

# 计及铁损时电动汽车用感应电机的Hamilton建模及无源控制

裴文卉, 张承慧, 李珂, 崔纳新

(山东大学控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

**摘要:** 针对电动汽车电驱动系统的非线性特点, 采用端口受控Hamilton系统理论与无源性控制原理研究了计及铁损的电动汽车用感应电机系统的建模和控制问题. 首先, 选取系统的总能量作为Hamilton函数, 推导出考虑铁损的感应电机端口受控Hamilton模型, 然后利用系统的互联和阻尼配置以及能量成形对闭环电动汽车电驱动系统进行无源控制, 并分析了闭环系统的稳定性. 由于闭环系统的Hamilton函数可作为Lyapunov存储函数, 从而使控制器设计和稳定性分析更容易, 控制器更加简单和易于实现. 仿真结果验证了新控制策略的有效和快速性.

**关键词:** 电动汽车; 端口受控Hamilton; 感应电机; 铁损

**中图分类号:** TM346      **文献标识码:** A

## Hamilton system modeling and passive control for induction motor of electric vehicles by considering iron losses

PEI Wen-hui, ZHANG Cheng-hui, LI Ke, CUI Na-xin

(School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan Shandong 250061, China)

**Abstract:** In view of the nonlinear characteristics of the electric vehicle drive system, we apply the port-controlled Hamilton system theory and the passivity-based control theory to investigate the modeling and control of induction motor with iron losses in electric vehicles. The total energy of the system is considered the Hamilton function, based on which the port-controlled Hamilton dissipative model of the induction motor with iron losses is derived in a synchronously rotating frame; and then, the passive controller of the closed-loop electric vehicle drive system is designed by using the method of interconnection and damping assignment. The stability of the closed-loop system is analyzed as well. Because the Hamilton function of the closed-loop system is used as the Lyapunov storage function in the global stability analysis of the system, both the design and implementation of the controller becomes simpler and easier. The simulation validates the efficacy of the proposed control scheme.

**Key words:** electric vehicle; port-controlled Hamilton system; induction motor; iron losses

### 1 引言(Introduction)

电动汽车是21世纪汽车工业变革与发展的重要方向<sup>[1]</sup>. 感应电机以其体积小、重量轻、成本低及控制技术成熟等优点, 成为了电动汽车的主要驱动方案. 不同于一般工业对象及过程, 电动汽车是一类异常复杂且难以控制的系统, 其行驶工况复杂多变、随机性强, 而且对动、稳态性能和能量利用率指标要求均极为苛刻<sup>[2]</sup>, 其驱动系统的控制问题已成为科学研究的热点. 目前比较理想和成熟的感应电机控制方法是矢量控制<sup>[3]</sup>, 然而, 标准矢量控制存在轻载低效问题<sup>[4]</sup>, 采用效率优化又会因磁通水平降低给本质上是近似静态解耦的控制方法带来了较大的内部扰动, 同时影响电机动态响应速度<sup>[5]</sup>. 因此, 电动汽车驱动系统的控制问题相当棘手, 亟待寻求新理

论、新方法予以突破.

Hamilton系统是非线性科学的重要研究领域<sup>[6]</sup>. 它具有结构清晰、物理意义明确、Hamilton函数即是其准Lyapunov函数等突出特点, 而且其控制器设计过程中可不采取任何线性化方法而保留系统的非线性结构, 特别适合于电机控制领域<sup>[7]</sup>. 电动汽车驱动用感应电机是根据过载能力强、弱磁调速区宽、转矩密度大等特殊要求而设计的专用电机. 设计时, 通常通过减少定子线圈匝数和增加线圈电流密度来解决高速工作时反电动势和转矩输出能力之间的矛盾<sup>[8]</sup>. 这种专用电机励磁电感小、电流纹波较大, 铁损对电机各项控制性能的影响不容忽略. 显然, 现有不考虑铁损的电机Hamilton模型<sup>[9]</sup>不适于电动汽车. 考虑铁损的感应电机模型较其常用简化模型更复

杂,系统各项之间耦合性更强,这将给Hamilton实现带来困难.迄今为止,国内外尚未见对考虑铁损的感应电机进行Hamilton建模及控制的报道.本文建立了考虑铁损的感应电机Hamilton模型,并在此基础上利用系统的互联和阻尼配置及能量成形对其进行无源控制,保证了系统的全局稳定性,为电动汽车用电驱动系统的非线性控制提供新的方法和途径.

## 2 端口受控耗散Hamilton模型(Port controlled Hamilton with dissipative(PCHD) model)

端口受控哈密顿(PCHD)系统可表示为<sup>[10]</sup>

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (J(x) - R(x))\frac{\partial H}{\partial x} + g(x)U, \\ y = g^T(x)\frac{\partial H}{\partial x}, \end{cases} \quad (1)$$

其中:  $x \in \mathbb{R}^n$ 为状态变量,  $U \in \mathbb{R}^m$ 是系统输入,  $J(x)$ 为反对称矩阵,反映系统内部的互联结构,  $R(x)$ 为正定对称矩阵,反映系统端口上,附加阻性结构,  $g(x)$ 是适当阶数矩阵,反映系统端口特性.

## 3 计及铁损的感应电机PCHD模型(PCHD model considering iron losses for induction motors)

### 3.1 计及铁损的感应电机动态数学模型<sup>[8]</sup>(A dynamic model for induction motor considering iron losses)<sup>[8]</sup>

电压方程

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_1 M_{qs} + pM_{ds}, \\ U_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_1 M_{ds} + pM_{qs}, \\ U_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_s M_{qr} + pM_{dr}, \\ U_{qr} = R_r i_{qr} - \omega_s M_{dr} + pM_{qr}, \\ pM_{dm} = R_{fe} i_{dfe} + \omega_1 M_{qm}, \\ pM_{qm} = R_{fe} i_{qfe} - \omega_1 M_{dm}. \end{cases} \quad (2)$$

磁链方程

$$\begin{cases} M_{ds} = L_{1s} i_{ds} + M_{dm}, \\ M_{qs} = L_{1s} i_{qs} + M_{qm}, \\ M_{dr} = L_{1r} i_{dr} + M_{dm}, \\ M_{qr} = L_{1r} i_{qr} + M_{qm}, \\ M_{dm} = L_m i_{dm}, \\ M_{qm} = L_m i_{qm}. \end{cases} \quad (3)$$

电流关系

$$\begin{cases} i_{dm} + i_{dfe} = i_{ds} + i_{dr}, \\ i_{qm} + i_{qfe} = i_{qs} + i_{qr}. \end{cases} \quad (4)$$

转矩方程

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} (M_{dr} (i_{qs} - i_{qfe}) - M_{qr} (i_{ds} - i_{dfe})). \quad (5)$$

转速关系

$$\begin{cases} \omega_1 = \omega_s + \omega_r, \\ \omega_r = n_p \omega, \end{cases} \quad (6)$$

其中:  $R_s, R_r, R_{fe}$ 分别为感应电机定、转子及铁损等效电阻;  $L_{1s}, L_{1r}$ 为定、转子漏感,且  $L_r = L_{1r} + L_m$ ;  $n_p$ 为极对数;  $U_{ds}, U_{qs}, U_{dr}, U_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$ 分别为定、转子 $d, q$ 轴电压、电流;  $i_{dfe}, i_{qfe}, i_{dm}, i_{qm}$ 分别为 $d, q$ 轴铁损绕组、励磁电流;  $\omega_1, \omega_s, \omega_r$ 分别为同步、转差、转子角频率;  $\omega$ 为机械角速度;  $M_{ds}, M_{qs}, M_{dr}, M_{qr}, M_{dm}, M_{qm}$ 分别为 $d, q$ 轴定、转子及主磁链;  $T_e, T_L$ 为电磁转矩和负载转矩; 算子 $p$ 表示取微分.

### 3.2 计及铁损的感应电机PCHD建模(PCHD modeling considering iron losses for induction motors)

将3.1节中的式(3)代入到式(2)中并化简得到

$$\begin{cases} pL_{1s} i_{ds} + pL_m i_{dm} = -R_s i_{ds} + \omega_1 M_{qs} + U_{ds}, \\ pL_{1s} i_{qs} + pL_m i_{qm} = -R_s i_{qs} - \omega_1 M_{ds} + U_{qs}, \\ pL_{1r} i_{dr} + pL_m i_{dm} = -R_r i_{dr} + \omega_s M_{qr} + U_{dr}, \\ pL_{1r} i_{qr} + pL_m i_{qm} = -R_r i_{qr} - \omega_s M_{dr} + U_{qr}, \\ pL_m i_{dm} = R_{fe} i_{dfe} + \omega_1 L_m i_{qm}, \\ pL_m i_{qm} = R_{fe} i_{qfe} - \omega_1 L_m i_{dm}. \end{cases} \quad (7)$$

由式(3)(4)(7)得到

$$\begin{cases} pL_{1s} i_{ds} = -R_s i_{ds} + \omega_1 L_{1s} i_{qs} + U_{ds} - R_{fe} (i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}), \\ pL_{1s} i_{qs} = -R_s i_{qs} - \omega_1 L_{1s} i_{ds} + U_{qs} - R_{fe} (i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}), \\ pL_{1r} i_{dr} = -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} + U_{dr} - R_{fe} (i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - \omega_r L_m i_{qm}, \\ pL_{1r} i_{qr} = -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} + U_{qr} - R_{fe} (i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + \omega_r L_m i_{dm}, \\ pJ\omega_r = n_p L_m (i_{qr} i_{dm} - i_{dr} i_{qm}) - T_L. \end{cases} \quad (8)$$

为方便,令:

$$\begin{aligned} x &= (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7)^T = \\ & (L_{1s} i_{ds}, L_{1s} i_{qs}, L_{1r} i_{dr}, L_{1r} i_{qr}, L_m i_{dm}, L_m i_{qm}, J\omega)^T, \\ R_1 &= R_s + R_{fe}, R_2 = R_r + R_{fe}. \end{aligned}$$

定义误差

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds} &= i_{ds} - i_{ds0}, \Delta i_{qs} = i_{qs} - i_{qs0}, \\ \Delta i_{dr} &= i_{dr} - i_{dr0}, \Delta i_{qr} = i_{qr} - i_{qr0}, \\ \Delta i_{dm} &= i_{dm} - i_{dm0}, \Delta i_{qm} = i_{qm} - i_{qm0}, \\ \Delta \omega &= \omega - \omega_0, \end{aligned}$$

其中下标为0的参数为平衡点 $x_0$ 对应的电流和转速值.

定义 $A(x)$ ,  $U(x)$ ,  $g(x)$ 分别为如下矩阵:

$$A(x) = \begin{bmatrix} -R_1 & \omega_1 L_{1s} & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & 0 \\ -\omega_1 L_{1s} & -R_1 & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 \\ -R_{fe} & 0 & -R_2 & \omega_s L_{1r} & R_{fe} & 0 & -n_p x_6 \\ 0 & -R_{fe} & -\omega_s L_{1r} & -R_2 & 0 & R_{fe} & n_p x_5 \\ R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & \omega_1 L_m & 0 \\ 0 & R_{fe} & 0 & R_{fe} & -\omega_1 L_m & -R_{fe} & 0 \\ 0 & 0 & n_p x_6 & -n_p x_5 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$U(x) = [U_{ds} \ U_{qs} \ U_{dr} \ U_{qr} \ -T_L]^T,$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T.$$

并取系统的Hamiltonian函数为

$$H(x) = \frac{1}{2}(L_{1s}i_{ds}^2 + L_{1s}i_{qs}^2 + L_{1r}i_{dr}^2 + L_{1s}i_{qr}^2 + L_m i_{dm}^2 + L_m i_{qm}^2 + J\omega^2), \quad (9)$$

则

$$\dot{x} = A(x)\frac{\partial H}{\partial x} + g(x)U. \quad (10)$$

分解 $A(x)$ , 使得

$$A(x) = J(x) - R(x),$$

且满足

$$J(x) = -J(x), \ R(x) \geq 0,$$

把矩阵 $A(x)$ 中的反对称项单独取出组成一个新的矩阵 $J(x)$ :

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s L_{1r} & 0 & 0 & -n_p x_6 \\ 0 & 0 & -\omega_s L_{1r} & 0 & 0 & 0 & n_p x_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_1 L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_1 L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_p x_6 & -n_p x_5 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

且有

$$J(x) = -J(x). \quad (11)$$

将 $A(x)$ 中剩余部分组成另一个矩阵 $-R(x)$ :

$$-R(x) = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 \\ R_{fe} & 0 & R_2 & 0 & -R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & R_{fe} & 0 & R_2 & 0 & -R_{fe} & 0 \\ -R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & -R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

令

$$y = g^T(x)\frac{\partial H}{\partial x}, \quad (12)$$

此时, 可得到

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (J(x) - R(x))\frac{\partial H}{\partial x} + g(x)U, \\ y = g^T(x)\frac{\partial H}{\partial x}. \end{cases} \quad (13)$$

至此, 建立了考虑铁损的感应电动机PCHD模型.

#### 4 无源控制器设计及稳定性分析(Passive controller design and stability analysis)

由于

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial t} &= \left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T \frac{\partial x}{\partial t} = \\ &= -\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T R(x)\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right) + y^T U \leq y^T U, \end{aligned} \quad (14)$$

故, 系统式(13)是无源的.

当负载已知时, 由于在平衡点 $x_0$ 处定子输入 $U_s$ ,  $\omega_s$ 固定, 转子输入为 $U_{r0}$ , 则由式(10)可求出 $x_0$ .

考虑如下闭环系统<sup>[9]</sup>:

$$\dot{x}(t) = (J_d(x) - R_d(x))\frac{\partial H_d(x)}{\partial x}, \quad (15)$$

为了将式(13)渐进稳定在平衡点, 构造一个期望能量函 $H_d(x) > 0$ , 使得闭环系统式(15)的Hamilton函数 $H_d(x)$ 在 $x_0$ 处取极小值. 另外, 为了保证式(15)的耗散特性, 需满足

$$\begin{cases} J_d(x) = J(x) + J_a(x) = -J_d(x), \\ R_d(x) = R(x) + R_a(x) = R_d(x) \geq 0. \end{cases} \quad (16)$$

又由式(13)的第一个式子和式(15)联立得

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (J(x) - R(x))\frac{\partial H}{\partial x} + g(x)U = \\ &= (J_d(x) - R_d(x))\frac{\partial H_d(x)}{\partial x}. \end{aligned} \quad (17)$$

所以只需要按照式(16)合理地选择 $J_d(x)$ 和 $R_d(x)$ 就可以按照式(17)求得反馈控制律 $U(x)$ .

经过计算,  $J_d(x)$ 和 $R_d(x)$ 分别为:

$$J_d(x) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_1 L_{1s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s L_{1r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_s L_{1r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_1 L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_1 L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_d(x) = \begin{bmatrix} R_1 + r_1 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & R_1 + r_1 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 \\ R_{fe} & 0 & R_2 + r_2 & 0 & -R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & R_{fe} & 0 & R_2 + r_2 & 0 & -R_{fe} & 0 \\ -R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & -R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix},$$

这里 $r_1, r_2, r_3$ 为阻尼参数。

取期望的闭环Hamilton函数为

$$H_d(x) = H(x_0) + H(x - x_0), \quad (18)$$

则

$$\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = (\Delta i_{ds}, \Delta i_{qs}, \Delta i_{dr}, \Delta i_{qr}, \Delta i_{dm}, \Delta i_{qm}, \Delta \omega)^T.$$

将 $J_d(x), R_d(x), J(x), R(x)$ 代入式(17)可求得

$$\begin{cases} U_{ds} = -\omega_1 L_{1s} i_{qs0} + (R_1 + r_1) i_{ds0} - r_1 i_{ds} + R_{fe}(i_{dr0} - i_{dm0}), \\ U_{qs} = -\omega_1 L_{1s} i_{ds0} + (R_1 + r_1) i_{qs0} - r_1 i_{qs} + R_{fe}(i_{qr0} - i_{qm0}), \\ U_{dr} = -\omega_s L_{1r} i_{qs0} + (R_2 + r_2) i_{ds0} - r_1 i_{dr} + R_{fe}(i_{ds0} - i_{dm0}) - \omega_r L_m i_{qm}, \\ U_{qr} = -\omega_s L_{1r} i_{ds0} + (R_2 + r_2) i_{qs0} - r_2 i_{qr} + R_{fe}(i_{qs0} - i_{qm0}) + \omega_r L_m i_{dm}, \end{cases} \quad (19)$$

式(19)即为所求得的控制律。

对 $H_d(x)$ 沿着式(15)求时间 $t$ 的导数,有

$$\frac{\partial H_d(x)}{\partial t} = \left[ \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \right]^T \frac{dx}{dt} = - \left[ \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \right]^T R_d(x) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \leq 0, \quad (20)$$

故闭环系统式(15)是一个耗散的PCH系统,在平衡点 $x = x_0$ 处,有 $\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = 0, \frac{\partial^2 H_d(x)}{\partial x^2} \geq 0$ ,故闭环系统式(15)在平衡点 $x_0$ 处稳定,此外,包含在

$$\{x \in \mathbb{R}^7 \mid \left[ \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \right]^T R_d(x) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = 0\}$$

中的闭环系统最大不变集合等于 $\{x_0\}$ ,因此,由Lasalle不变集定理知闭环系统渐近稳定。

## 5 仿真结果(Simulation results)

感应电机参数 $R_s = 10 \Omega, R_r = 6.3 \Omega, R_{fe} = 5000 \Omega, L_{1s} = 0.0043 \text{ H}, L_{1r} = 0.04 \text{ H}, L_m = 0.4 \text{ H}, J = 0.01 \text{ kg}\cdot\text{m}^2, n_p = 2$ . 仿真过程中,取转速 $\omega_0 = 150 \text{ rad/s}, \tau_L = 5.15 \text{ N}\cdot\text{m}$ ,通过MATLAB计算选取系统式(12)的一组平衡点,对应的电流分别为: $i_{ds0} = -14.0763 \text{ A}, i_{qs0} = 12.2550 \text{ A}, i_{dr0} = -14.0608 \text{ A}, i_{qr0} = 12.2727 \text{ A}, i_{dm0} = 14.0351 \text{ A}, i_{qm0} = -12.2807 \text{ A}$ . 取阻尼参数: $r_1 = 10, r_2 = 10, r_3 = 1$ .

仿真结果如图1~4所示。

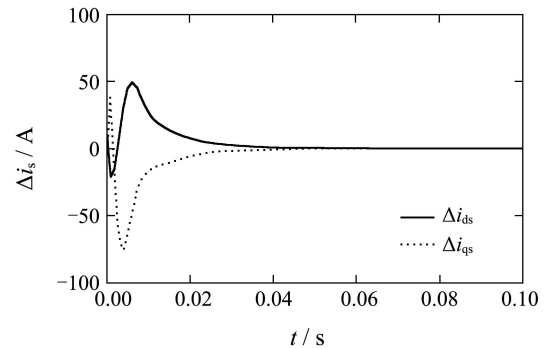


图1 电流误差 $\Delta i_{ds}$ 和 $\Delta i_{qs}$

Fig. 1 The error of current  $\Delta i_{ds}$  and  $\Delta i_{qs}$

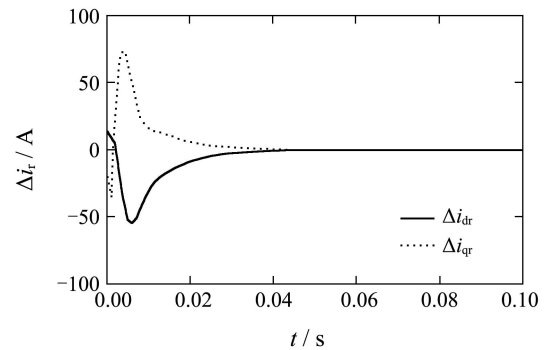


图2 电流误差 $\Delta i_{dr}$ 和 $\Delta i_{qr}$

Fig. 2 The error of current  $\Delta i_{dr}$  and  $\Delta i_{qr}$

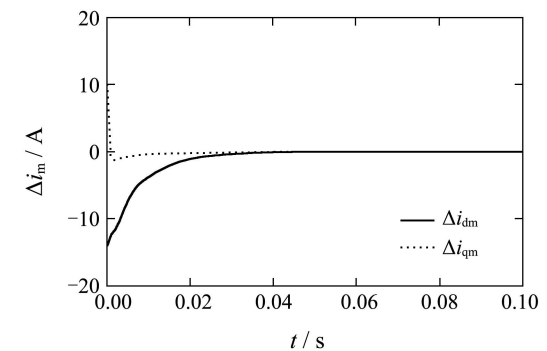


图3 电流误差 $\Delta i_{dm}$ 和 $\Delta i_{qm}$

Fig. 3 The error of current  $\Delta i_{dm}$  and  $\Delta i_{qm}$

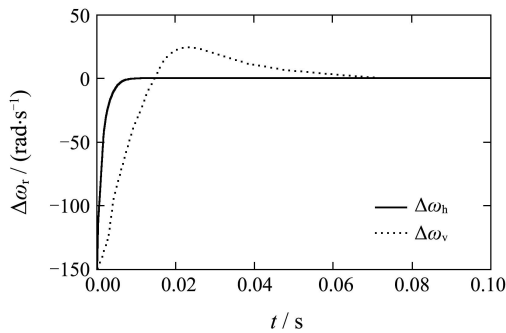
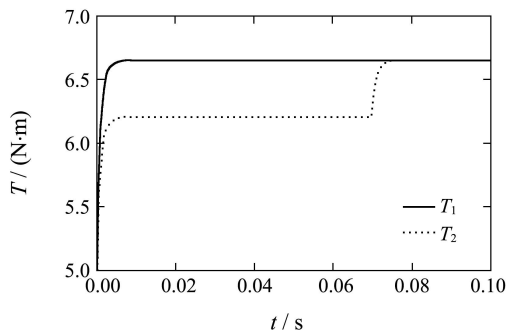
图4 转速误差 $\Delta\omega_r$ Fig. 4 The error of speed  $\Delta\omega_r$ 

图1~图3分别为考虑铁损的电动汽车用感应电机的电流各分量误差随时间的变化曲线,从仿真结果很容易可看出,各电流误差分量均在较短的时间内收敛到零,证明了该控制方案具有良好的跟踪特性.图4为矢量控制下( $\omega_v$ )和本文所采用的控制策略下( $\omega_h$ )转速误差随时间变化曲线,从仿真结果很容易可看出本文所采用的方法明显优于矢量控制方法.图5为转矩随时间的变化曲线,分别考虑了负载不变( $T_1$ )和突变( $T_2$ )两种情况下转矩的响应曲线,仿真结果表明电磁转矩在较短时间内达到汽车行驶时所要求的稳定状态.

图5 转矩 $T$ Fig. 5 The torque  $T$ 

## 6 结论(Conclusions)

本文应用能量成形与端口受控Hamilton系统理论,有效地建立了计及铁损的电动汽车用感应电机PCHD模型,为进一步将Hamilton方法的一系列理论方法应用到电动汽车电驱动系统奠定了良好的基础.本文的主要结论如下:

1) 应用能量成形与端口受控Hamilton系统理论所建立的模型给出了结构互联和阻尼的清晰定义,并给出的基于系统总能量的哈密顿函数,具有明确的物理意义,便于工程应用.  $J_a(x)$ 是磁通量与速率的耦合,它的引入是系统得以稳定的前提,  $R_a(x)$ 是阻尼矩阵,它的引入改善了系统的动态性能,极大的方便了系统稳定性设计.

2) 利用系统的互联和阻尼配置以及能量成形实现了对感应电机的控制,给出了负载转矩在已知情况下的控制器设计方法,仿真结果证明了整个系统

的全局稳定性和各个状态的渐近跟踪特性.本文所设计的考虑铁损的控制器能快速达到稳定状态,更适用于像电动汽车感应电机电驱动系统这样的要求有快速动态响应的控制对象.

## 参考文献(References):

- [1] CHAN C C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(4): 704 – 718.
- [2] Z Rahman, M Ehsani, K L Butler. An investigation of electric motor drive characteristics for EV and HEV propulsion systems[R]. Warrendale, PA: Society of Automotive Engineers, 2000-01-3062.
- [3] WADE S, DUNNIGAN M W, WILLIAMS B W. Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, 12(3): 459 – 506.
- [4] SLOBODAN N VUKOSAVIC, LEVI E. Robust DSP-based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2003, 50(3): 560 – 570.
- [5] ABRAHAMSEN F, BLAABJERG F, PEDERSEN J K, et al. Efficiency-optimized control of medium-size induction motor drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, 37(6): 1761 – 1767.
- [6] WANG Y Z, GE S. S. Augmented Hamiltonian formulation and energy-based control design of uncertain mechanical systems[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2008, 16(2): 202 – 213.
- [7] PETROVIC V, ORTEGA R, STANKOVIC A M. Interconnection and damping assignment approach to control of PM synchronous motors[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2001, 9(6): 811 – 820.
- [8] 李珂, 张承慧, 崔纳新. 考虑铁损的电动汽车用感应电机矢量控制及其能量优化策略[J]. *控制理论与应用*, 2007, 24(6): 959 – 963, 968.  
(LI Ke, ZHANG Chenghui, CUI Naxin. Vector control of induction motor for electric vehicles considering iron losses and its energy optimization strategy[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(6): 959 – 963, 968.)
- [9] 王海亮, 于海生. 异步电动机哈密顿控制系统的建模与仿真[J]. *青岛大学学报*, 2006, 21(1): 33 – 38.  
(WANG Hailiang, YU Haisheng. Modeling and simulation of induction motor control system based on Hamiltonian theory[J]. *Journal of Qingdao University*, 2006, 21(1): 33 – 38.)
- [10] WANG Y Z, CHENG D Z, HU X M. Problems on time-varying Hamiltonian systems: Geometric structure and dissipative Hamiltonian realization[J]. *Automatica*, 2005, 41(5): 717 – 723.

## 作者简介:

裴文卉 (1982—), 女, 博士研究生, 目前研究方向为电动汽车、Hamilton系统理论、控制理论与应用等, E-mail: peiwenhui4452@163.com;

张承慧 (1963—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为电动汽车、工程优化控制、电力电子与电力传动、智能控制、控制理论与应用等, E-mail: zchui@sdu.edu.cn;

李珂 (1979—), 男, 博士, 目前研究方向为电动汽车、电力电子与电力传动、控制理论与应用等, E-mail: like@sdu.edu.cn;

崔纳新 (1968—), 女, 教授, 硕士生导师, 目前研究方向为电动汽车、工程优化控制、电力电子与电力传动等, E-mail: cuinx@sdu.edu.cn.