

基于非奇异快速终端滑模的永磁同步电机 转速和电流控制

王辉航, 赵朝会, 万东灵, 胡怡婷, 吉洪智
(上海电机学院 电气学院, 上海 200240)

摘要: 针对永磁同步电机在矢量控制中存在转速和电流频繁超调、稳态精度低、鲁棒性弱等问题, 运用非奇异快速终端滑模控制器替代传统 PI 控制下的转速环控制器和电流环控制器, 并采用李雅普诺夫函数证明了 3 个控制器的稳定性。借助 MATLAB/Simulink 仿真软件分析了采用非奇异快速终端滑模控制器和 PI 控制器的转速、电流响应波形。仿真结果表明: 采用非奇异快速终端滑模控制器有更小的超调量、更高的稳态精度和更强的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 转速; 电流; 非奇异快速终端滑模控制器

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)11-0028-06

Speed and Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode

WANG Huihang, ZHAO Chaohui, WAN Dongling, HU Yiting, JI Hongzhi
(Shanghai Dianji University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor had many problems in vector control, such as frequent overshoot of speed and current, low steady-state accuracy and weak robustness. Three non-singular fast terminal sliding mode controllers were adopted to replace the speed loop controller and current loop controllers used in traditional PI control, and the stability of the three controllers was proved by using Lyapunov function. The response waveforms of speed and current of using non-singular fast terminal sliding mode controller and PI controller were analyzed by MATLAB/Simulink simulation software. The simulation results showed that the non-singular fast terminal sliding mode controller had less overshoot, higher steady-state accuracy and stronger robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); speed; current; non-singular fast terminal sliding mode controller

0 引言

高性能的永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 控制系统具有响应速度快、超调量小、跟踪精度高和鲁棒性强等特点。PI 控制是一种线性控制方案, 因其结构简单, 广泛应用于 PMSM 伺服控制系统^[1]。PMSM 控制系统是一个强耦合、多变量、非线性的系统, 且运行

过程中易受电机参数变化和负载扰动等不确定性干扰因素的影响。因此, 在矢量控制中, 转速环和电流环采用传统的 PI 线性控制难以满足 PMSM 的高性能控制要求^[2-4]。

为了克服传统 PI 控制下动态性能差、鲁棒性弱的缺点, 研究人员提出了各种非线性控制方案。例如鲁棒控制^[5-6]、自抗扰控制^[7]、模糊控制^[8]、模型参考自适应控制^[9-10]和滑模变结构控制

作者简介: 王辉航 (1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机与智能电器。

赵朝会 (1963—), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

万东灵 (1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动与控制。

(Sliding Mode Variable Structure Control, SMC)^[11-18]等。其中,SMC 因具有响应时间短、超调量小、稳态精度高、对电机参数摄动和负载干扰具有较强的鲁棒性等特点,广泛应用于非线性控制系统。文献[11-12]采用一种线性滑模面,状态误差以指数趋近律形式无限趋近于零,难以在有限时间内到达滑模面,且动态性能不理想。为了提高系统的动态性能,文献[13]采用一种积分滑模面,在干扰和较大的初始误差下容易产生积分饱和导致超调量大。文献[14-17]采用一种非奇异终端滑模(Non-Singular Terminal Sliding Mode, NTSM)控制算法,运用于速度环控制器中,使状态误差在有限的时间内收敛为零,打破了传统滑模控制在线性滑模面下状态误差渐进收敛的特性,系统的动态性能也优于传统滑模控制,但2个电流环采用PI控制算法,从而导致电流响应速度慢、超调量大且稳态精度低等问题。文献[18]分析了一种NTSM,并单独运用于矢量控制的电流环中,而速度环采用PI控制,速度控制效果不理想,而且NTSM的收敛速度有待提高。

本文针对上述文献所出现的问题,研究了一种非奇异快速终端滑模(Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode, NFTSM),将该滑模应用到矢量控制中,在转速环和采用前馈解耦的电流环上采用NFTSM控制器,并运用李雅普诺夫(Lyapunov)函数证明了控制系统的稳定性。最后对采用NFTSM的控制系统和采用PI控制算法的控制系统进行仿真对比来说明该滑模的控制性能,期望该滑模应用到PMSM控制系统中能加快转速和电流的响应速度,增强系统的动态性能,提高系统的鲁棒性。

1 PMSM 数学模型

假定三相PMSM为理想电机,且满足:忽略电机铁心饱和;不计电机中的涡流与磁滞损耗;电机中的电流为对称的三相正弦电流。三相PMSM在 $d-q$ 坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \dot{i}_d - L_q \omega_e i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \dot{i}_q + \omega_e (L_d i_d + \Psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q —— d, q 轴的定子电压;

R ——定子电阻;

i_d, i_q —— d, q 轴的定子电流;

L_d, L_q —— d, q 轴的定子电感;

ω_e ——转子电角速度;

Ψ_f ——永磁体磁链。

从式(1)可以看出,定子电流 i_d, i_q 分别在 d, q 轴方向产生交叉耦合电动势。为了便于电流控制器设计,对 i_d, i_q 进行前馈解耦,电压方程为

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega_e L_q i_q = Ri_d + L_d \dot{i}_d \\ u_{q0} = u_q + \omega_e (L_d i_d + \Psi_f) = Ri_q + L_q \dot{i}_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{d0}, u_{q0} —— d, q 轴解耦后的定子电压。

由式(2)可得解耦后的电流方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{u_{d0}}{L_d} - \frac{R}{L_d} i_d + d_d(t) \\ \dot{i}_q = \frac{u_{q0}}{L_q} - \frac{R}{L_q} i_q + d_q(t) \end{cases} \quad (3)$$

其中: $d_d(t), d_q(t)$ 为因电机参数变化或不精确而引起解耦不彻底的干扰量,且为有界函数,满足 $|\dot{d}_d(t)| \leq D_d, |\dot{d}_q(t)| \leq D_q, D_d, D_q$ 为大于零的常数。

在 d, q 坐标系下,三相PMSM的电磁转矩方程和机械运动方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (4)$$

$$J \dot{\omega}_m = T_e - T_L - B \omega_m \quad (5)$$

式中: T_e ——电磁转矩;

p ——电机极对数;

J ——转动惯量;

ω_m ——转子机械角速度;

T_L ——负载转矩。

若采用矢量控制中 $i_d = 0$ 控制方案,将式(4)代入式(5),则有:

$$\dot{\omega}_m = \frac{3p\psi_f}{2J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega_m \quad (6)$$

2 NFTSM 控制原理及其稳定性分析

为了使终端滑模(Terminal Sliding Mode, TSM)响应更快同时避免出现奇异现象,选取的非奇异快速终端滑模面如下:

$$s = e + \alpha e^{a/b} + \beta e^{m/n} \quad (7)$$

式中: e ——系统状态误差。

式(7)中的系数 $\alpha > 0, \beta > 0, a/b > 1, m, n$ 为正

奇数,且满足 $2 > m/n > 1$ 。

令 $s=0$, 可得系统状态误差变化率为

$$\dot{e} = \left(-\frac{e}{\beta} - \frac{\alpha}{\beta} e^{a/b} \right)^{n/m} \quad (8)$$

式(8)中,若不考虑指数,则系统误差变化率由线性项 $(-e/\beta)$ 和非线性项 $(-\alpha/\beta e^{a/b})$ 决定。当系统状态变量远离平衡点,误差较大时,且误差收敛速度由式(8)中的非线性项起主要作用,收敛速度接近幂次变化;当系统状态接近平衡点,误差较小时,误差收敛速度由式(8)中的线性项起主要作用,收敛速度接近线性变化,此时变成 NTSM。NFTSM 与 NTSM 相比,收敛速度更快,且 $2 > m/n > 1$,避免了在求取控制律上出现的奇异现象。

2.1 NFTSM 速度控制器分析

在采用 $i_d=0$ 的矢量控制中,速度控制器的输入是速度误差,用于跟踪参考给定值 ω_m^* ,并要求对负载变化具有较强的抗干扰性,而输出量为 q 轴电流参考值 i_q^* 。现假定角速度参考值 ω_m^* 足够光滑,处处都有二阶导数,电机角速度为 ω_m ,则速度误差为

$$e_v = \omega_m^* - \omega_m$$

速度误差变化率为

$$\dot{e}_v = \dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m \quad (9)$$

将式(6)代入式(9)可得:

$$\dot{e}_v = \dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m = \dot{\omega}_m^* - \frac{3p\psi_f i_q}{2J} + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J}\omega_m \quad (10)$$

式(10)对时间求导可得速度误差的二阶导数为

$$\ddot{e}_v = \ddot{\omega}_m^* - \ddot{\omega}_m = \ddot{\omega}_m^* - \frac{3p\psi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{\dot{T}_L}{J} + \frac{B}{J}\dot{\omega}_m \quad (11)$$

速度控制器滑模面选取为式(7)所示,即:

$$s_v = e_v + \alpha e_v^{a/b} + \beta \dot{e}_v^{m/n} \quad (12)$$

式(12)对时间求导可得:

$$\dot{s}_v = \dot{e}_v + \alpha \frac{a}{b} e_v^{a/b-1} \dot{e}_v + \beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \ddot{e}_v \quad (13)$$

将式(11)代入式(13)可得:

$$\dot{s}_v = \dot{e}_v + \alpha \frac{a}{b} e_v^{a/b-1} \dot{e}_v + \beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \ddot{e}_v = \left(1 + \alpha \frac{a}{b} e_v^{a/b-1} \right) \dot{e}_v +$$

$$\beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \left(\ddot{\omega}_m^* - \frac{3p\psi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{\dot{T}_L}{J} + \frac{B}{J}\dot{\omega}_m \right) \quad (14)$$

为了保证 $s_v \dot{s}_v < 0$,将速度控制器的滑模控制律设定为

$$i_q = \frac{2J}{3p\psi_f} \left[\ddot{\omega}_m^* + \frac{B}{J}\dot{\omega}_m + \frac{q}{\beta p} \dot{e}_v^{2-m/n} \cdot \left(1 + \alpha \frac{a}{b} e_v^{a/b-1} \right) + \eta s + D_v \text{sgn}(s) \right] \quad (15)$$

其中: $D_v \geq \left| \frac{\dot{T}_L}{J} \right|, \eta > 0$ 。

速度控制器输出参考电流 i_q^* 通过式(15)对时间求积分可得。

控制器稳定性证明如下。

选取 Lyapunov 函数为 $V_v = \frac{1}{2} s_v^2$, 则:

$$\dot{V}_v = s_v \dot{s}_v \quad (16)$$

将式(14)和式(15)代入式(16)可得:

$$\dot{V}_v = s_v \dot{s}_v = s_v \left\{ \beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \left[-\eta s_v - D_v \text{sgn}(s_v) + \frac{\dot{T}_L}{J} \right] \right\} = \beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \left(-\eta s_v^2 - D_v |s_v| + \frac{\dot{T}_L}{J} s_v \right) \quad (17)$$

由于 m, n 为正奇数, β 为正数, 故当 $\dot{e}_v \neq 0$ 时, 有 $\beta \frac{m}{n} \dot{e}_v^{m/n-1} > 0$ 。

由于 $D_v \geq \left| \frac{\dot{T}_L}{J} \right|, \eta > 0$, 故式(17)可变为

$$\dot{V}_v = s_v \dot{s}_v = \beta \frac{p}{q} \dot{e}_v^{m/n-1} \left(-\eta s_v^2 - D_v |s_v| + \frac{\dot{T}_L}{J} s_v \right) \leq -\eta \beta \frac{m}{n} \dot{e}_v^{m/n-1} s_v^2 \leq 0 \quad (18)$$

因此,式(18)满足 Lyapunov 稳定性定理,说明系统稳定。

2.2 NFTSM 交轴(q 轴)电流控制器分析

交轴电流控制器的输入是交轴电流的误差量,用于跟踪给定参考电流 i_q^* ,即跟踪速度控制器的输出量,而交轴电流控制器的输出量则是经过解耦后的交轴参考电压 u_{q0}^* 。该控制器要求对参数变化或参数不精确而引起解耦不彻底具有较强的鲁棒性。假定参考电流 i_q^* 光滑,处处具有二阶导数,电机交轴电流为 i_q ,则电流误差 $e_q = i_q^* - i_q$ 。

交轴电流误差变化率为

$$\dot{e}_q = \dot{i}_q^* - \dot{i}_q \quad (19)$$

式(19)对时间求导,可得:

$$\ddot{e}_q = \ddot{i}_q^* - \ddot{i}_q \quad (20)$$

将式(3)中的交轴电流方程对时间求导后代入式(20),可得:

$$\ddot{e}_q = \ddot{i}_q^* - \ddot{i}_q = \ddot{i}_q^* - \frac{\dot{u}_{q0}}{L_q} + \frac{R}{L_q} \dot{i}_q - \dot{d}_q(t) \quad (21)$$

交轴电流控制器滑模面选取为式(7),则:

$$s_q = e_q + \alpha e_q^{a/b} + \beta \dot{e}_q^{m/n} \quad (22)$$

式(21)对时间求导,可得:

$$\dot{s}_q = \dot{e}_q + \alpha \frac{a}{b} e_q^{a/b-1} \dot{e}_q + \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} \ddot{e}_q \quad (23)$$

将式(21)代入式(23),可得:

$$\begin{aligned} \dot{s}_q &= \dot{e}_q + \alpha \frac{a}{b} e_q^{a/b-1} \dot{e}_q + \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} \ddot{e}_q = \\ &\left(1 + \alpha \frac{a}{b} e_q^{a/b-1}\right) \dot{e}_q + \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} \cdot \\ &\left[\ddot{i}_q^* - \frac{\dot{u}_{q0}}{L_q} + \frac{R}{L_q} \dot{i}_q - \dot{d}_q(t)\right] \end{aligned} \quad (24)$$

为保证 $s_q \dot{s}_q < 0$, 将交轴电流控制器的滑模控制律设定为

$$\begin{aligned} \dot{u}_{q0} &= L_q \left[\ddot{i}_q^* + \frac{R}{L_q} \dot{i}_q + \frac{m}{\beta n} \dot{e}_q^{2-m/n} \cdot \right. \\ &\left. \left(1 + \alpha \frac{a}{b} e_q^{a/b-1}\right) + \eta s_q + D_q \operatorname{sgn}(s_q) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

交轴电流控制器输出参考电压 u_{q0}^* 通过式(25)对时间求积分获得。

控制器稳定性证明如下。

同样选取 Lyapunov 函数 $V_q = \frac{1}{2} s_q^2$, 并对时间求导,可得:

$$\dot{V}_q = s_q \dot{s}_q \quad (26)$$

将式(24)和式(25)代入式(26)可得:

$$\dot{V}_q = s_q \dot{s}_q = \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} [-\eta s_q^2 - D_q |s_q| - \dot{d}_q(t) s_q] \quad (27)$$

由 2.1 节可知,当 $\dot{e}_q \neq 0$ 时, $\beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} > 0$, 又 $\eta > 0$, $|\dot{d}_q(t)| \leq D_q$, 故式(27)可变为

$$\dot{V}_q = s_q \dot{s}_q = \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} [-\eta s_q^2 - D_q |s_q| - \dot{d}_q(t) s_q] \leq$$

$$-\eta \beta \frac{m}{n} \dot{e}_q^{m/n-1} s_q^2 \leq 0 \quad (28)$$

因此,式(28)满足 Lyapunov 稳定性定理,说明系统稳定。

2.3 NFTSM 直轴(d轴)电流控制器分析

直轴电流控制器的输入是电流误差量,用于跟踪直轴电流给定的参考量 i_d^* , 输出量是经过解耦后的直轴参考电压 u_{d0}^* 。直轴电流控制器要求对参数变化或参数不精确而引起解耦不彻底具有较强的鲁棒性。按交轴电流控制器的分析方法可得直轴电流控制器的滑模控制律为

$$\begin{aligned} \dot{u}_{d0} &= L_d \left[\ddot{i}_d^* + \frac{R}{L_d} \dot{i}_d + \frac{n}{\beta m} \dot{e}_d^{2-p/q} \cdot \right. \\ &\left. \left(1 + \alpha \frac{a}{b} e_d^{a/b-1}\right) + \eta s_d + D_d \operatorname{sgn}(s_d) \right] \end{aligned} \quad (29)$$

式中: \ddot{i}_d^* —— 直轴参考电流对时间的二阶导数;

\dot{i}_d —— 直轴电流对时间的一阶导数;

e_d —— 直轴电流误差量, $e_d = i_d^* - i_d$;

s_d —— 直轴电流滑模控制器的滑模面, $s_d = e_d + \alpha e_d^{a/b} + \beta \dot{e}_d^{m/n}$ 。

直轴电流控制器输出参考电压 u_{d0}^* 通过式(29)对时间求积分获得。

该控制器的稳定性证明与交轴电流控制器稳定性证明类似,不再赘述。

3 仿真与分析

本文为了验证上述所分析 3 个控制器的正确性,采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方案,在 MATLAB/Simulink 软件环境中建立的 PMSM 调速控制系统如图 1 所示。电机转速控制器和电流控制器皆采用基于 NFTSM 算法的控制器。为了说明采用基于 NFTSM 算法控制器的优越性,本文将 3 个 NFTSM 控制器换成 PI 控制器,其他电机参数和仿真参数都不变,进行仿真。仿真采用变步长 ode45 算法,相对误差为 2×10^{-7} , 仿真时间为 0.2 s, 控制周期为 0.000 1 s, 在 0.1 s 时加入 5 N·m 的负载转矩。

图 1 中, $T_{2r/2s}(\theta_e)$ 是 Park 变换, $T_{3s/2r}(\theta_e)$ 是三相静止坐标系变换成两相旋转坐标系的变换矩阵, SVPWM 为空间矢量脉宽调制。

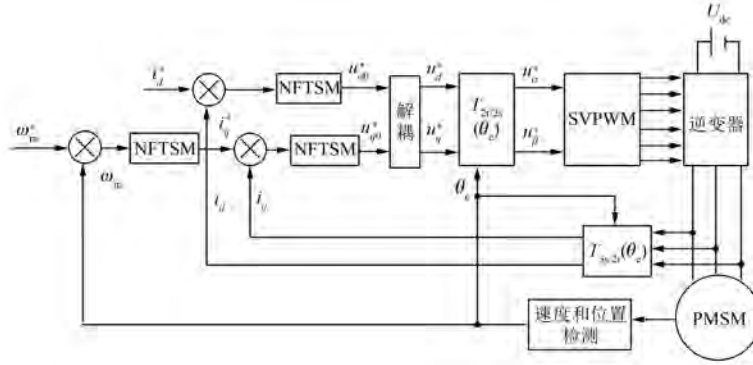


图 1 PMSM 调速控制系统

PMSM 主要参数、3 个 NFTSM 控制器和 3 个 PI 控制器参数分别如表 1~表 3 所示。

表 1 PMSM 主要参数

参数名称	参数值
额定转速 $N_n / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	1 000
定子电阻 R / Ω	2.875
定子 d 轴电感 L_d / H	0.008 5
定子 q 轴电感 L_q / H	0.008 5
转子磁链 ψ_f / 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

表 2 NFTSM 控制器参数

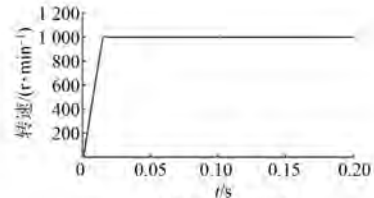
参数	速度环	q 轴电流环	d 轴电流环
$D_{v,q,d}$	1×10^6	1×10^4	1×10^4
η	4×10^5	3×10^6	3.9×10^7
α	5×10^{-3}	5×10^{-3}	5×10^{-3}
β	2.93×10^{-4}	5×10^{-5}	5×10^{-5}
a	29	29	29
b	27	27	27
m	75	57	57
n	55	55	55

表 3 PI 控制器参数

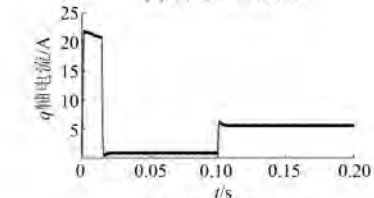
参数	速度环	q 轴电流环	d 轴电流环
k_p	0.15	9.35	9.35
k_i	14	3 200	3 200

图 2 和图 3 分别给出了 NFTSM 控制下的转速、电流、转矩响应波形和 PI 控制下的转速、电

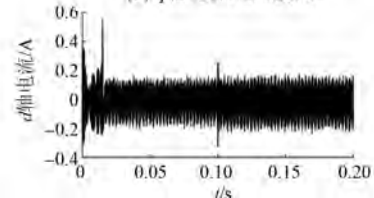
流、转矩响应波形。



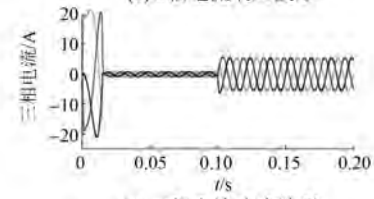
(a) 转速响应波形



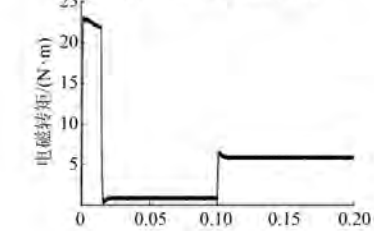
(b) q轴电流响应波形



(c) d轴电流响应波形



(d) 三相电流响应波形



(e) 电磁转矩响应波形

图 2 NFTSM 控制的转速、电流、转矩响应波形

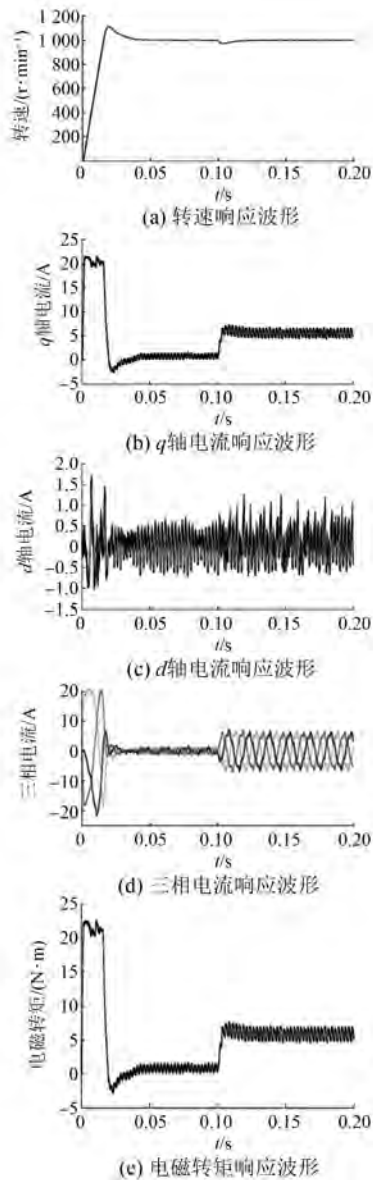


图3 PI控制的转速、电流、转矩响应波形

从图2(a)和图3(a)可以看出,采用 NFTSM 转速控制器,转速响应快,基本无超调量,而且稳态精度高,在0.1 s受到负载(5 N·m)干扰时,能较快地恢复到给定转速;采用PI控制时,转速响应慢,具有较大的超调量,且稳态时波动大,在加载时波动较大,恢复到给定转速所需时间较长。使用 NFTSM 电流控制器与PI电流控制器相比, q 轴电流响应时间快,超调量小,稳态误差也较小,二者的响应波形如图2(b)和图3(b)所示。从图2(c)和图3(c)可以明显地看出,采用 NFTSM 控制器的 d 轴电流具有更小的电流脉动,稳态之

后波动范围在 $-0.2\sim 0.2$ A,而PI控制器下的 d 轴电流稳态之后的波动范围为 $-1\sim 1$ A。由于使用 NFTSM 控制器下的 d 轴和 q 轴电流具有较好的效果,所以三相电流具有较对称、畸变率较小的响应波形,如图2(d)和图3(d)所示。因为本文中采用 $i_d=0$ 的矢量控制,所以电磁转矩的响应波形和 q 轴电流响应波形具有一致性,电磁转矩波形如图2(e)和图3(e)所示。

4 结 语

本文分析了 NFTSM 的基本原理,研究了 PMSM 矢量控制下转速环和电流环控制器的设计,证明了控制器的稳定性。将 NFTSM 应用到 PMSM 控制系统中,解决了PI转速环下转速响应慢、超调量大和鲁棒性低的问题;解决了电流环中因采用PI控制策略而造成的稳态精度低、波动大的问题,使三相电流更加对称,谐波量更少。同时,解决了电磁转矩超调量大、稳态精度低、波动大的问题。仿真结果表明了该控制方案的有效性。

【参考文献】

- [1] WANG G J, FONG C T, CHANG K J. Neural-network-based self-tuning PI controller for precise motion control of PMAC motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(2): 408-415.
- [2] YANG J, CHEN W H, LI S, et al. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—a survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3273-3285.
- [3] XIAO R, WANG Z, ZHANG H, et al. A novel adaptive control of PMSM for electric vehicle [C] // 2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Belfort, 2017: 1-8.
- [4] UDDIN M N, ABIDO M A, RAHMAN M A. Development and implementation of a hybrid intelligent controller for interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(1): 68-76.
- [5] 杨书生, 钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 84-90.

(下转第65页)

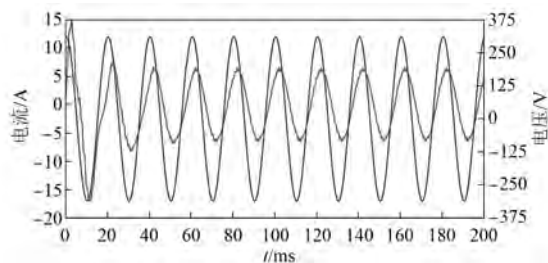


图8 电压、电流曲线

4.47 A, 相位角为 50° , 此时, 电压 U 与电流 I 之间的夹角为 32° , 由此得到 $\cos\Phi = \cos 32^\circ = 0.848$ 。

在上述条件下, 计算电机的输入功率。相电压 220 V, 相电流 4.47 A, 功率因数 $\cos\Phi = 0.848$, 因此, $P_1 = 3 \times 220 \times 4.47 \times \cos\Phi = 2\,416.2$ W。

电机稳定时计算的铜耗为 107.9 W, 铁耗为 34.4 W。参照 YE3 同规格的损耗, 机械损耗为 24.0 W, 附加损耗为输入功率的 1.7%, 即为 41.0 W。因此, 总损耗为 $107.9 + 34.4 + 24.0 + 41.0 = 207.3$ W, 输出功率为 $2\,416.2 - 207.3 = 2\,214.6$ W, 效率为 91.4%, 达到了 IE4 效率指标。

3 结 语

本文采用 Ansoft Maxwell 软件, 对 1 台 2.2 kW、4 极 SRM 进行有限元计算, 并对电机的空载反电动势、交直流电感、电流控制角变化规律展开分析, 计算了电机效率、功率因数等主要性能参数。由于同步磁阻永磁电机转子上装有铁氧体等廉价永磁体甚至完全去除永磁材料, 电机成本低、效率高, 市场前景广阔。

【参考文献】

- [1] 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机发展及现状[J]. 电工电能新技术, 1998, 17(3): 22-25.
- [2] 郭伟, 赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 124-128.
- [3] 柴凤, 史妍雯, 刘越. 永磁同步磁阻电动机综述[J]. 微特电机, 2015, 43(10): 81-87.
- 收稿日期: 2018-07-06
-
- (上接第 33 页)
- [6] EL-SOUSY F F M. Hybrid H_∞ -based wavelet-neural-network tracking control for permanent magnet synchronous motor servo drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(9): 3157-3166.
- [7] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039, 7095.
- [8] 王述彦, 师宇, 冯忠绪. 基于模糊 PID 控制器的控制方法研究[J]. 机械科学与技术, 2011, 30(1): 166-172.
- [9] 柴青, 刘旭东, 罗巨龙, 等. 基于预测控制和模型参考自适应的 PMSM 电流控制[J]. 电气传动, 2018, 48(3): 17-21.
- [10] 王飞宇, 田井呈, 卓克琼, 等. 基于改进模型参考自适应算法的永磁同步电机转动惯量辨识[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(8): 63-67, 87.
- [11] SABANOVIC A. Variable structure systems with sliding modes in motion control—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2011, 7(2): 212-223.
- [12] YU X, WANG B, LI X. Computer-controlled variable structure systems: the state-of-the-art [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(2): 197-205.
- [13] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-437.
- [14] 周硕, 王大志, 高庆忠. 永磁同步电机的非奇异快速终端滑模控制[J]. 电气传动, 2014, 44(11): 51-54.
- [15] 童灵华. 永磁同步电机快速高阶终端滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(12): 1-5.
- [16] 刘相, 王艳, 严大虎, 等. 基于非奇异终端滑模控制的 PMSM 速度调节(英)[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(9): 2109-2114.
- [17] 常雪剑, 刘凌, 崔荣鑫. 永磁同步电机非奇异快速终端可变边界层滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2015, 49(6): 53-59.
- [18] 黄宴委, 刘喆怡, 熊少华, 等. 基于二阶终端滑模优化的电流环滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 74-81.
- 收稿日期: 2018-05-31