

电动汽车用感应电机动态平衡点的反馈耗散Hamilton控制

裴文卉^{1,2}, 符晓玲^{1,3}, 张承慧^{1†}

(1. 山东大学 控制科学与工程学院, 山东 济南 250061;

2. 山东交通学院 信电学院, 山东 济南 250357; 3. 昌吉学院 物理系, 新疆 昌吉 831100)

摘要: 针对电动汽车行驶过程中路况变化频繁, 其对应的配套感应电机给定转速和负载不断变化, 从而导致系统平衡点也随之变化的特点和忽略铁损引起的控制不精确的问题, 研究了基于动态平衡点的计及电动汽车用感应电机反馈耗散Hamilton控制问题. 首先根据感应电机的工作特性计算出平衡点, 然后选取适当的状态反馈, 通过预置反馈的方法建立了系统的动态模型, 并基于能量耗散特性实现了对电动汽车用感应电机在动态平衡点处的反馈耗散Hamilton控制, 保证了整个系统的全局稳定性. 最后仿真结果验证了该控制策略的有效性.

关键词: 电动汽车; 感应电动机; 反馈; Hamilton控制

中图分类号: TM346 文献标识码: A

Feedback passive Hamilton control for dynamic equilibrium points of induction motors for electric vehicles

PEI Wen-hui^{1,2}, FU Xiao-ling^{1,3}, ZHANG Cheng-hui^{1†}

(1. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan Shandong 250061, China;

2. School of information and Electric Engineering, Shandong Jiaotong University, Jinan Shandong 250357, China

3. Department of Physics, Changji University, Changji Xinjiang 831100, China)

Abstract: Because of the continuous variation of the setting speed and the load of the induction motor while the electric vehicle is driven on the road, the equilibrium point of the induction motor system is changing accordingly. We propose a feedback-dissipative Hamilton control to stabilize the dynamic equilibrium point of the induction motor in the electric vehicle, while reducing the imprecision-control effect caused by ignoring the iron losses. First, the dynamic equilibrium point is obtained from the working property of the induction motor; and then, a proper state feedback is chosen to build the dynamic model of the system. The Hamilton controller for the dynamic equilibrium point is designed based on the energy-dissipative nature. This method ensures the global stability of the system. Simulation validates the efficiency of the proposed control scheme.

Key words: electric vehicles (EV); induction motor (IM); feedback; Hamilton control

1 引言(Introduction)

电动汽车自问世以来, 对能源安全和环境保护有重要意义, 是21世纪极具市场潜力的绿色产业^[1]. 感应电机因其体积小、重量轻、成本低等诸多优点, 成为了电动汽车的主要驱动方案^[2]. 但感应电机的控制较为复杂, 比较理想和成熟的控制方法是矢量控制, 但为了使用简单, 经典矢量控制通常是基于忽略铁损的感应电机数学模型的. 然而, 对于电动汽车这种对电机控制性能要求较高的设备, 为了保证其在高速行驶时转矩电流调节能力较好, 必须要求电机的反电动势很小. 因此电动汽车用电机是专用的特种电机. 这种电机有的励磁电感较小, 可以降低反电动势, 但同时也会带来较大的电流纹波, 导致电机的铁损增加, 这

在电机高速运行时尤为明显, 因此铁损对电机的各项控制性能产生的影响不容忽略. 关于铁损对感应电机控制性能影响^[3]的研究已经引起国内外学者的广泛关注.

广义Hamilton系统广泛存在于物理科学、生命科学及工程科学等众多领域, 已经成为当今非线性科学研究中一个最富有成果的研究方向之一^[4-9]. 广义哈密顿控制系统不但为电机系统提供了一个恰当的数学描述, 同时也为电机系统提供了一个新的更为有效的控制途径, 另外从能量平衡的观点分析, 电机属于一类端口受控耗散Hamilton系统(port-controlled Hamilton system with dissipation, PCHD), 是多端口的机电能量变换装置, 其损耗体现在系统的耗散性

收稿日期: 2012-10-23; 收修改稿日期: 2013-03-14.

†通信作者. E-mail: zchui@sdu.edu.cn; Tel.: +86 0531-88392907.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61034007, 61304033, 61304029); 山东省博士基金资助项目(BS2011ZZ012); 新疆维吾尔自治区自然科学基金资助项目(201318101-16).

上. 目前广义哈密顿控制系统已成为研究电机控制的重要工具之一^[10-13]. Petrovic V.等人给出了永磁同步电机的Hamilton模型, 并通过给定系统的互联和阻尼矩阵来求解闭环系统能量函数的方法实现了电机的控制^[10], 但该方法在计算闭环系统能量函数时, 需要求解一个偏微分方程, 计算复杂, 难以推广到其他系统; Akrad和Ahmad等人通过给定闭环系统期望的能量函数来求解系统的互联和阻尼矩阵的方法实现了永磁同步电机的Hamilton控制^[1], 该方法避免了偏微分方程的求解, 计算简单, 但该方法只适用于单一固定平衡点的情况; 王海亮、于海生等建立了不计铁损的感应电机端口受控Hamilton模型^[12]; 本文作者针对电动汽车用感应电机的特殊要求, 建立了计及铁损的感应电机端口受控Hamilton模型, 并对单一固定平衡点的情况设计了无源控制器^[13]; 但考虑到电动汽车在行驶过程中由于不同工况的需求, 其给定转速和负载是不断变化的, 从而导致感应电机的平衡点也是不断变化的, 因此研究动态平衡点的电动汽车用感应电机Hamilton控制问题是非常有意义的. 反馈耗散Hamilton实现方法通过寻找适当的反馈控制律将动态系统设计为符合耗散哈密顿系统实现形式的控制系统, 不需要首先将系统建模成为端口受控耗散系统, 对动态平衡点的Hamilton控制器设计带来了便利.

有鉴于此, 本文将反馈耗散Hamilton控制理论体系引入电动汽车感应电机驱动系统控制领域, 在已建立的考虑铁损的感应电机动态数学模型^[14]的基础上, 建立了电动汽车用感应电机反馈耗散Hamilton模型, 给出了闭环系统Hamilton函数, 并利用耗散Hamilton系统的特性实现了其动态平衡点的反馈耗散Hamilton控制, 由于闭环系统的哈密顿函数可作为Lyapunov(存储)函数^[15], 从而使稳定性分析更容易, 控制器更加简单和易于实现. 仿真结果验证了该控制策略的有效性.

2 反馈耗散Hamilton实现的定义(The definition of feedback passive Hamilton realization)

考虑一个动态系统:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad x \in M, \quad (1)$$

其中: M 是一个 n 维流形, $f(x)$ 是任一向量场, $u \in \mathbb{R}^m$ 是输入, 是适当阶数矩阵.

如果有一个适当的反馈律 $u = \alpha(x) + v$, 使得相应的闭环系统可广义哈密顿实现为

$$\dot{x} = T(x)\nabla H(x) + g(x)v, \quad (2)$$

则称系统(1)有一个状态反馈哈密顿实现, 若结构矩阵 $T(x)$ 可表示为 $T(x) = J(x) - R(x)$, 其中: $J(x)$ 为反对称矩阵, $R(x)$ 为半正定矩阵, 则称式(2)是系统(1)的一个反馈耗散Hamilton实现, 如果有 $R(x) > 0$, 则称式(2)是系统(1)的一个反馈严格耗散哈密顿实现.

3 电动汽车用感应电机数学模型(The mathematical model of the induction motor for electric vehicles)

根据交流电机理论, 三相感应电动机可通过坐标变换等效成同步旋转坐标系 $d-q$ 轴上的两相电机模型, 由此可以得到如图1所示的考虑铁损的感应电动机在同步旋转坐标系 $d-q$ 轴下的等效电路.

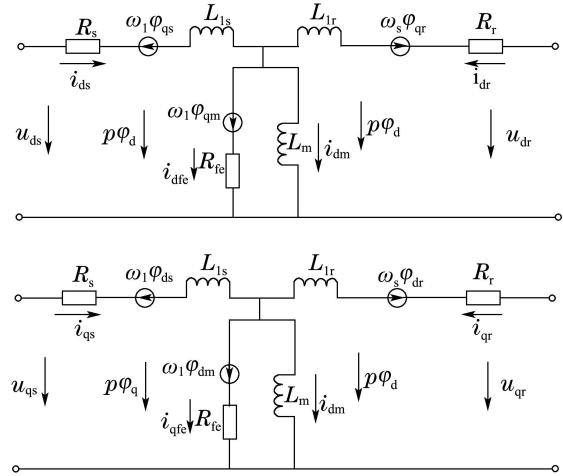


图1 计及铁损时感应电机 $d-q$ 轴等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of IM in synchronously rotating frame of reference considering iron losses

由以上电路可得电动汽车用感应电机数学模型^[13]:

电流关系:

$$\begin{cases} i_{dm} + i_{dfe} = i_{ds} + i_{dr}, \\ i_{qm} + i_{qfe} = i_{qs} + i_{qr}. \end{cases} \quad (3)$$

转矩方程:

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} [M_{dr}(i_{qs} - i_{qfe}) - M_{qr}(i_{ds} - i_{dfe})]. \quad (4)$$

电压方程:

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_1 M_{qs} + p M_{ds}, \\ U_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_1 M_{ds} + p M_{qs}, \\ U_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_s M_{qr} + p M_{dr}, \\ U_{qr} = R_r i_{qr} - \omega_s M_{dr} + p M_{qr}, \\ p M_{dm} = R_{fe} i_{dfe} + \omega_1 M_{qm}, \\ p M_{qm} = R_{fe} i_{qfe} - \omega_1 M_{dm}. \end{cases} \quad (5)$$

磁链方程:

$$\begin{cases} M_{ds} = L_{1s} i_{ds} + M_{dm}, \\ M_{qs} = L_{1s} i_{qs} + M_{qm}, \\ M_{dr} = L_{1r} i_{dr} + M_{dm}, \\ M_{qr} = L_{1r} i_{qr} + M_{qm}, \\ M_{dm} = L_m i_{dm}, \\ M_{qm} = L_m i_{qm}. \end{cases} \quad (6)$$

转速关系:

$$\begin{cases} \omega_1 = \omega_s + \omega_r, \\ \omega_r = n_p \omega. \end{cases} \quad (7)$$

其中: R_s, R_r, R_{fe} 分别为定、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(对鼠笼式电机 $u_{dr} = u_{qr} = 0$)、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; ω 为转子机械角速度; $\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{dm}, \psi_{qm}$ 分别为轴定、转子及主磁链; T_e, T_L 为电磁转矩和负载转矩。

定义

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7]^T = [L_{1s}i_{ds} \ L_{1s}i_{qs} \ L_{1r}i_{dr} \ L_{1r}i_{qr} \ L_m i_{dm} \ L_m i_{qm} \ J\omega]^T.$$

则

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u = \begin{bmatrix} -R_s i_{ds} + \omega_1 L_{1s} i_{qs} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + u_{ds} \\ -R_s i_{qs} - \omega_1 L_{1s} i_{ds} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + u_{qs} \\ -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - n_p L_m i_{qm} \\ -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + n_p L_m i_{dm} \\ R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_1 L_m i_{qm} \\ R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_1 L_m i_{dm} \\ n_p L_m i_{qm} i_{dr} - n_p L_m i_{dm} i_{qr} - T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

其中:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -R_s i_{ds} + \omega_1 L_{1s} i_{qs} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + u_{ds} \\ -R_s i_{qs} - \omega_1 L_{1s} i_{ds} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + u_{qs} \\ -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - n_p L_m i_{qm} \\ -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + n_p L_m i_{dm} \\ R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_1 L_m i_{qm} \\ R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_1 L_m i_{dm} \\ n_p L_m i_{qm} i_{dr} - n_p L_m i_{dm} i_{qr} - T_L \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix}.$$

4 平衡点计算(Equilibrium points calculation)

当电动汽车用感应电机在某一工况下运行时, 系统(8)各状态变量均达到稳定值, 即为系统(8)的平衡点. 设该平衡点及平衡点处对应的各电流分量为

$$x_0 = [x_{10} \ x_{20} \ x_{30} \ x_{40} \ x_{50} \ x_{60} \ x_{70}]^T, \\ I_0 = [i_{ds0} \ i_{qs0} \ i_{dr0} \ i_{qr0} \ i_{dm0} \ i_{qm0} \ i_{dfe0} \ i_{qfe0}]^T.$$

对于按照转子磁场定向的矢量控制系统, 有

$$\psi_{dr} = \psi_r, \quad \psi_{qr} = 0.$$

假设期望的转子机械角速度为 ω_0 , 则当负载 T_L 给定时, 由式(5)中的第3和第4个式子可得

$$\begin{cases} i_{dr0} = 0, \\ \omega_{s0} = -\frac{R_r i_{qr0}}{\psi_r}. \end{cases} \quad (9)$$

由式(5)中的后两个式子可得

$$\begin{cases} i_{dfe0} = -\frac{L_m(\omega_{s0} + \omega_{r0})i_{qm0}}{R_{fe}}, \\ i_{qfe0} = \frac{L_m(\omega_{s0} + \omega_{r0})i_{dm0}}{R_{fe}}. \end{cases} \quad (10)$$

由式(6)中的后4个式子可得

$$\begin{cases} i_{dm0} = \frac{\psi_r}{L_m}, \\ i_{qm0} = -\frac{L_{1r}}{L_m} i_{qr0}. \end{cases} \quad (11)$$

由转矩方程(4)可得

$$i_{qr0} = \frac{-T_L}{n_p L_m i_{dm0}} = \frac{-T_L}{n_p \psi_r}. \quad (12)$$

由式(3)中的电流关系可得到

$$\begin{cases} i_{ds0} = i_{dm0} + i_{dfe0} - i_{dr0}, \\ i_{qs0} = i_{qm0} + i_{qfe0} - i_{qr0}. \end{cases} \quad (13)$$

因此由式(9)–(13)并经过化简整理, 可得到稳态时、工作点的电流值为

$$\begin{cases} i_{ds0} = \frac{\psi_r}{L_m} - \frac{L_{1r} T_L}{n_p R_{fe} \psi_r} \left(\frac{T_L R_r}{n_p \psi_r^2} + n_p \omega_0 \right), \\ i_{qs0} = \frac{(L_{1r} + L_m) T_L}{n_p \psi_r L_m} + \frac{\psi_r}{R_{fe}} \left(\frac{R_r}{n_p \psi_r^2} + n_p \omega_0 \right), \\ i_{dr0} = 0, \quad i_{qr0} = \frac{-T_L}{n_p \psi_r}, \\ i_{dm0} = \frac{\psi_r}{L_m}, \quad i_{qm0} = \frac{L_{1r} T_L}{n_p L_m \psi_r}. \end{cases} \quad (14)$$

由上式可看出感应电机的平衡点处的电流随负载的

变化而变化.

5 反馈耗散Hamilton控制器设计(The feedback passive Hamilton controller design)

为使系统 $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ 在反馈控制 u 下可写成 $\dot{x} = F(x)\nabla H(x)$ 的形式, 首先取预置反馈

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - \omega_1 L_{1s} i_{qs} + v_{ds}, \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + \omega_1 L_{1s} i_{ds} + v_{qs}, \end{cases} \quad (15)$$

故闭环系统可写为

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - n_p L_m i_{qm} \\ -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + n_p L_m i_{dm} \\ R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_1 L_m i_{qm} \\ R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_1 L_m i_{dm} \\ n_p L_m i_{qm} i_{dr} - n_p L_m i_{dm} i_{qr} - T_L \end{bmatrix} = f_1(x) + g(x)v, \quad (16)$$

$$f_1(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - n_p L_m i_{qm} \\ -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + n_p L_m i_{dm} \\ R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_1 L_m i_{qm} \\ R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_1 L_m i_{dm} \\ n_p L_m i_{qm} i_{dr} - n_p L_m i_{dm} i_{qr} - T_L \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}.$$

为了使得系统再加入反馈控制后在稳定点 x_0 处稳定运行, 选择闭环系统Hamilton函数

$$H(x) = \frac{1}{2}(x - x_0)^T M(x - x_0), \quad (17)$$

其中

$$M = \text{diag}\left\{\frac{1}{L_{1s}}, \frac{1}{L_{1s}}, \frac{1}{L_{1r}}, \frac{1}{L_{1r}}, \frac{1}{L_m}, \frac{1}{L_m}, \frac{1}{J}\right\}.$$

对 $H(x)$ 求偏导可得

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} i_{ds} - i_{ds0} & i_{qs} - i_{qs0} & i_{dr} - i_{dr0} \\ i_{qr} - i_{qr0} & i_{dm} - i_{dm0} \\ i_{qm} - i_{qm0} & \omega - \omega_0 \end{bmatrix}^T. \quad (18)$$

为使 $f_1(x) + g(x)v = F(x)\nabla H(x)$, 令

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ -R_r i_{dr} + \omega_s L_{1r} i_{qr} - R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) - n_p L_m i_{qm} \\ -R_r i_{qr} - \omega_s L_{1r} i_{dr} - R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) + n_p L_m i_{dm} \\ R_{fe}(i_{ds} + i_{dr} - i_{dm}) + \omega_1 L_m i_{qm} \\ R_{fe}(i_{qs} + i_{qr} - i_{qm}) - \omega_1 L_m i_{dm} \\ n_p L_m i_{qm} i_{dr} - n_p L_m i_{dm} i_{qr} - T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} * & * & * & * & * & * & * \\ * & * & * & * & * & * & * \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 & b_7 \\ c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \\ d_1 & d_2 & d_3 & d_4 & d_5 & d_6 & d_7 \\ e_1 & e_2 & e_3 & e_4 & e_5 & e_6 & e_7 \end{bmatrix} \frac{\partial H(x)}{\partial x}. \quad (19)$$

将式(18)代入到式(19)可求得

$$F(x) = \begin{bmatrix} -r_1 & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & -r_2 & 0 & -R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 \\ -R_{fe} & 0 & -R_1 & \omega_s L_{1r} & R_{fe} & -Q & -n_p x_{50} \\ 0 & -R_{fe} & -\omega_s L_{1r} & -R_1 & P & R_{fe} & n_p x_{60} \\ R_{fe} & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & M & n_p x_{60} \\ 0 & R_{fe} & 0 & R_{fe} & -\omega_1 L_m & -R_2 & -n_p x_{50} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix},$$

其中:

$$R_1 = R_r + R_{fe}, \quad R_2 = R_{fe} + \frac{L_m}{L_{1r}} R_r, \quad M = \omega_1 L_m + \frac{R_r L_m^2}{\varphi L_{1r}}, \quad P = \omega_r L_m, \quad Q = \omega_{10} L_m.$$

令 $J(x) = \frac{1}{2}(F(x) - F^T(x))$, $R(x) = -\frac{1}{2}(F(x) + F^T(x))$, 则

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s L_{1r} & 0 & -\frac{Q}{2} & -\frac{n_p x_6}{2} \\ 0 & 0 & -\omega_s L_{1r} & 0 & \frac{P}{2} & 0 & \frac{n_p x_5}{2} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{P}{2} & 0 & M_1 & \frac{n_p x_{60}}{2} \\ 0 & 0 & \frac{Q}{2} & 0 & -M_1 & 0 & -\frac{n_p x_{50}}{2} \\ 0 & 0 & \frac{n_p x_6}{2} & -\frac{n_p x_5}{2} & -\frac{n_p x_{60}}{2} & \frac{n_p x_{50}}{2} & 0 \end{bmatrix},$$

其中:

$$M_1 = \omega_1 L_m + \frac{R_r L_m^2}{2\varphi L_{1r}}, R(x) = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 & R_{fe} & 0 & -R_{fe} & 0 \\ R_{fe} & 0 & R_1 & 0 & -R_{fe} & \frac{Q}{2} & \frac{n_p x_6}{2} \\ 0 & R_{fe} & 0 & R_1 & -\frac{P}{2} & -R_{fe} & -\frac{n_p x_5}{2} \\ -R_{fe} & 0 & -R_{fe} & -\frac{P}{2} & R_{fe} & -M_2 & -\frac{n_p x_{60}}{2} \\ 0 & -R_{fe} & \frac{Q}{2} & -R_{fe} & -M_2 & R_2 & \frac{n_p x_{50}}{2} \\ 0 & 0 & \frac{n_p x_6}{2} & \frac{n_p x_5}{2} & -\frac{n_p x_{60}}{2} & \frac{n_p x_{50}}{2} & r_3 \end{bmatrix},$$

其中 $M_2 = \omega_1 L_m + \frac{R_r L_m^2}{2\varphi L_{1r}}$.

经过验证, 这种分解方法满足 $J(x) = -J^T(x)$, 且当 r_3 取值足够大时有 $R(x) \geq 0$, 满足耗散特性. 可求得反馈控制

$$\begin{cases} v_{ds} = r_1(i_{ds} - i_{ds0}) - R_{fe}(i_{dr} - i_{dr0} + i_{dm} - i_{dm0}), \\ v_{qs} = r_2(i_{qs} - i_{qs0}) - R_{fe}(i_{qr} - i_{qr0} + i_{qm} - i_{qm0}). \end{cases} \quad (20)$$

再将其代入到式(15)可得

$$\begin{cases} u_{ds} = -r_1(i_{ds} - i_{ds0}) + (R_s + R_{fe})i_{ds} - \omega_1 L_{1s} i_{qs} + R_{fe}(i_{dr0} - i_{dm0}), \\ u_{qs} = -r_2(i_{qs} - i_{qs0}) + (R_s + R_{fe})i_{qs} + \omega_1 L_{1s} i_{ds} + R_{fe}(i_{qr0} - i_{qm0}), \end{cases} \quad (21)$$

这里 r_1, r_2 为可调的阻尼参数. 至此, 完成了对电动汽车用感应电机的耗散Hamilton控制器的设计.

6 稳定性分析(Stability analysis)

由于 $J(x)$ 为反对称的矩阵, $R(x)$ 为半对称矩阵, 故对 $H(x)$ 求时间 t 的导数, 有

$$\begin{aligned} \frac{dH(x)}{dt} &= \left(\frac{\partial H(x)}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} = \\ &= -\left(\frac{\partial H(x)}{\partial x}\right)^T R(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} < 0. \end{aligned} \quad (22)$$

故此系统是一个耗散的PCH系统, Hamilton函数可作为Lyapunov存储函数, 在平衡点 $x = x_0$ 处, 有

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} = 0, \quad \frac{\partial^2 H(x)}{\partial x^2} \geq 0.$$

故该在平衡点 x_0 处稳定, 此外, 包含在

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

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.

7 仿真结果(Simulation results)

为验证本文的控制算法, 在MATLAB环境下对系统进行了仿真. 选用的感应电机参数如下:

$$\begin{aligned} R_s &= 24.6 \Omega, R_r = 16.1 \Omega, R_{fe} = 3000 \Omega, \\ L_{1s} &= 0.02 \text{ H}, L_{1r} = 0.02 \text{ H}, L_m = 0.97 \text{ H}, \\ J &= 0.00035 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, n_p = 1. \end{aligned}$$

图2为当给定转速为 100 rad/s 时, 采用本文的控制算法与不计铁损时所设计的控制算法感应电机

转速随时间的变化曲线. 图3为当给定转速为100rad/s, 负载转矩为0.3N·m时, 不同阻尼参数下转速响应曲线.

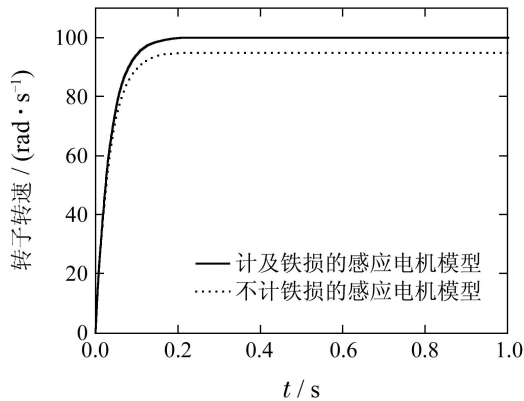


图2 转子转速误差曲线

Fig. 2 The error of rotor speed

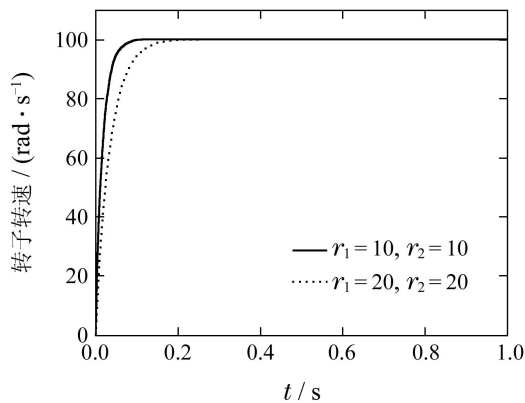


图3 不同阻尼参数下转速响应曲线

Fig. 3 The rotor speed with different damping parameters

从仿真结果很容易看出, 采用本文所设计的算法下转子转速在较短时间内收敛到给定转速, 而采用不计铁损时的算法时电机转速难以达到给定转速, 从而证明了本文所设计的控制算法精度较高, 更适用于对转速控制要求较高的电动汽车系统, 且当阻尼参数越大, 转速收敛速度越快.

图4为负载给定为0.3N·m, 在0.5s时刻叠加一个持续时间为0.3s, 大小为0.3N·m的负载, 在0.8s后转矩恢复正常的负载变化曲线. 图5分别给出了给定转速为100rad/s时, 阻尼参数 $r_1 = 10, r_2 = 10$, 负载转矩不变时采用Hamilton算法的转速响应曲线以及负载转矩按照如图4所示规律变化时的采用传统矢量控制算法和本文提出的Hamilton算法时转速响应曲线, 从图5可看出, 在这两种控制算法下当负载增加时, 转速均降低, 负载减小时转速均上升, 但两者对比可发现采用Hamilton控制算法时, 系统能迅速返回到期望速度并稳定, 鲁棒性较好.

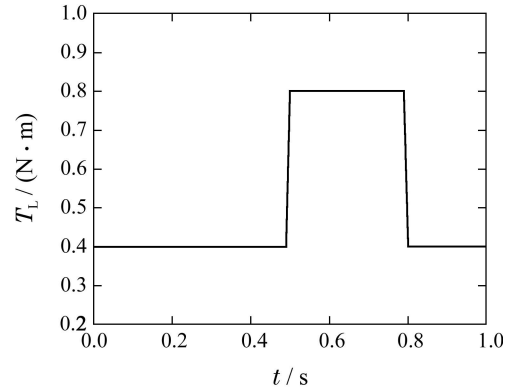


图4 负载变化曲线

Fig. 4 The variation in load torque

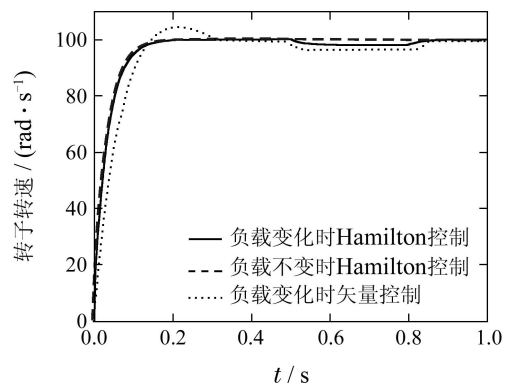


图5 负载变化与负载不变时转速曲线

Fig. 5 The speed curves in constant load and changing load

图6为负载转矩已知为0.3N·m, 阻尼参数: $r_1 = 10, r_2 = 10$; 给定转速在0~0.4s为100rad/s, 在0.4~0.7s给定转速变为120rad/s, 在0.8s以后给定转速变为150rad/s时转速响应曲线, 从图中可知, 当给定转速发生变化时, 系统仍能快速达到响应要求.

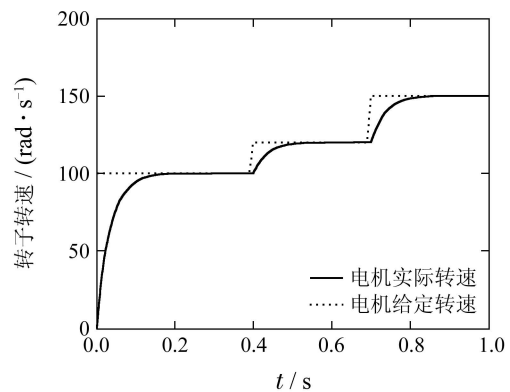


图6 给定转速变化时转速响应曲线

Fig. 6 The speed curves in the given speed changing

8 结论(Conclusions)

本文通过预置反馈的方法研究了基于动态平衡点电动汽车用感应电机反馈耗散Hamilton控制问题. 首先寻找一个适当的状态反馈来抵消结构矩阵

中的非耗散项,也就是通过反馈来改造结构矩阵,然后通过能量整形+阻尼注入的思路,选取恰当的闭环系统Hamilton函数,改变系统的结构矩阵,从而分解系统矩阵,验证耗散条件来实现对电动汽车用感应电机的控制,解决了动态平衡点时电动汽车用感应电机的Hamilton控制问题,保证了整个系统的全局稳定性,为下一步对其设计动态能量优化策略奠定了基础。

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] 张承慧, 李珂, 崔纳新, 等. 混合动力电动汽车能量及驱动系统的关键控制问题研究进展 [J]. *山东大学学报(工学版)*, 2011, 41(5): 1 – 8.
(ZHANG Chenghui, LI Ke, CUI Naxin, et al. Research progress on key control problems arising from the energy and driving system of the hybrid electric vehicle [J]. *Journal of Shandong University (Engineering Science)*, 2011, 41(5): 1 – 8.)
- [3] LEVI E. Impact of iron loss on behavior of vector controlled induction machines [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(6): 1287 – 1296.
- [4] ESCOBARG, VANDER SCHAFT A J, ORTEGA R. A Hamiltonian viewpoint in the modeling of switching power converters [J]. *Automatica*, 1999, 35(3): 445 – 452.
- [5] CHENG D Z, XI Z R, LU Q, et al. Geometric structure of generalized controlled Hamiltonian systems and its application [J]. *Science in China E*, 2000, 43(4): 365 – 379.
- [6] WANG Y Z, CHENG D Z, LI C W, et al. Dissipative Hamiltonian realization and energy based L_2 disturbance attenuation control of multimachine power systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(8): 1428 – 1433.
- [7] FUJIMOTO K, SAKURAMA K, SUGIE T. Trajectory tracking control of port controlled Hamiltonian systems via generalized canonical transformations [J]. *Automatica*, 2003, 39(12): 2059 – 2069.
- [8] ORETEGA R, VANDER SCHAFT A J, FERNADO C, et al. Control by interconnection and standard passivity based control of port-Hamiltonian systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic control*, 2008, 58(11): 2527 – 2542.
- [9] 刘艳红, 李春文. 电力系统微分代数模型耗散Hamilton实现 [J]. *控制与决策*, 2007, 22(4): 403 – 407.
(LIU Yanhong, LI Chunwen. Dissipative Hamiltonian realization of power systems with nonlinear differential algebraic system model [J]. *Control and Decision*, 2007, 22(4): 403 – 407.)
- [10] PETROVIC, V, ORETEGA R, STANKOVIC A M. Interconnection and damping assignment approach to control of permanent magnet synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2001, 9(6): 811 – 820.
- [11] AKRAD A, HILAIRET M, ORETEGA R, et al. Interconnection and damping assignment approach for reliable PM synchronous motor control [C] // *IET Colloquium on Reliability in Electromagnetic systems. Paris: Institution of Engineering and Technology*. [S.l.]: [s.n.], 2007: 1 – 6.
- [12] 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(工程技术版)*, 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 (Engineering & Technology Edition)*, 2006, 21(1): 33 – 38.)
- [13] 裴文卉, 张承慧, 李珂, 等. 计及铁损时电动汽车用感应电机Hamilton建模与无源控制 [J]. *控制理论与应用*, 2010, 28(6): 869 – 873.
(PEI Wenhui, ZHANG Chenghui, LI Ke, et al. Hamilton systems modeling and passive control of induction motor considering iron losses for electric vehicles [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 28(6): 869 – 873)
- [14] 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.)
- [15] 王玉振. 广义Hamilton控制系统理论——实现、控制与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.

作者简介:

裴文卉 (1982–), 女, 博士, 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;

符晓玲 (1977–), 女, 博士研究生, 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: fxl@sdu.edu.cn;

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.