$  作为观测对象,建立转速估计误差  $e$  的高增益反馈,设计扩张扰动观测器如下:

$$\begin{cases} e = z_1 - \hat{z}_1 \\ \dot{\hat{z}}_1 = a\hat{z}_1 + \hat{z}_2 + bu + \frac{\alpha_1}{\mu}e \\ \dot{\hat{z}}_2 = \frac{\alpha_2}{\mu^2}e \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $z_1$  为实际输入的机械角速度;  $\hat{z}_1$  为观测器估计的机械角速度;  $\hat{z}_2$  为估计的匹配性扰动。且  $\mu > 0, \alpha_1, \alpha_2$  为正实数,采用很小的  $\mu$  值以保证高增

益。通过该扩张观测器,可实现  $\hat{z}_1 \rightarrow z_1, \hat{z}_2 \rightarrow z_2$ 。

将扩张观测器的输出  $\hat{z}_2$  前馈至电流调节器的输入,得到系统的匹配性扰动补偿控制输入  $i'_q$ ,再根据式(16),最终得到  $q$  轴给定电流为

$$i_q^* = i_q + i'_q = \frac{3p\varphi_f}{2J} \left[ \frac{B}{J} \dot{\omega}_m + \frac{n}{\beta m} x_2^{2-m/n} \cdot \left( 1 + \alpha \frac{g}{h} x_1^{g/h-1} \right) + \rho s + \varepsilon H(s) \right] dt + l \hat{z}_2 \quad (20)$$

式中: $l$ 为扰动观测器前馈增益。

#### 4 无差拍电流预测控制器的分析设计

无差拍预测控制是一种数字离散控制,通过电机的数学模型和逆变器的工作原理,使得状态变量在采样周期中能跟踪给定值,消除电流误差,然后利用调制器产生这个电压矢量。在内环引入无差拍电流预测控制能很好地改变传统 PI 控制的缺陷,获得更好的动态响应性能和更小的电流谐波分量。

由式(1)可知,将电机电流  $i_d, i_q$  选为状态变量,并且对于表贴式 PMSM  $L_d = L_q = L$ ,式(1)可改写为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{Ri_d}{L} + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L} \\ \dot{i}_q = -\omega_e i_d - \frac{Ri_q}{L} - \frac{\omega_e \varphi_f}{L} + \frac{u_q}{L} \end{cases} \quad (21)$$

因为采样时间  $T_s$  足够短,所以采用一阶欧拉前向离散化方法对上述方程进行离散化处理,即可得:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{i_d(k) + T_s \left( -\frac{Ri_d}{L} + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L} \right)}{1} \\ i_q(k+1) = \frac{i_q(k) + T_s \left( -\omega_e i_d - \frac{Ri_q}{L} - \frac{\omega_e \varphi_f}{L} + \frac{u_q}{L} \right)}{1} \end{cases} \quad (22)$$

式中: $T_s$ 为采样时间。

将式(22)代入式(21)并写成矩阵方程的形式:

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R/L & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - T_s R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s/L & 0 \\ 0 & T_s/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ T_s \varphi_f \omega_e(k)/L \end{bmatrix} \quad (23)$$

对式(23)中的变量作如下定义:令  $\mathbf{I}(k) =$

$\begin{bmatrix} i_d(k) & i_q(k) \end{bmatrix}^T; \mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) & u_q(k) \end{bmatrix}^T$ ,并将式(23)改写成如下形式:

$$\mathbf{I}(k+1) = \mathbf{C}\mathbf{I}(k) + \mathbf{D}\mathbf{F}(k) - \mathbf{E} \quad (24)$$

$$\text{式中: } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 - T_s R/L & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - T_s R/L \end{bmatrix}; \mathbf{D} = \begin{bmatrix} T_s/L & 0 \\ 0 & T_s/L \end{bmatrix}; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ T_s \varphi_f \omega_e(k)/L \end{bmatrix}^T$$

若要使系统的实际输出电流能无差拍地对参考电流进行跟踪,则有  $\mathbf{I}(k+1) = \mathbf{I}^*(k)$ ,其中的  $\mathbf{I}^*(k) = \begin{bmatrix} i_d^*(k) & i_q^*(k) \end{bmatrix}^T$ ,即  $d, q$  轴的给定电流值。从而无差拍电流控制器的控制输出为

$$\mathbf{F}(k) = [\mathbf{I}^*(k) - \mathbf{C}\mathbf{I}(k) + \mathbf{E}] \cdot \mathbf{D}^{-1} \quad (25)$$

即

$$u_d(k) = (R - L/T_s) i_d(k) - \omega_e(k) L i_q(k) + \frac{L}{T_s} i_d^*(k) \quad (26)$$

$$u_q(k) = (R - L/T_s) i_q(k) + \omega_e(k) L i_d(k) + \frac{L}{T_s} i_q^*(k) + \omega_e(k) \varphi_f \quad (27)$$

可以发现,无差拍电流预测控制器中并无需调节的参数,比 PI 控制有不小的改进。

#### 5 仿真分析

为验证本文所采用控制策略的正确性,基于 MATLAB/Simulink 仿真平台构建了 PMSM 的矢量控制系统。相关的 PMSM 参数如表 1 所示。仿真采用变步长 ode45 算法,仿真时间为 0.5 s,采样时间  $T_s = 1 \times 10^{-5}$  s,同时在 0.25 s 时加入 10 N·m 的负载转矩。PMSM 矢量控制系统原理框图如图 1 所示。NFTSM 控制器的参数如表 2 所示。

表 1 表贴式 PMSM 参数

| 参数名称                                              | 参数值     |
|---------------------------------------------------|---------|
| 定子电阻 $R/\Omega$                                   | 2.875   |
| 定子 $d$ 轴电感 $L_d/\text{H}$                         | 0.008 5 |
| 定子 $q$ 轴电感 $L_q/\text{H}$                         | 0.008 5 |
| 转子磁链 $\psi_f/\text{Wb}$                           | 0.175   |
| 电机极对数 $p$                                         | 4       |
| 转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$             | 0.003   |
| 阻尼系数 $B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$ | 0.008   |

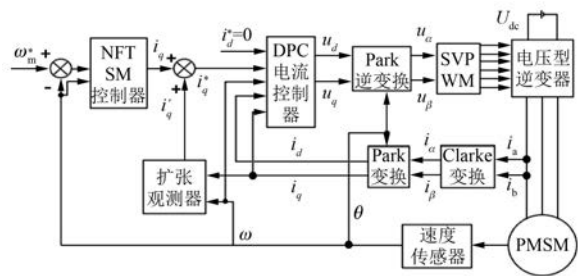


图1 PMSM 矢量控制系统原理框图

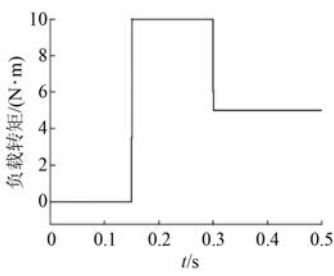


图3 扩张观测器观测波形

表2 NFTSM 控制器参数

| 参数名称          | 参数值                |
|---------------|--------------------|
| $\varepsilon$ | $1 \times 10^6$    |
| $\rho$        | $4 \times 10^3$    |
| $\alpha$      | $5 \times 10^{-3}$ |
| $\beta$       | $1 \times 10^{-4}$ |
| $g$           | 29                 |
| $h$           | 27                 |
| $m$           | 75                 |
| $n$           | 55                 |

扩张观测器的相关参数为  $\alpha_1 = 15, \alpha_2 = 9, \mu = 0.0005, l = -0.0030$ 。此外还分别设计了PI速度环控制器和PI电流环控制器,与本文所提控制策略进行比较,其中PI速度环控制器参数为  $k_p = 0.25, k_i = 14$ 。 $d$ 、 $q$ 轴电流环控制器参数相同,  $k_p' = 9.35, k_i' = 3162.5$ 。

5.1 扩张观测器仿真

为验证本文所设计的扩张观测器的观测效果,在PMSM稳定运行的情况下,对负载转矩进行改变。电机空载运行,在0.15s时负载转矩变为10N·m,稳定运行一小段时间,在0.3s时负载转矩改变为5N·m。给定负载转矩的波形如图2所示,扩张观测器的观测波形如图3所示。从图2和图3可以得知,扩张观测器可以十分精准地观测到负载转矩的变化,收敛速度极快。

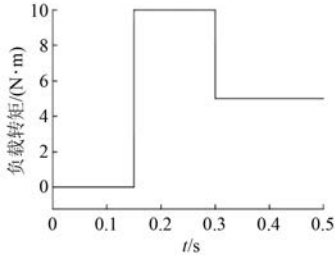


图2 给定负载转矩波形

5.2 空载起动仿真

图4为PMSM在空载的条件下,给定转速为1000r/min在本文控制策略下的起动转速波形和PI控制下的起动转速波形。

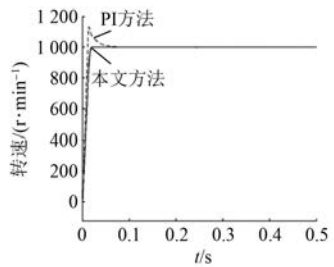


图4 转速响应波形

从图4可以看出,采用PI控制算法的PMSM起动转速超调量较大,调节时间较长。而采用本文控制算法的永磁同步电机起动转速无超调,且调节时间较短。

5.3 抗干扰性能仿真

图5给出了在给定转速1000r/min,0.25s突加10N·m的负载的情况下,PMSM在不同的控制策略下的转速和 $d$ 、 $q$ 轴电流响应波形。

从图5(a)可知,在速度控制器在NFTSM控制策略的情况下,电机开始运行,从静止到达给定转速所需时间更短,基本无超调。电机稳态运行时,NFTSM采用了双曲正切函数削弱了抖振,稳态精度更高。在0.25s负载转矩突变到10N·m时,由于采用了扩张观测器观测扰动,NFTSM控制抗干扰能力得到加强,并且能在更短的时间内达到稳定状态。而传统的PI控制在突加负载时,电机转速的波动更大,且再次达到稳定状态所需时间更长。由图5(b)的电流波形可知,采用了DPC电流控制器的 $q$ 轴电流响应较快,但峰值电流比PI控制稍高。且DPC控制下的 $q$ 轴电流并

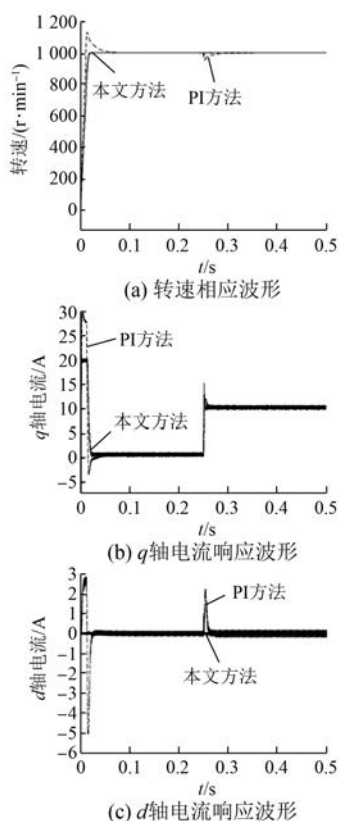


图5 突加负载时不同控制策略下的转速、电流响应波形

未出现负值,电流脉动较小。在图 5(c)中,可以更明显地看出,在电机起动阶段,DPC 电流控制器下的  $d$  轴电流波动更小,波动范围在  $-0.4 \sim 0.7$  A 之间。而 PI 控制器下的  $d$  轴电流波动范围在  $-5 \sim 3$  A 之间。在突加负载的情况下,PI 控制器下的  $d$  轴尖峰电流达到了 2.3 A,而 DPC 控制器下的  $d$  轴尖峰电流只有 1.2 A。

#### 5.4 电流谐波分析

为验证本文的控制策略比 PI 控制策略能更好地减少谐波分量,图 6 和图 7 分别给出了 A 相电流的快速傅里叶变换(FFT)分析。

从图 6 和图 7 可知,在本文控制策略下 A 相

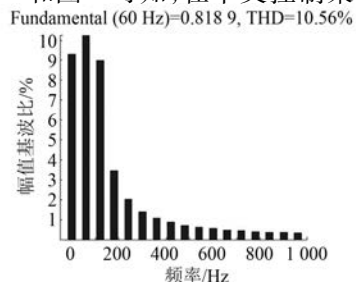


图6 本文控制策略下 A 相电流 FFT 分析

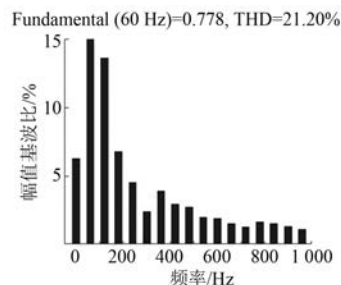


图7 PI 控制策略下 A 相电流 FFT 分析

电流总谐波畸变(THD)为 10.56%,而 PI 控制策略下的 A 相电流 THD 为 21.20%。由此可知,本文所提的控制策略可有效地改善波形的正弦度,减少谐波分量。

## 6 结 语

本文针对传统的 PI 控制鲁棒性差和传统的非奇异快速终端控制抖振较大、鲁棒性较差等问题,在速度环采用一种 NFTSM 控制策略的同时引入一种高增益扩张观测器实时观测系统的匹配性扰动值,将其作为电流前馈补偿,采用双曲正切函数代替了符号函数,更好地削弱抖振,很好地解决了 PI 控制鲁棒性差和传统的非奇异快速终端控制抖振较大、鲁棒性较差的问题。在电流环采用了 DPC 电流控制器,没有引入任何可调参数,避免了调参复杂等问题,且可以获得更好的动态响应性能和更小的电流谐波分量。仿真结果表明了该控制策略的有效性。

## 【参考文献】

- [1] 袁雷,胡冰新,魏克银,等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2016.
- [2] 杨永乐,杨明发. 基于负载观测的永磁同步电机非奇异快速终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2020,47(8): 24.
- [3] LIU X, YU H, YU J, et al. Combined speed and current terminal sliding mode control with nonlinear disturbance observer for PMSM drive [J]. IEEE Access, 2018, 6: 29594.
- [4] 刘金钊. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真基本理论与设计方法[M]. 4 版. 北京:清华大学出版社, 2019.

(下转第 44 页)