

# 永磁同步电机驱动系统的反步与无源协调控制<sup>\*</sup>

李建立, 于海生

(青岛大学 自动化与电气工程学院, 山东 青岛 266071)

**摘要:** 针对永磁同步电机(PMSM)驱动系统中,只利用信号控制器或能量控制器难以兼顾良好的动态特性与较低的能量损耗,提出了基于信号与能量的协调控制策略。首先,利用反步法设计信号控制器,以加快系统的动态响应。然后,从能量的角度出发,利用无源控制中的 Euler-Lagrange(EL)模型设计能量控制器,以降低系统稳态运行时的能量损耗。进一步设计协调函数,将信号控制器与能量控制器进行协调,从而构成协调控制器。另外,当负载转矩未知时,设计了负载转矩观测器用来估计负载转矩。在 MATLAB/Simulink 平台上对所设计的协调控制系统进行了仿真,仿真结果表明,所提出的协调控制策略能够充分结合信号控制器和能量控制器的优点,获得良好的动态和稳态性能,减小 PMSM 损耗。

**关键词:** 永磁同步电机; 反步法; 无源控制; Euler-Lagrange 模型; 协调控制

**中图分类号:** TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)01-0023-07

## Coordination Control of Backstepping and Passive Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System<sup>\*</sup>

LI Jianli, YU Haisheng

(College of Automation and Electrical Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

**Abstract:** In the permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system, it was difficult to achieve good dynamic performance and low energy consumption only by the signal controller or the energy controller. Therefore, presented a coordinated control strategy based on signal and energy. In order to speed up the dynamic response of PMSM, the signal controller was designed based on backstepping method. From the point of view of energy, the energy controller was designed by using the Euler-Lagrange (EL) model of passive control in order to reduce the energy loss of PMSM. At last, the coordination function was used to combine the above methods together. In addition, the methods of load torque estimation and controller design were developed when the load torque was unknown. Simulation was implemented by using MATLAB/Simulink, and its results showed that the coordinated control strategy could fully combine the advantages of the signal controller and the energy controller to improve the dynamic and steady state performance, minimize the energy loss of the system.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); backstepping; passive control; Euler-Lagrange (EL) model; coordination control

## 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借其结构简单、性能好、可靠性高等优点被广泛应用到工业领域,且与

其相关的控制策略也获得了极大发展<sup>[1-3]</sup>。这些控制策略主要分为两类,即信号控制和能量控制。其中,信号控制主要是保证系统快速的动态响应,但忽略了能量损耗过大的问题。利用传统的比例-积分-微分(Proportion-Integral-Derivative,

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(61573203,61573204)

作者简介: 李建立(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电能变换与电机控制。

于海生(1963—),男,教授,博士生导师,研究方向为电能变换与电机系统的非线性控制(通讯作者)。

PID)方法对 PMSM 进行控制时,过程简单,但是难以满足 PMSM 高性能控制目标的要求<sup>[4]</sup>。滑模控制方法虽然能提高 PMSM 驱动系统的鲁棒性,但抖振削弱的同时也使得控制器的设计难度加大<sup>[5]</sup>。神经网络控制虽然能较好地满足 PMSM 的非线性特点,但其控制器的设计需要根据经验且计算量大,系统易出现振荡<sup>[6]</sup>。利用反馈线性化对 PMSM 进行控制时,解耦其设计过程,虽然能够得以简化,但是其转速响应超调大<sup>[7]</sup>。文献[8]利用反步法逐步推导出控制器,方法简单且易于保证系统稳定。除此之外,作为一个非线性能量变换装置,如何设计能量控制器来减少 PMSM 的能量损耗也是一个亟待解决的问题。文献[9]利用输入功率最小策略实现能量优化,参数敏感性低,但难以快速找到最佳工作点。从能量平衡的观点出发,基于无源性和耗散理论对交流电机进行控制,也已取得诸多成果<sup>[10-12]</sup>。这种方法易于保证系统稳定,且只需求得最小损耗下的平衡点即可对控制器进行设计,计算量小,但是也带来了转速响应慢的问题<sup>[13]</sup>。

在本文中,为了将信号控制动态响应快与能量控制稳态损耗小的优点充分结合,设计了基于信号和能量的协调控制策略。信号控制主要是在最大输出功率原理的基础上,利用反步法进行设计,用来保证动态时的快速响应;能量控制则是利用无源控制中的欧拉-拉格朗日(Euler-Lagrange, EL)模型,在其基础上根据最小损耗原理求出系统运行在损耗最小状态下的平衡点,然后合理设计控制器使系统逐渐稳定在平衡点附近,达到损耗最低的目的。协调控制则是利用协调函数将信号控制与能量控制协调起来,从而保证系统在转速偏离期望值时信号控制能够发挥主要作用,加快系统的动态响应,在转速接近期望值时能量控制发挥主要作用,减小系统稳态运行下的能量损失。文中所提出的控制方案,能够同时满足动态响应快与能量损耗小的要求,具有应用前景。

### 1 考虑铁损的 PMSM 数学模型

在 dq 坐标系下,考虑铁损的 PMSM 数学模型可以描述为<sup>[14]</sup>

$$\begin{cases} L_{ld}di_d/dt = -(R + R_c)i_d + R_c i_{od} + u_d \\ L_{lq}di_q/dt = -(R + R_c)i_q + R_c i_{oq} + u_q \\ L_{md}di_{od}/dt = R_c i_d - R_c i_{od} + p\omega L_q i_{oq} \\ L_{mq}di_{oq}/dt = R_c i_q - R_c i_{oq} - p\omega L_d i_{od} - p\omega\Phi \\ J_m d\omega/dt = \tau - \tau_L - R_m \omega \end{cases} \quad (1)$$

$$\tau = p[(L_{md} - L_{mq})i_{od}i_{oq} + \Phi i_{oq}] \quad (2)$$

- 式中:  $u, i$ ——定子电压和电流;  
 $i_o$ ——励磁电流(以上各分量中的下标  $d$  和  $q$  分别代表其在  $dq$  坐标系下的分量);  
 $L_d, L_q$ ——代表直轴和交轴下的电感;  
 $L_{ld}, L_{lq}$ ——直轴和交轴下的漏感;  
 $L_{md}, L_{mq}$ ——直轴和交轴下的励磁电感;  
 $R$ ——定子电阻;  
 $R_c$ ——铁损电阻;  
 $\Phi$ ——永磁体产生的磁链;  
 $J_m$ ——转动惯量;  
 $R_m$ ——摩擦因数;  
 $p$ ——极对数;  
 $\omega$ ——转子机械角速度;  
 $\tau$ ——电磁转矩;  
 $\tau_L$ ——负载转矩。

对于隐极式 PMSM,  $L_d = L_q, L_{md} = L_{mq}, L_{ld} = L_{lq}$ 。

## 2 PMSM 协调控制系统

基于信号和能量的 PMSM 协调控制系统框图如图 1 所示。其中,各变量中的下标  $s$  和  $e$  分别表示信号控制和能量控制。

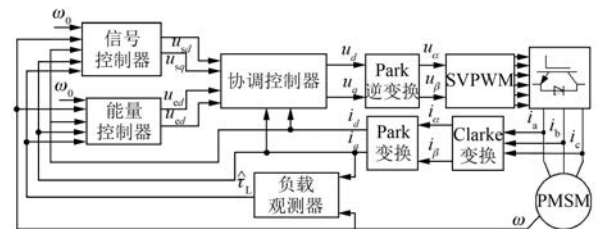


图 1 基于信号和能量的 PMSM 协调控制系统框图

## 3 控制器设计

### 3.1 信号控制器设计

对于隐极式 PMSM,根据最大输出功率原理,

$i_{od}^* = -\Phi/L_{md}$  成立<sup>[15]</sup>。信号控制器则是在最大输出功率原理的基础上,利用反步法设计而成的。

第一步:对于给定的转速  $\omega_0$ ,定义转速跟踪误差为  $e_\omega = \omega_0 - \omega$ ,结合式(1),其对时间求导得

$$\dot{e}_\omega = (J_m \dot{\omega}_0 + \tau_L + R_m \omega) / J_m - [p(L_{md} - L_{mq})i_{od}i_{oq} + p\Phi i_{oq}] / J_m \quad (3)$$

选取 Lyapunov 函数  $V_{s1} = e_\omega^2/2 = (\omega_0 - \omega)^2/2$ , 令  $\dot{e}_\omega = -ke_\omega$ , 其中  $k > 0$ , 可得  $\dot{V}_{s1} = e_\omega \dot{e}_\omega = -ke_\omega^2 < 0$ 。根据式(3),可进一步解得虚拟控制电流  $i_{oq}$  为

$$i_{oq}^* = \frac{J_m \dot{\omega}_0 + \tau_L + J_m k e_\omega + R_m \omega}{p(L_{md} - L_{mq})i_{od} + p\Phi} \quad (4)$$

第二步:定义  $q$  轴励磁电流跟踪误差为  $e_{oq} = i_{oq}^* - i_{oq}$ 。为了获得稳定的反馈,令  $\dot{e}_{oq} = -k_{oq}e_{oq}$ , 其中  $k_{oq} > 0$ , 结合式(1)和式(4)有

$$\dot{e}_{oq} = -k_{oq}e_{oq} = di_{oq}^*/dt - di_{oq}/dt = (L_{mq}i_{oq}^* + R_c i_{oq} - R_c i_{oq} + p\omega L_d i_{od} + p\Phi\omega) / L_{mq} \quad (5)$$

因此,实际控制项  $i_q$  可解得为

$$i_{qr} = \frac{L_{mq}i_{oq}^* + R_c i_{oq} + p\omega L_d i_{od} + p\Phi\omega + L_{mq}k_{oq}e_{oq}}{R_c} \quad (6)$$

选取 Lyapunov 函数  $V_{s2} = V_{s1} + e_{oq}^2/2$ , 其对时间的导数为  $\dot{V}_{s2} = \dot{V}_{s1} + e_{oq} \cdot \dot{e}_{oq} = -ke_\omega^2 - k_{oq}e_{oq}^2 < 0$ 。

第三步:由最大输出功率原理得  $i_{od}^* = -\Phi/L_{md}$ 。定义  $d$  轴励磁电流跟踪误差  $e_{od} = i_{od}^* - i_{od}$ , 令  $\dot{e}_{od} = -k_{od}e_{od}$ , 其中  $k_{od} > 0$ , 由式(1)有

$$\dot{e}_{od} = -k_{od}e_{od} = di_{od}^*/dt - di_{od}/dt = (L_{md}i_{od}^* + R_c i_{od} - R_c i_{od} - p\omega L_q i_{oq}) / L_{md} \quad (7)$$

进而,实际控制项  $i_d$  可解得为

$$i_{dr} = (L_{md}i_{od}^* + R_c i_{od} - p\omega L_q i_{oq} + L_{md}k_{od}e_{od}) / R_c \quad (8)$$

选取 Lyapunov 函数  $V_{s3} = V_{s2} + e_{od}^2/2$ , 因此,  $\dot{V}_{s3} = \dot{V}_{s2} + e_{od} \cdot \dot{e}_{od} = -ke_\omega^2 - k_{oq}e_{oq}^2 - k_{od}e_{od}^2 < 0$ 。

第四步:定义  $q$  轴定子电流跟踪误差  $e_q = i_{qr} - i_q$ , 令  $\dot{e}_q = -k_q e_q$ , 其中  $k_q > 0$ , 因此

$$\dot{e}_q = -k_q e_q = di_{qr}/dt - di_q/dt = [L_{lq}i_{qr} + (R + R_c)i_q - R_c i_{oq} - u_{sq}] / L_{lq} \quad (9)$$

进而,实际控制项  $u_{sq}$  可解得为

$$u_{sq} = L_{lq}i_{qr} + (R + R_c)i_q - R_c i_{oq} + k_q L_{lq} e_q \quad (10)$$

选取 Lyapunov 函数  $V_{s4} = V_{s3} + e_q^2/2$ , 因此,  $\dot{V}_{s4} = \dot{V}_{s3} + e_q \cdot \dot{e}_q = -ke_\omega^2 - k_{oq}e_{oq}^2 - k_{od}e_{od}^2 - k_q e_q^2 < 0$ 。

第五步:定义  $d$  轴定子电流跟踪误差  $e_d = i_{dr} - i_d$ , 令  $\dot{e}_d = -k_d e_d$ , 其中  $k_d > 0$ , 因此

$$\dot{e}_d = -k_d e_d = di_{dr}/dt - di_d/dt = [L_{ld}i_{dr} + (R + R_c)i_d - R_c i_{od} - u_{sd}] / L_{ld} \quad (11)$$

进而,实际控制项  $u_{sd}$  可解得为

$$u_{sd} = L_{ld}i_{dr} + (R + R_c)i_d - R_c i_{od} + k_d L_{ld} e_d \quad (12)$$

选取 Lyapunov 函数  $V_s = V_{s4} + e_d^2/2$ , 对其求导,可得  $\dot{V}_s = \dot{V}_{s4} + e_d \cdot \dot{e}_d = -ke_\omega^2 - k_{oq}e_{oq}^2 - k_{od}e_{od}^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 < 0$ 。因此,所设计的信号控制器可以实现渐近稳定。

根据以上描述,所设计的信号控制器可写为

$$\begin{cases} u_{sd} = L_{ld}i_{dr} + (R + R_c)i_d - R_c i_{od} + k_d L_{ld} e_d \\ u_{sq} = L_{lq}i_{qr} + (R + R_c)i_q - R_c i_{oq} + k_q L_{lq} e_q \end{cases} \quad (13)$$

## 3.2 能量控制器设计

### 3.2.1 隐极式 PMSM 的损耗分析

当隐极式 PMSM 运行在稳态时,  $\tau_L = \tau_0 - R_m \omega_0 = \tau_{l0}$ ,  $\omega = \omega_0$ 。根据式(2),  $q$  轴励磁电流可以计算为

$$i_{oq0} = \frac{\tau_{l0} + R_m \omega_0}{p\Phi} \quad (14)$$

隐极式 PMSM 的总损耗可以由下式求得<sup>[16]</sup>

$$P_{\text{loss}} = \frac{3RR_c^2 + 3p^2\omega_0^2 L_d^2 (R + R_c)}{2R_c^2} \times \left[ i_{od} + \frac{p^2\omega_0^2 L_d \Phi (R + R_c)}{RR_c^2 + p^2\omega_0^2 L_d^2 (R + R_c)} \right]^2 - \frac{3p^4\omega_0^4 L_d^2 \Phi^2 (R + R_c)^2}{2RR_c^4 + 2p^2\omega_0^2 L_d^2 R_c^2 (R + R_c)} + \frac{3(p^4\omega_0^2 \Phi^4 + p^2\omega_0^2 L_d^2 \tau_L^2) (R + R_c) + 3\tau_L^2 RR_c^2}{RR_c^2 + p^2\omega_0^2 L_d^2 (R + R_c)} \quad (15)$$

由式(15)可见,在稳态时,  $P_{\text{loss}}$  仅仅是  $i_{od}$  的函数,因此,令  $dP_{\text{loss}}/di_{od} = 0$ , 可以解得

$$i_{od0} = -\frac{p^2\omega_0^2 L_d \Phi (R + R_c)}{RR_c^2 + p^2\omega_0^2 L_d^2 (R + R_c)} \quad (16)$$

可以证明,在式(16)的条件下,总损耗能够取得极小值。

根据式(1)、式(14)和式(16), $i_{d0}$ 和 $i_{q0}$ 可以被解得

$$i_{d0} = i_{od0} - p\omega_0 L_q i_{oq0} / R_c \quad (17)$$

$$i_{q0} = i_{oq0} + p\omega_0 L_d i_{od0} / R_c + p\omega_0 \Phi / R_c \quad (18)$$

### 3.2.2 能量控制器设计

将式(1)写成 EL 方程的形式<sup>[17-18]</sup>

$$M\dot{x} + Jx + Rx = u \quad (19)$$

其中: $x = [i_d \ i_q \ i_{od} \ i_{oq} \ \omega]^T$ ,是状态向量; $u = [u_{ed} \ u_{eq} \ 0 \ 0 \ -\tau_L]^T$ ,是输入向量。

且有

$$M = \begin{bmatrix} L_{ld} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{lq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{md} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J_m \end{bmatrix}$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p\omega L_q & 0 \\ 0 & 0 & p\omega L_d & 0 & p\Phi \\ 0 & 0 & 0 & -p\Phi & 0 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} R + R_c & 0 & -R_c & 0 & 0 \\ 0 & R + R_c & 0 & -R_c & 0 \\ -R_c & 0 & R_c & 0 & 0 \\ 0 & -R_c & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_m \end{bmatrix} \quad (20)$$

根据 3.2.1 小节的分析,系统期望的平衡点可以写为

$$x_0 = [i_{d0} \ i_{q0} \ i_{od0} \ i_{oq0} \ \omega_0]^T \quad (21)$$

令  $x_e = x - x_0$ ,在式(19)两边注入阻尼项  $R_a x_e$ ,其中  $R_a$  是半正定对称矩阵, $R_a = \text{diag}(R_{a1} \ R_{a2} \ R_{a3} \ R_{a4} \ R_{a5})$ 。

式(19)可以写为

$$M\dot{x}_e = u - M\dot{x}_0 - Jx + R_a x_e - Rx_0 - (R + R_a)x_e \quad (22)$$

选取误差能量函数为  $V_e = x_e^T M x_e / 2$ ,对其求导,得<sup>[19]</sup>

$$\dot{V}_e = x_e^T M \dot{x}_e = x_e^T [u - M\dot{x}_0 -$$

$$Jx + R_a x_e - Rx_0 - (R + R_a)x_e] \quad (23)$$

令无源控制器为

$$u = M\dot{x}_0 + Jx + Rx_0 - R_a x_e \quad (24)$$

因此,式(23)有  $\dot{V}_e = x_e^T M \dot{x}_e = -x_e^T (R + R_a)x_e < 0$ ,控制系统渐近稳定。

根据式(21)和式(24),能量控制器可以设计为

$$\begin{cases} u_{ed} = L_{ld} \dot{i}_{d0} + (R + R_c) i_{d0} - R_c i_{od0} - R_{a1} (i_d - i_{d0}) \\ u_{eq} = L_{lq} \dot{i}_{q0} + (R + R_c) i_{q0} - R_c i_{oq0} - R_{a2} (i_q - i_{q0}) \end{cases} \quad (25)$$

除此之外,还需满足以下条件,即

$$0 = L_{md} \dot{i}_{od0} - p\omega L_q i_{oq} - R_c i_{d0} + R_c i_{od0} - R_{a3} (i_{od} - i_{od0}) \quad (26)$$

$$0 = L_{mq} \dot{i}_{oq0} + p\omega L_d i_{od} + n_p \Phi \omega - R_c i_{q0} + R_c i_{oq0} - R_{a4} (i_{oq} - i_{oq0}) \quad (27)$$

$$-\tau_L = J_m \dot{\omega}_0 - p\Phi i_{oq} - R_{a5} (\omega - \omega_0) + R_m \omega_0 \quad (28)$$

根据式(1),当系统趋于稳定时,即  $i_{od} \rightarrow i_{od0}, i_{oq} \rightarrow i_{oq0}$  时,式(26)和式(27)成立,并且式(28)可以写为以下形式:

$$J_m d\omega/dt = \tau - \tau_L - R_m \omega =$$

$$J_m \dot{\omega}_0 - R_{a5} (\omega - \omega_0) - R_m (\omega - \omega_0) \quad (29)$$

式(29)可简化为  $J_m de_\omega/dt + (R_{a5} + R_m)e_\omega = 0$ 。当  $t \rightarrow \infty$ ,由于  $J_m$  和  $R_{a5} + R_m$  都是正数,可得  $e_\omega \rightarrow 0$ ,因此式(29)等式成立,即式(28)能够满足要求。

### 3.3 负载转矩未知时的控制器设计

设计负载转矩观测器为<sup>[20]</sup>

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \tau/J_m - \hat{\tau}_L/J_m - R_m \hat{\omega}/J_m + k_1 (\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{\tau}}_L = k_2 (\omega - \hat{\omega}) \end{cases} \quad (30)$$

其中: $k_1$ 和 $k_2$ 是设计参数,设计合适的值后即可确保  $\hat{\tau}_L$  迅速收敛到  $\tau_L$ ,同时保证观测器渐近稳定。

当负载转矩  $\tau_L$  未知时,在式(4)中用  $\hat{\tau}_L$  替代  $\tau_L$ ,则信号控制器的虚拟控制项  $i_{oq}^*$  可以重新写为

$$\hat{i}_{oq}^* = \frac{J_m \dot{\omega}_0 + \hat{\tau}_L + J_m k e_\omega + R_m \omega}{p(L_{md} - L_{mq})i_{od} + p\Phi} \quad (31)$$

因此,信号控制器可以重新描述为:

$$\begin{cases} u_{sd} = L_{ld} \dot{i}_{dr} + (R + R_c) i_d - R_c i_{od} + k_d L_{ld} e_d \\ u_{sq} = L_{lq} \dot{i}_{qr} + (R + R_c) i_q - R_c i_{oq} + k_q L_{lq} e_q \end{cases} \quad (32)$$

同样,在式(14)中用  $\hat{\tau}_L$  代替  $\tau_{L0}$ , 有  $\hat{i}_{oq0} = \hat{\tau}_L / (p\Phi) + R_m \omega_0 / (p\Phi)$ , 则能量控制器中期望的平衡点可以重新写为

$$\hat{x}_0 = [i_{d0} \quad i_{q0} \quad i_{od0} \quad \hat{i}_{oq0} \quad \omega_0]^T \quad (33)$$

根据式(24)和式(33),能量控制器可以重新描述为:

$$\begin{cases} u_{ed} = L_{ld} \dot{i}_{d0} + (R + R_c) i_{d0} - R_c i_{od0} - R_{a1} (i_d - i_{d0}) \\ u_{eq} = L_{lq} \dot{i}_{q0} + (R + R_c) i_{q0} - R_c \hat{i}_{oq0} - R_{a2} (i_q - i_{q0}) \end{cases} \quad (34)$$

### 3.4 协调控制器设计

定义  $d$  轴和  $q$  轴的协调函数分别为  $c_{sd}(t)$ 、 $c_{ed}(t)$  和  $c_{sq}(t)$ 、 $c_{eq}(t)$ , 且

$$\begin{cases} c_{sd}(t) = c_{sq}(t) = e^{-h(t-t_i)^4} \\ c_{ed}(t) = c_{eq}(t) = 1 - e^{-h(t-t_i)^4} \end{cases} \quad (35)$$

其中:常数  $h > 0$ , 其值根据实际情况选择。

$t_i$  是检测到  $|e_\omega| > \beta$  的初始时刻, 此时重新投入协调控制, 且  $t > t_i$ , 因此, 所设计的协调控制器可以写为

$$\begin{cases} u_d = c_{sd}(t) \cdot u_{sd} + c_{ed}(t) \cdot u_{ed} \\ u_q = c_{sq}(t) \cdot u_{sq} + c_{eq}(t) \cdot u_{eq} \end{cases} \quad (36)$$

### 3.5 稳定性分析

定义信号控制器、能量控制器以及协调控制器三者整体的 Lyapunov 函数为  $V = V_s + V_e + [e^{-h(t-t_i)^4}]^2 / 2$ , 对其求导得

$$\dot{V} = \dot{V}_s + \dot{V}_e - 2h(t-t_i)^3 e^{-2h(t-t_i)^4} < 0 \quad (37)$$

由于文献[20]已经证明所设计的负载转矩观测器渐近稳定, 因此, 结合式(37)可以确定所设计的整个协调控制系统是渐近稳定的。

## 4 仿真结果及分析

为了验证所提出的控制策略的优越性, 在 MATLAB/Simulink 平台上对所设计的协调控制系统进行了仿真。其中, PMSM 参数为  $L_d = L_q = 9.77 \text{ mH}$ ,  $L_{md} = L_{mq} = 8 \text{ mH}$ ,  $L_{ld} = L_{lq} = 1.77 \text{ mH}$ ,  $R = 2.21 \text{ } \Omega$ ,  $R_c = 200 \text{ } \Omega$ ,  $p = 3$ ,  $\Phi = 0.0844 \text{ Wb}$ ,  $J_m =$

$0.002 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 信号控制器参数为  $k = 100000$ ,  $k_{od} = 20000$ ,  $k_{oq} = 100000$ ,  $k_d = 20000$ ,  $k_q = 50$ ; 能量控制器参数为  $R_{a1} = 10$ ,  $R_{a2} = 0.5$ ,  $R_{a3} = R_{a4} = R_{a5} = 1$ ; 负载转矩观测器参数为  $k_1 = 1000$ ,  $k_2 = -200$ , 常数  $h = 1000$ ,  $\beta = 0.5 \text{ rad/s}$ 。期望的转速  $\omega_0 = 100 \text{ rad/s}$ , 负载转矩  $\tau_L$  在  $t = 0.5 \text{ s}$  时由  $2 \text{ N} \cdot \text{m}$  变为  $3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

如图2所示给出了协调函数随时间变化的曲线。从图2中可以看出, 在电机刚起动或者负载转矩突变时, 由于转速与期望值相差较大, 协调函数  $c_{sd}(t)$  与  $c_{sq}(t)$  的值能够在约  $0.05 \text{ s}$  的时间段内保持为1, 从而保证信号控制器能够最大限度地起到加快动态响应的作用; 当时间达到  $2.5 \text{ s}$  或  $7.5 \text{ s}$  附近时, 转速稳定在期望值附近, 协调函数  $c_{ed}(t)$  与  $c_{eq}(t)$  的值趋近于1, 从而使得能量控制器能够发挥主要作用, 降低系统损耗。

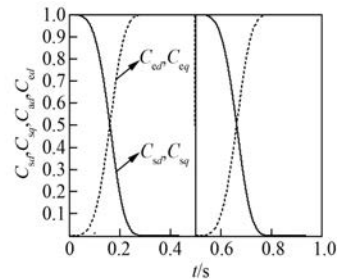


图2 协调函数随时间变化曲线

由图3可以看出, 采用协调控制时电磁转矩能够快速跟随给定转矩, 且负载转矩观测器能够实现负载转矩的精确跟踪。

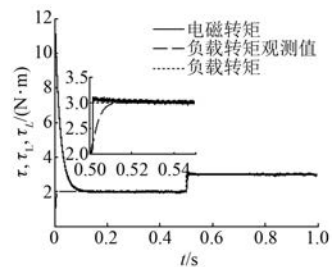


图3 协调控制转矩随时间变化曲线

图4表明在电机刚起动或负载扰动使转速偏离期望值过大时, 在协调控制器的作用下, 协调控制系统的一相电流能够按信号控制器的规律变化; 在转速趋近期望值即稳态时, 该电流则按照能量控制器的规律变化, 从而从电流的角度印证了所设计的协调控制器能够达到理想的控制目标。

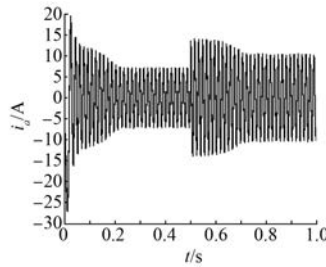


图4 协调控制 A 相定子电流随时间变化曲线

由图5可以看出,在电机刚启动时,反步法的响应速度明显快于EL控制,协调控制的响应速度曲线几乎与反步法重合,实现了快速跟踪给定转速的目的;且0.5s在时未知负载转矩扰动的作用下,检测到转速误差的绝对值大于允许值时,协调控制策略能够迅速投入运行,从而保证了转速对其给定值的快速跟踪,验证了其具有良好的抗扰动能力。

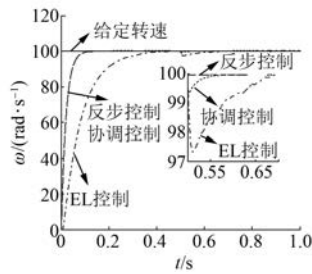


图5 转速随时间变化曲线

由图6可以看出,反步法的能量损耗最大,EL控制的损耗最小,协调控制的损耗明显低于反步法,略高于EL控制。

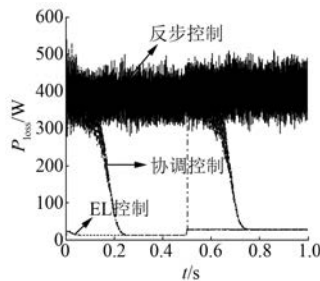


图6 损耗随时间变化曲线

图5和图6表明所设计的协调控制器能够充分利用反步法和EL控制的优点,使控制系统在获得良好的动态性能的同时降低能量损耗。若简单地利用开关模块控制信号控制器与能量控制器

之间的切换,所得到的转速曲线如图7所示,图7中与协调控制进行了对比。可以发现,在电机刚启动即转速误差较大时,开关控制的转速曲线与协调控制基本重合,但是当转速误差开始小于0.5 rad/s时,协调控制就体现出了其优越性,其转速能够平稳地趋近期望值附近,而开关控制则出现了转速波动,且稳定到期望值的时间延长。这再次体现了所设计的协调控制策略的合理性及优越性。

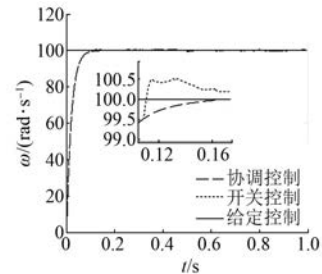


图7 协调控制与开关控制转速曲线

## 5 结 语

为了使PMSM既能获得良好的动态性能,又能够尽可能的降低系统的能量损耗,本文在传统的信号控制与能量控制的基础上,提出了反步法与无源控制相结合的协调控制策略。通过仿真模拟,验证了所提出的协调控制方案的有效性,其能够达到理想效果,兼顾了动态响应的快速性与稳态运行时能量损耗的最小化,并且在负载转矩未知时,协调控制方案仍能够实现理想的控制目标,进而达到全程协调的目的。该控制方案克服了单独采用信号控制与能量控制的缺点,为同时实现PMSM良好的动态性能与能量效率的最优化提供了一种新的解决方案,具有应用前景。

### 【参考文献】

- [ 1 ] LIU X D, CHEN H, ZHAO J, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6) : 3533-3545.
- [ 2 ] 陆隹泉,林鹤云,冯奕,等.永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[ J ].电工技术学报, 2015, 30(2) : 106-113.
- [ 3 ] ORTEGA R, SCHAFT A V D, MASCHKEC B, et al. Interconnection and damping assignment passivity-

- based control of port-controlled Hamiltonian systems [J]. *Automatica*, 2002, 38(4): 585-596.
- [ 4 ] WAHYU K W. Genetic algorithm tuned PI controller on PMSM simplified vector control [J]. *Journal of Central South University*, 2013, 20(11): 3042-3048.
- [ 5 ] 卢涛, 于海生, 山炳强, 等. 永磁同步电机伺服系统的自适应滑模最大转矩/电流控制[J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(2): 251-255.
- [ 6 ] 王同旭, 马鸿雁, 聂沐晗. 电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J]. *电工技术学报*, 2015(增刊1): 43-47.
- [ 7 ] 符晓玲, 刘旭东. 基于反馈线性化和预测控制方法的电动汽车用 IPMSM 速度控制[J]. *电机与控制应用*, 2016, 43(2): 67-71.
- [ 8 ] SHAO M L, YU H S, YU J P, et al. Four quadrant PMSM drive system via single neuron adaptive control and backstepping[J]. *ICIC Express Letters*, 2016, 10(2): 433-438.
- [ 9 ] 许家群, 朱建光, 邢伟, 等. 电动汽车驱动用永磁同步电动机系统效率优化控制研究[J]. *电工技术学报*, 2004, 19(7): 81-84.
- [ 10 ] ORTEGA R, SCHAFT A, MAREELS I, et al. Putting energy back in control [J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2001, 21(2): 18-33.
- [ 11 ] BASIC D, MALRAIT F, ROUCHON P. Euler-Lagrange models with complex currents of three-phase electrical machines and observability issues[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2010, 55(1): 212-217.
- [ 12 ] 吴春, 齐蓉, 高峰. 基于扩张 PCHD 模型的永磁同步电机无源控制[J]. *控制与决策*, 2014, 29(5): 895-900.
- [ 13 ] YU H S, YU J P, LIU J, et al. Nonlinear control of induction motors based on state error PCH and energy-shaping principle [J]. *Nonlinear Dynamics*, 2013, 72(72): 49-59.
- [ 14 ] 孙静, 张承慧, 裴文卉, 等. 考虑铁损的电动汽车用永磁同步电机 Hamilton 镇定控制[J]. *控制与决策*, 2012, 27(12): 1899-1902.
- [ 15 ] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [ 16 ] 崔培良, 赵克友. 面装永磁同步电机最小损耗的速度控制[J]. *电机与控制应用*, 2006, 33(11): 35-38.
- [ 17 ] OREGA R, NICKLASSON P J. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems [J]. *Mechanical Electrical and Electro-Mechanical Applications*, New York: Springer, 1998.
- [ 18 ] ORTEGA R, ESPINOSA-PÉREZ G. Passivity based control with simultaneous energy shaping and damping injection: The Induction Motor Case Study[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2005, 38(1): 477-482.
- [ 19 ] 蔡新红, 赵成勇. 基于欧拉-拉格朗日模型的模块化多电平换流器的无源控制[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(10): 224-232.
- [ 20 ] 于海生, 赵克友, 郭雷, 等. 基于端口受控哈密顿方法的 PMSM 最大转矩/电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2006, 26(8): 82-87.

收稿日期: 2017-05-17

(上接第 6 页)

实际生产及使用情况来看, 应该说 IEC 60034-30-1: 2014 发布的 8P 电动机标准值偏低。笔者近期在参与 IE4 效率系列产品开发过程中, 也遇到如下的问题: 即在设计 2P、4P、6P 电动机时, 达到 IE4 效率需要采用高牌号的冷轧硅钢片, 而设计 8P 电动机仅需采用中、低牌号的冷轧硅钢片即可达到 IE4 效率, 通过样机试制也证明了这一现象。这一现象说明 8P 电动机与 2P、4P、6P 电动机的效率标准等级不完全匹配, 有必要进行适当的修改。

### 3 结 语

以上为笔者近些年在推广高效率电机过程中, 对一些问题的认识, 仅为个人见解, 可供行业同仁参考。如有不妥之处, 敬请指正。

#### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 旋转电机 效率分级(IE 代码)第 1 部分: 电网供电的交流电动机: GB/T 32891.1—2016[S].
- [ 2 ] ROTATING ELECTRICAL MACHINES-Part 30-2: Efficiency classes of variable speed AC motors (IE-code) IDT: IEC TS 60034-30-2: 2016[S].

收稿日期: 2017-11-10