

文章编号: 1001-0920(2012)12-1899-04

考虑铁损的电动汽车用永磁同步电机 Hamilton 镇定控制

孙 静^{1,2}, 张承慧¹, 裴文卉¹, 崔纳新¹, 李 珂¹

(1. 山东大学 控制科学与工程学院, 济南 250061; 2. 山东工商学院 信息与电子工程学院, 山东 烟台 264005)

摘 要: 电动汽车用永磁同步电机(PMSM)工作于有限能量供电条件下,其铁损对驱动系统的影响不容忽略.对此,首先推导了考虑铁损的PMSM完整动态数学模型,并建立了其端口受控Hamilton模型;然后利用互联和阻尼配置及能量整形方法实现了考虑铁损的PMSM驱动系统的Hamilton镇定控制;最后分析了阻尼参数和铁损对电机转速的影响.仿真结果表明,Hamilton控制可实现系统的快速镇定;系统可有效抑制负载扰动;考虑铁损有助于提高电动汽车PMSM驱动系统的控制性能和控制精度.

关键词: 电动汽车; Hamilton 镇定控制; 永磁同步电机; 铁损

中图分类号: TM341

文献标志码: A

Hamiltonian stabilizing control of permanent magnet synchronous motor considering iron loss for electric vehicle

SUN Jing^{1,2}, ZHANG Cheng-hui¹, PEI Wen-hui¹, CUI Na-xin¹, LI Ke¹

(1. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China; 2. School of Information and Electronic Engineering, Shandong Institute of Business and Technology, Yantai 264005, China. Correspondent: ZHANG Cheng-hui, E-mail: zchui@sdu.edu.cn)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor(PMSM) works under the energy-limited condition in electric vehicle, so the iron loss impact on the drive system can't be ignored. Therefore, the whole dynamic mathematical model and the port-controlled Hamiltonian model of PMSM considering iron loss are established firstly. Then the Hamiltonian stabilizing control of the PMSM drive system is realized by using the method of interconnection and damping assignment and energy-shaping. Finally, the damping parameter impact on the convergence speed of rotating speed and the iron loss impact on rotating speed control are analyzed. The simulation results show that the proposed Hamiltonian control scheme can perform fast stabilizing of the drive system; the controlled drive system can effectively inhibit the load disturbance; considering the iron loss contributes to the further improvement of control performance and control precision.

Key words: electric vehicle; Hamiltonian stabilizing control; permanent magnet synchronous motor; iron loss

1 引 言

随着电动汽车的技术进步,整车对电驱动系统性能的要求越来越高.永磁同步电机(PMSM)具有体积小、效率高、功率密度大等优势,在电动汽车中得到了广泛应用^[1-3].一般情况下,为了获得最大的功率密度和最小的铜耗,PMSM的极对数往往比异步电机的极对数多.因此,转子速度相同时,PMSM的工作频率高,铁心损耗也大,将导致电机温度的升高,而过高的电机温度将使PMSM的永久磁铁退磁.通常,为了简化PMSM的数学模型,都是假设忽略铁损的存在^[4].

然而从某种意义上说,该假设也是阻碍各种控制策略的控制性能进一步提升、控制精度进一步提高的根源,因为忽略铁损的数学模型并不能反映电机的实际运行状况,以此为基础推导出来的控制策略在实际应用中必然会体现出其局限性.而且,电动汽车工作于有限能量供电条件下,铁损的存在将减少电动汽车的续驶历程,因此,在对电动汽车用PMSM进行建模和控制时,其铁损不容忽略^[5].

已用于PMSM的矢量控制由于受电机参数变化、负载扰动、对象未建模和非线性动态等不确定性

收稿日期: 2011-06-09; 修回日期: 2011-09-22.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61034007, 50977054, 51277116); 山东大学自主创新基金项目(2010JC003, 2011DX007); 国家973计划项目(2013CB035600).

作者简介: 孙静(1979—),女,讲师,博士生,从事电动汽车电驱动系统、Hamilton系统理论等研究;张承慧(1963—),男,教授,博士生导师,从事电动汽车、工程优化控制等研究.

因素的影响, 仍有许多不足^[6]. 近年来, 随着非线性控制理论的快速发展, 系统控制的能量整形方法尤其得到高度重视, 其广义 Hamilton 系统结构清晰、物理意义明确. Hamilton 函数是系统的广义能量, 在一定条件下, 构成系统的基于能量的 Lyapunov 函数, 这在系统的稳定性分析或镇定控制中起到重要作用^[7-8].

于海生在文献[9]中对 PMSM 进行了 Hamilton 建模与控制, 然而其未考虑铁损对输出转矩的影响. 迄今为止, 国内外尚未见到对考虑铁损的 PMSM 进行 Hamilton 建模及控制的报道. 本文推导了考虑铁损的 PMSM 的数学模型, 建立了考虑铁损的 PMSM 的 Hamilton 模型. 在此基础上, 利用系统的互联和阻尼配置及能量整形方法设计了 Hamilton 控制器, 对电动汽车的闭环电驱动系统进行镇定控制, 并分析了闭环系统的稳定性. 最后, 分析了阻尼参数对转速曲线收敛速度的影响及铁损对电机转速控制和转矩控制的影响.

2 考虑铁损的 PMSM 动态数学模型的推导

文献[10]中提出了 d - q 坐标系下 PMSM 的动态等效电路, 如图 1 所示.

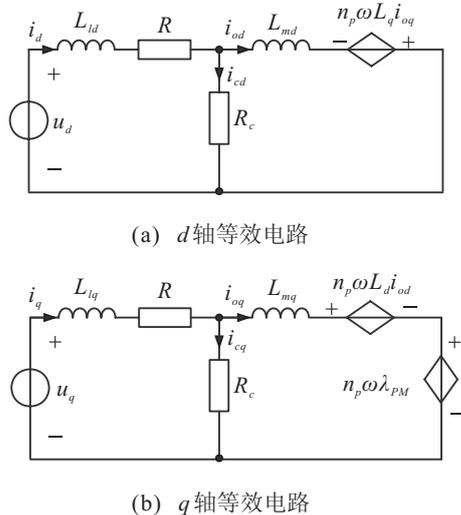


图 1 考虑铁损的 PMSM 动态等效电路

图 1 中: u_d, u_q 分别为直轴和交轴电压; i_d, i_q 分别为直轴和交轴电流; i_{cd}, i_{cq} 分别为直轴和交轴铁损电流分量; i_{od}, i_{oq} 分别为直轴和交轴励磁电流分量; L_d, L_q 分别为直轴和交轴电感; L_{ld}, L_{lq} 分别为直轴和交轴漏感; L_{md}, L_{mq} 分别为直轴和交轴励磁电感; R, R_c 分别为定子电阻和铁心损耗电阻; n_p 为电机定子绕组极对数; ω 为转子机械角速度; λ_{PM} 为转子永磁体的励磁磁通.

根据图 1, 有如下关系:

$$\begin{cases} L_{md} \frac{di_{od}}{dt} = R_c(i_d - i_{od}) + n_p \omega L_q i_{oq}, \\ L_{mq} \frac{di_{oq}}{dt} = R_c(i_q - i_{oq}) - n_p \omega L_d i_{od} - n_p \omega \lambda_{PM}. \end{cases} \quad (1)$$

由图 1 还可以得到

$$\begin{cases} u_d = L_{ld} \frac{di_d}{dt} + R i_d + L_{md} \frac{di_{od}}{dt} - n_p \omega L_q i_{oq}, \\ u_q = L_{lq} \frac{di_q}{dt} + R i_q + L_{mq} \frac{di_{oq}}{dt} + n_p \omega L_d i_{od} + \\ n_p \omega \lambda_{PM}. \end{cases} \quad (2)$$

将式(1)代入(2), 得

$$\begin{cases} L_{ld} \frac{di_d}{dt} = -(R + R_c) i_d + R_c i_{od} + u_d, \\ L_{lq} \frac{di_q}{dt} = -(R + R_c) i_q + R_c i_{oq} + u_q. \end{cases} \quad (3)$$

联立式(1)和(3), 并考虑 PMSM 的运动方程得到 PMSM 的考虑铁损的动态数学模型为

$$\begin{cases} L_{ld} \frac{di_d}{dt} = -(R + R_c) i_d + R_c i_{od} + u_d, \\ L_{lq} \frac{di_q}{dt} = -(R + R_c) i_q + R_c i_{oq} + u_q, \\ L_{md} \frac{di_{od}}{dt} = R_c i_d - R_c i_{od} + n_p \omega L_q i_{oq}, \\ L_{mq} \frac{di_{oq}}{dt} = R_c i_q - R_c i_{oq} - n_p \omega L_d i_{od} - n_p \omega \lambda_{PM}, \\ J \frac{d\omega}{dt} = n_p \lambda_{PM} i_{oq} + n_p (L_{md} - L_{mq}) i_{od} i_{oq} - T_L. \end{cases} \quad (4)$$

其中: J 为电机转动惯量; T_L 为负载转矩.

3 端口受控耗散哈密顿 (PCHD) 模型

将能量耗散的概念引入端口受控 Hamilton 系统框架中, 得到端口受控耗散 Hamilton 系统模型为^[11]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x} + g(x)u, \\ y = g^T(x) \frac{\partial H}{\partial x}. \end{cases} \quad (5)$$

其中: $x \in R^n$ 为状态变量; $u \in R^m$ 为系统输入; $H(x)$ 为系统的 Hamilton (存储) 函数; $J(x)$ 为反对称矩阵, 反映了系统内部的互联结构; $R(x)$ 为正定对称矩阵, 反映了系统端口上的附加阻性结构; $g(x)$ 为适当阶数的矩阵, 反映了系统的端口特性.

4 考虑铁损的 PMSM 的 PCHD 模型

选择如下状态变量:

$$\begin{aligned} x &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = \\ & [L_{ld} i_d \ L_{lq} i_q \ L_{md} i_{od} \ L_{mq} i_{oq} \ J \omega]^T = \\ & D [i_d \ i_q \ i_{od} \ i_{oq} \ \omega]^T, \end{aligned}$$

其中 $D = \text{diag}[L_{ld} \ L_{lq} \ L_{md} \ L_{mq} \ J]$.

取 Hamilton 函数为

$$\begin{aligned} H(x) &= \frac{1}{2} x^T D^{-1} x = \\ & \frac{1}{2} [L_{ld} i_d^2 + L_{lq} i_q^2 + L_{md} i_{od}^2 + L_{mq} i_{oq}^2 + J \omega^2], \end{aligned}$$

则 $\partial H / \partial x = [i_d \ i_q \ i_{od} \ i_{oq} \ \omega]^T$.

为方便, 令 $R_1 = R + R_c$. 对于表面式 PMSM, 满足 $L_d = L_q, L_{md} = L_{mq}, L_{ld} = L_{lq}$, 将式(4)写成(5)的形式, 可推得考虑铁损的 PMSM 的 PCHD 模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{n_p L_d}{J} x_5 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{n_p L_d}{J} x_5 & 0 & -n_p \lambda_{PM} \\ 0 & 0 & 0 & n_p \lambda_{PM} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_1 & 0 & -R_c & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & -R_c & 0 \\ -R_c & 0 & R_c & 0 & 0 \\ 0 & -R_c & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{od} \\ i_{oq} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ -T_L \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$y = g(x)^T \frac{\partial H}{\partial x} = [i_d \ i_q \ \omega]^T. \quad (7)$$

5 Hamilton 镇定控制器设计及稳定性分析

5.1 平衡点的求解

PMSM 系统的控制任务是实现转速 ω 对于期望 ω^* 的渐近调节. 本文对表面式 PMSM 进行分析与设计, 采用“ $i_d = 0$ ”控制. 于是, 对于期望的 ω^* , 当负载转矩 T_L 已知且恒定时, 根据式 (6) 得到的期望平衡点如下:

$$x^* = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{L_{lq}(n_p^2 \omega^{*2} L_d^2 T_L + R_c^2 T_L + n_p^2 \lambda_{PM}^2 \omega^* R_c)}{R_c^2 n_p \lambda_{PM}} \\ \left[\frac{L_d L_{md} T_L \omega^*}{\lambda_{PM} R_c} \ \frac{L_{md} T_L}{n_p \lambda_{PM}} \ J \omega^* \right]^T \end{bmatrix}. \quad (8)$$

5.2 镇定控制器设计及稳定性分析

$J(x)$ 是反对称的, 因此 $\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T J(x) \frac{\partial H}{\partial x} = 0$; $R(x)$ 是正定对称的, 因此 $\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T R(x) \frac{\partial H}{\partial x} \geq 0$. 由此得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial t} &= \left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T \frac{\partial x}{\partial t} = \\ &\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T \left\{ [J(x) - R(x)] \frac{\partial H}{\partial x} + g(x)u \right\} = \\ &-\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)^T R(x) \frac{\partial H}{\partial x} + y^T u \leq y^T u. \end{aligned}$$

故系统 (6) 和 (7) 是无源的.

为了将 PMSM 系统 (6) 和 (7) 渐近地稳定在期望的平衡点附近, 构造一个加入控制后的闭环期望能量函数 $H_d(x)$, 它在 x^* 处取严格极小值, 即寻找反馈控制 u 使闭环系统为

$$\dot{x}(t) = [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x}. \quad (9)$$

其中: $J_d(x)$ 为期望的互联矩阵, 是反对称的; $R_d(x)$ 是期望的阻尼矩阵, 是正定对称的.

取

$$J_d(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & J_{13} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -J_{13} & 0 & 0 & J_{34} & J_{35} \\ 0 & 0 & -J_{34} & 0 & J_{45} \\ 0 & 0 & -J_{35} & -J_{45} & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_d(x) = \begin{bmatrix} R_1 + r_1 & 0 & -R_c & 0 & 0 \\ 0 & R_1 + r_1 & 0 & -R_c & 0 \\ -R_c & 0 & R_c + r_2 & 0 & 0 \\ 0 & -R_c & 0 & R_c + r_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

其中: $J_{13}, J_{34}, J_{35}, J_{45}$ 与 r_1 和 r_2 分别为待定的互联和阻尼参数. 取期望的闭环 Hamilton 函数为 $H_d(x) = H(x^*) + H(x - x^*)$, 则

$$\frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = [i_d - i_d^* \ i_q - i_q^* \ i_{od} - i_{od}^* \ i_{oq} - i_{oq}^* \ \omega - \omega^*].$$

由式 (6) 和 (9) 联立得

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [J(x) - R(x)] \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u = \\ &[J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d(x)}{\partial x}. \end{aligned} \quad (10)$$

将相关已知条件代入式 (10), 可求得 $J_{13}=0, J_{34}=\frac{n_p L_d x_5^*}{J}, J_{35}=\frac{n_p L_d}{L_{mq}} x_4, J_{45}=-\left(\frac{n_p L_d}{L_{md}} x_3 + n_p \lambda_{PM}\right), r_2 = 0$. 同时可求得基于 Hamilton 系统理论的控制器的

$$\begin{cases} u_d = -\frac{r_1}{L_{ld}} x_1 - \frac{R_c}{L_{md}} x_3^*, \\ u_q = -\frac{r_1}{L_{lq}} x_2 + \frac{R + R_c + r_1}{L_{lq}} x_2^* - \frac{R_c}{L_{mq}} x_4^*. \end{cases}$$

因为 $J_d(x)$ 是反对称的, $R_d(x)$ 是正定对称的, 所以

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_d}{\partial t} &= \left(\frac{\partial H_d}{\partial x}\right)^T \frac{\partial x}{\partial t} = \\ &\left(\frac{\partial H_d}{\partial x}\right)^T \left\{ [J_d(x) - R_d(x)] \frac{\partial H_d}{\partial x} \right\} = \\ &-\left(\frac{\partial H_d}{\partial x}\right)^T R_d(x) \frac{\partial H_d}{\partial x} \leq 0. \end{aligned}$$

因此, 所设计的闭环系统是一个 PCHD 系统. 在平衡点 $x = x^*$ 处有 $\partial H_d / \partial x = 0, \partial^2 H_d / \partial x^2 \geq 0$, 故闭环系统在平衡点 $x = x^*$ 处稳定.

6 仿真实验与分析

在 Matlab/Simulink 环境下对 Hamilton 控制器作用下的闭环电驱动系统进行仿真分析.

选取如下参数的 PMSM: $n_p = 3, R = 2.21 \Omega, R_c = 200 \Omega, L_d = L_q = 9.77 \text{ mH}, L_{ld} = L_{lq} = 1.77 \text{ mH}, L_{md} = L_{mq} = 8 \text{ mH}, J = 0.002 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \lambda_{PM} = 0.0844 \text{ Wb}, \omega^* = 150 \text{ rad/s}, T_L = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 由式 (8) 计算出系统平

平衡点处的电流分别为: $i_d^* = 0 \text{ A}$, $i_q^* = 19.95 \text{ A}$, $i_{od}^* = 0.434 \text{ A}$, $i_{oq}^* = 19.75 \text{ A}$. 取阻尼参数 $r_1 = 1$.

对考虑铁损的电动汽车用 PMSM 驱动系统采用 Hamilton 镇定控制后, 各电流分量随时间变化的曲线如图 2 所示. 仿真结果表明, 各电流分量均在较短的时间内收敛为零, 证明了本文所采用的 Hamilton 控制方案具有快速的电流渐近稳定性能.

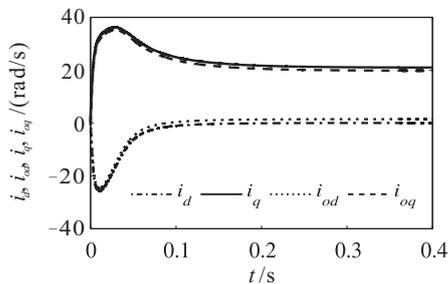


图 2 Hamilton 镇定控制下的各电流分量

对考虑铁损的电动汽车 PMSM 驱动系统, 采用 Hamilton 镇定控制后转速随时间变化的曲线如图 3 所示. 仿真结果表明: 该 Hamilton 控制系统对转速的响应速度快, 且无超调, 有助于提高电动汽车的舒适性; 阻尼参数越小, 曲线的收敛速度越快.

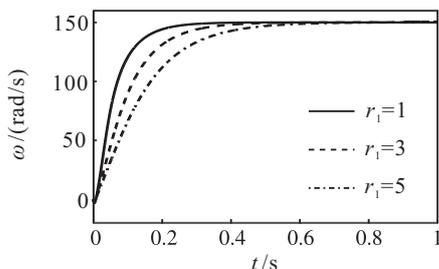


图 3 Hamilton 镇定控制下的转速 ω

图 4 中 T_e 为负载转矩 $T_L = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 不变情况下 PMSM 驱动系统输出的电磁转矩, T_{es} 为 $0.4 \sim 0.5 \text{ s}$ 期间负载转矩突变为 $3.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 情况下 PMSM 驱动系统输出的电磁转矩. 仿真结果表明: 负载突变时, 系统恢复时间短且无振荡, 证明该 Hamilton 控制系统有较好的抗负载扰动的能力.

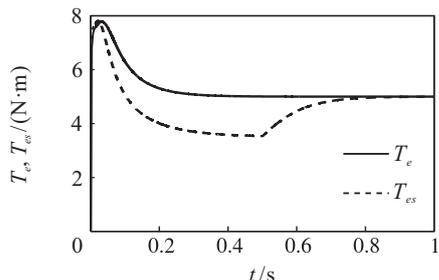


图 4 Hamilton 镇定控制下负载不变时的转矩 T_e 与负载突变时的转矩 T_{es}

实际电机的铁损是真实存在的, 因此考虑铁损的电机模型更接近实际电机. 考虑铁损与忽略铁损时

电机转速控制的比较如图 5 所示, 在仿真参数条件下, 针对忽略铁损的电机模型所设计的 Hamilton 控制器难以使实际电机的转速达到期望的要求, 其输出的转速仅为 143 rad/s , 比期望值低 7 rad/s , 误差为 4.7% .

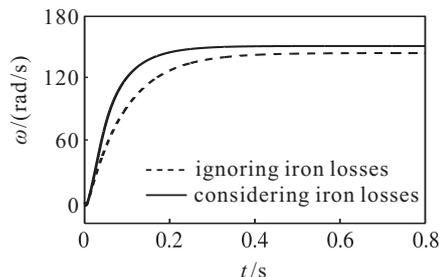


图 5 考虑铁损和忽略铁损时的转速控制

对考虑铁损与忽略铁损时电机输出电磁转矩的仿真研究表明: 在仿真参数条件下, 铁损的存在使稳态时 PMSM 输出的电磁转矩降低了 1% . 随着 PMSM 极对数及转子永磁体励磁磁通的增加, 铁损的存在将会导致实际输出电磁转矩的进一步降低.

7 结 论

在电动汽车这类有限能量供给的应用场合, 为了增加续驶里程, 必须提高 PMSM 的控制性能和控制精度. 然而, 针对 PMSM 的建模与控制通常都是假设忽略铁损的存在, 这从根本上制约了其控制性能和控制精度的提高. 对此, 本文推导了考虑铁损的 PMSM 的动态数学模型, 结合端口受控 Hamilton 系统理论建立了 PMSM 的 PCHD 模型, 比不考虑铁损的 PMSM 模型更接近电机的实际运行状况. 对 PMSM 实际输出转速和电磁转矩的精确计算为其高性能控制策略的实现和控制精度的提高奠定了基础.

设计出 PMSM 电驱动系统的 Hamilton 镇定控制器, 通过阻尼注入使系统具有快速稳定的动态性能, 该控制器的设计更加简单且易于实现, 便于工程应用.

仿真结果表明: 本文 Hamilton 控制策略下的各电流分量和转速均具有快速渐近稳定性, 在负载不变与负载突变条件下系统均具有良好的转矩跟踪性能, Hamilton 镇定控制可提高电动汽车 PMSM 电驱动系统的舒适性和动态响应能力.

参考文献(References)

[1] Kou B Q, Li C Y, Cheng S K. Flux-weakening-characteristic analysis of a new permanent magnet synchronous motor used for electric vehicles[J]. IEEE Trans on Plasma Science, 2011, 39(1): 511-515.
 [2] Nakai H, Ohtani H, Satoh E, et al. Development and testing of the torque control for the permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 800-806.