

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.02.018

# 端口受控耗散哈密顿的永磁同步电机转速稳定性分析与多系数化简\*

朱汉未<sup>1,2</sup>, 裘君<sup>2</sup>, 赵光宙<sup>1\*</sup>

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江大学 宁波理工学院, 浙江 宁波 315100)

**摘要:** 为解决端口受控耗散哈密顿系统的永磁同步电机设计过程中系数较多及稳定性等问题,将多系数映射到单系数的公式拟合技术应用到电机的数学建模中。开展了对系统稳定性的分析,建立了转矩和电流与系统稳定平衡点之间的关系,提出了单系数控制多系数的方法。在速度反馈的基础上对系统性能进行了评价,并开展了Simulink仿真试验。研究表明,所设计的控制器具有良好的稳定性与可控性。

**关键词:** 永磁同步电机; 端口受控耗散哈密顿系统; 速度反馈; 多干扰; 单系数

中图分类号: TM301.2; TH39 文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2013)02-0197-05

## Stability analysis of speed and multi-factor simplification in port controlled dissipative Hamiltonian permanent magnet synchronous motor

ZHU Han-wei<sup>1,2</sup>, QIU Jun<sup>2</sup>, ZHAO Guang-zhou<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Ningbo Institute of Technology, Zhejiang University, Ningbo 315100, China)

**Abstract:** In order to solve the problems of multi coefficients and stability in the design of permanent magnet synchronous motor(PMSM) in port controlled dissipative Hamiltonian system, the formula fitting technique of multi coefficients mapping to a single coefficient in the mathematical modeling of the permanent magnet synchronous motor was investigated. After the analysis of the stability of the system, the relationship between torque, current and a stable equilibrium point of the system was established. A method was presented to control the multi-coefficient system with a single-coefficient. The system performances were evaluated on the basis of the speed feedback. The Simulink simulation was tested. The experimental results show that, the design of the controller has a good stability and controllability.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); port controlled dissipative Hamiltonian system; speed feedback; multi-interference; single coefficient

## 0 引 言

自20世纪80年代以来,永磁同步电机以其体积小、功率密度大、效率高、维护简单等优点,越来越广泛地应用于交流伺服系统中<sup>[1]</sup>。交流伺服电机的应用中所

采用的控制策略主要有:PID控制、自适应控制<sup>[2]</sup>、矢量控制<sup>[3]</sup>、反馈线性化控制<sup>[4]</sup>、智能控制<sup>[5]</sup>与滑模变结构控制<sup>[6]</sup>等,本研究基于最新提出的能量控制观点的端口受控哈密顿控制方法,为了达到理想的控制效果,以分段控制为基础,提出了单系数控制多系数的观点。

收稿日期: 2012-09-10

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目(LY12F03021); 宁波市自然科学基金资助项目(2011A610128)

作者简介: 朱汉未(1987-),男,安徽淮北人,主要从事电机控制及算法改进等方面的研究。E-mail:792590747@qq.com

通信联系人: 赵光宙,男,教授,博士生导师。E-mail:zhaogz@zju.edu.cn

哈密顿系统是经典力学的基础。不仅保守场的动力系统满足哈密顿方程,许多其他系统,包括一类网络、化工、生态等系统也满足哈密顿方程。随着针对非线性领域研究的发展,本研究引入了广义哈密顿这种开放无源系统<sup>[7]</sup>,在此基础上发展的端口受控耗散哈密顿系统则将能量耗散的概念引入到系统框架中,使得端口受控的哈密顿控制策略更有利于保证系统在复杂干扰下的稳定性,应用面也更加广泛,对永磁同步电机的控制就是其中一个应用<sup>[8]</sup>。

本研究针对耗散哈密顿系统中的电机运行稳定性问题,首先建立永磁同步电机的数学模型,提出针对永磁同步电机的端口受控耗散哈密顿控制方法,针对具体电机模型,对不同区段加以多干扰影响,在Simulink中进行仿真,以得到满意的结果。

### 1 端口受控耗散哈密顿系统控制理论及稳定性分析

常规的哈密顿系统定义为:

$$\dot{x} = F(x)\nabla H(x) \tag{1}$$

式中:  $x \in R^n$ ;  $F(x)$ —结构矩阵,  $F(x) \in R^{n \times n}$ ;  $H(x)$ —哈密顿函数。

若结构矩阵  $F(x)$  满足:

$$F(x) + F^T(x) \leq 0 \tag{2}$$

则系统为一个耗散哈密顿系统。

$F(x)$  可被分解为:

$$F(x) = J(x) - R(x)$$

式中:  $J(x)$ —一个反对称矩阵,  $R(x)$ —一个半正定对称矩阵。

引入一个非线性系统:

$$\dot{x} = f(x) + G(x)u \tag{3}$$

式中:  $u$ —反馈控制量,  $x \in R^n$ ,  $u \in R^m$ ;  $G(x)$ —满秩矩阵。

设计系统目标为:通过反馈控制  $u$ , 使得:

$$f(x) + G(x)u = F(x)\nabla H(x) \tag{4}$$

定理1<sup>[9]</sup>: 设  $\bar{x}$  为  $\dot{x} = f(x)$  的平衡点, 令  $V: \chi \rightarrow R^1$  是一个  $C^1$  类函数, 并在  $\bar{x}$  处半正定, 即:

$$V(\bar{x}) = 0, V(x) \geq 0$$

假设, 对所有的  $x \in X$ , 都有  $\dot{V}(x) = V_x(x)f(x) \leq 0$ 。令  $K$  是  $\{x | \dot{V}(x) = 0\}$  中最大的正不变集。如果  $\bar{x}$  对于  $K$  渐进稳定, 则  $\bar{x}$  是  $\dot{x} = f(x)$  的稳定平衡点。

定理2: 给定  $J(x), R(x), H(x), g(x)$  和期望的平衡点  $\bar{x}$ , 如果可以找到函数  $u = \beta(x), R_a(x), J_a(x)$ , 满足:

$$\begin{aligned} J(x) + J_a(x) &= -[J(x) + J_a(x)]^T \\ R(x) + R_a(x) &= [R(x) + R_a(x)]^T \geq 0 \end{aligned} \tag{5}$$

和一个向量函数  $K(x)$  满足:

$$\begin{aligned} [J(x) + J_a(x) - (R(x) + R_a(x))]K(x) &= \\ -[J_a(x) - R_a(x)]\frac{\partial H}{\partial x}(x) + g(x)\beta(x) \end{aligned} \tag{6}$$

并满足如下条件:

$$\begin{cases} \frac{\partial K_i}{\partial x_j}(x) = \frac{\partial K_j}{\partial x_i}(x), i, j = 1, 2, \dots, n \\ K(\bar{x}) = -\frac{\partial H}{\partial x}(\bar{x}) \\ \frac{\partial K}{\partial x}(\bar{x}) > -\frac{\partial^2 H}{\partial x^2}(\bar{x}) \end{cases} \tag{7}$$

式中:  $\partial K / \partial x$ — $n \times n$  矩阵, 其第  $i$  个列向量为  $\partial K_i(x) / \partial x$ ,  $\partial^2 H(\bar{x}) / \partial x^2$ —哈密顿函数在  $\bar{x}$  处的海森矩阵。

在上述条件下, 由控制律  $u = \beta(x)$ , 闭环系统将成为一个端口受控耗散哈密顿系统:

$$\dot{x} = [J_d(x) - R_d(x)]\frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \tag{8}$$

其中:

$$\begin{aligned} H_d(x) &= H(x) + H_a(x), \\ J_d(x) &= J(x) + J_a(x), \\ R_d(x) &= R(x) + R_a(x). \end{aligned}$$

对于整个闭环受控系统, 本研究能量整形后的闭环系统  $\dot{H}_d(x) = 0$  的最大不变集只有平衡点  $\bar{x}$ , 根据LaSalle不变原理, 系统保持渐近稳定。

通过上述方法, 本研究通过互联和阻尼配置的无源控制方法(IDA-PBC)完成对端口受控耗散哈密顿系统的控制, 通过反馈, 对系统的能量进行整形, 即  $H(x) \rightarrow H_d(x)$ , 通过阻尼注入将耗散加入到系统中, 即  $R(x) \rightarrow R(x) + R_a(x) = R_d(x)$ 。

### 2 永磁同步电机(PMSM)的数学模型

永磁同步电机(PMSM)的数学模型表示如下:

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + n_p \omega L_q i_q + u_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - n_p \omega L_d i_d - n_p \omega \phi + u_q \\ J \frac{d\omega}{dt} = \tau - \tau_L = \frac{3}{2} n_p (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} n_p \phi i_q - B\omega - \tau_L \end{cases} \tag{9}$$

式中:  $i_d, i_q$ — $(d, q)$  坐标轴下的电流;  $R_s$ —一定子电枢绕组电阻;  $L_d, L_q$ —电感;  $\omega$ —角速度;  $\phi$ —磁链;  $n_p$ —极对数;  $J$ —转动惯量;  $\tau$ —电磁转矩;  $\tau_L$ —负载转矩;  $B$ —粘滞摩擦系数。

定义:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \\ J\omega \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

则有:

$$f_0(x) = \begin{bmatrix} -k_1 x_1 + k_2 x_2 x_3 \\ -k_3 x_2 - k_2 x_1 x_3 - k_4 x_3 \\ k_5 x_1 x_2 + k_6 x_2 - k_7 x_3 - \tau_L \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$G_0 = [g_1 g_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中:

$$k_1 = R_s/L_d, \quad k_2 = n_p/J, \quad k_3 = R_s/L_q, \quad k_4 = n_p \phi/J, \\ k_5 = 3n_p(L_d - L_q)/2L_d L_q, \quad k_6 = 3\phi/2L_q, \quad k_7 = B/J。$$

### 3 永磁同步电机控制

控制的目标最终为  $\dot{x} = F(x) \nabla H(x)$ , 因此可考虑控制量:

$$u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_1 x_1 - k_2 x_2 x_3 + v_1 \\ k_3 x_2 + k_2 x_1 x_3 + k_4 x_3 + v_2 \end{pmatrix}$$

在闭环系统中, 系统变成:

$$\dot{x} = f(x) + Gv \quad (12)$$

其中:

$$f(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ k_5 x_1 x_2 + k_6 x_2 - k_7 x_3 - \tau_L \end{pmatrix}, v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

达到稳定状态后, 系统有:

$$k_5 \bar{x}_1 \bar{x}_2 + k_6 \bar{x}_2 - k_7 \bar{x}_3 - \tau_L = 0$$

假设  $\bar{x}_1$  为已知, 则:

$$\bar{x}_2 = \frac{\tau_L + k_7 \bar{x}_3}{k_6 + k_5 \bar{x}_1}$$

$$H(x) = \frac{1}{2} \lambda_1 (x_1 - \bar{x}_1)^2 + \frac{1}{2} \lambda_2 (x_2 - \bar{x}_2)^2 + \frac{1}{2} \lambda_3 (x_3 - \bar{x}_3)^2$$

$$\nabla H(x) = \begin{pmatrix} \lambda_1 (x_1 - \bar{x}_1) \\ \lambda_2 (x_2 - \bar{x}_2) \\ \lambda_3 (x_3 - \bar{x}_3) \end{pmatrix}$$

对方程  $\dot{x} = F(x) \nabla H(x)$  和  $\dot{x} = f(x) + Gv$ , 有:

$$f(x) + Gv = F(x) \nabla H(x)$$

假设:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ k_5 x_1 x_2 + k_6 x_2 - k_7 x_3 - \tau_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} * & * & * \\ * & * & * \\ \alpha & \beta & \gamma \end{pmatrix} \nabla H(x)$$

则有:

$$k_5 x_1 x_2 + k_6 x_2 - k_7 x_3 - \tau_L =$$

$$\frac{\alpha}{\lambda_1} (x_1 - \bar{x}_1) + \frac{\beta}{\lambda_2} (x_2 - \bar{x}_2) + \frac{\gamma}{\lambda_3} (x_3 - \bar{x}_3)$$

可得出:

$$\alpha = \frac{k_5 x_2}{\lambda_1}, \beta = \frac{k_6 + k_5 \bar{x}_1}{\lambda_2}, \gamma = \frac{-k_7}{\lambda_3} \quad (13)$$

为了让  $F(x) + F^T(x) \leq 0$ , 可选择:

$$F(x) = \begin{pmatrix} -\Gamma_1 & 0 & -\frac{k_5 x_2}{\lambda_1} \\ 0 & -\Gamma_2 & -\frac{k_6 + k_5 \bar{x}_1}{\lambda_2} \\ \frac{k_5 x_2}{\lambda_1} & \frac{k_6 + k_5 \bar{x}_1}{\lambda_2} & -\frac{k_7}{\lambda_3} \end{pmatrix}$$

得到:

$$\phi_1(x) = -\Gamma_1 \frac{\partial H(x)}{\partial x_1} - \frac{k_5 x_2}{\lambda_1} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3}$$

$$\phi_2(x) = -\Gamma_2 \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} - \frac{k_6 + k_5 \bar{x}_1}{\lambda_2} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3}$$

闭环系统变成:

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \nabla H(x)$$

其中:

$$J(x) = \frac{1}{2} [F(x) - F^T(x)],$$

$$R(x) = \frac{1}{2} [F(x) + F^T(x)],$$

$$\dot{H}(x) = -dH(x)R(x)\nabla H(x) =$$

$$-\Gamma_1 (x_1 - \bar{x}_1)^2 - \Gamma_2 (x_2 - \bar{x}_2)^2 - k_7 (x_3 - \bar{x}_3)^2 / \lambda_3 \leq 0。$$

根据定理,  $\dot{H}(x)$  是半正定的, 而且:

$$M \triangleq \{x | \dot{H}(x) = 0\} = \left\{ x | x_1 = \bar{x}_1, x_2 = \frac{\tau_L + k_7 \bar{x}_3}{k_5 \bar{x}_1 + k_6}, \bar{x}_3 \right\}$$

故有:

$$\dot{x}_1 = -\Gamma_1 \frac{\partial H(x)}{\partial x_1} - \frac{k_5 x_2}{\lambda_1} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} = -\Gamma_1 k_1 (x_1 - \bar{x}_1) - \frac{k_5 x_2}{\lambda_1} \lambda_3 (x_3 - \bar{x}_3) \quad (14)$$

$$\dot{x}_2 = -\Gamma_2 \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} - \frac{k_6 + k_5 \bar{x}_1}{\lambda_2} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} = -\Gamma_2 \lambda_2 (x_2 - \bar{x}_2) - \frac{\tau_L + k_7 \bar{x}_3}{k_6 + k_5 \bar{x}_1} - \frac{h + e \bar{x}_1}{\lambda_2} \lambda_3 (x_3 - \bar{x}_3) \quad (15)$$

$$\dot{x}_3 = k_5 x_2 (x_1 - \bar{x}_1) + (k_5 \bar{x}_1 + k_6) (x_2 - \bar{x}_2) - k_7 (x_3 - \bar{x}_3) \quad (16)$$

设系数控制矩阵为:

$$r = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \Gamma_1, \Gamma_2] \quad (17)$$

在变参数的速度反馈系统中, 为了让系统快速稳定地达到设定转速, 速度在小于某个数值时, 研究者选取的是令系统快速响应的参数, 而到达该数值后, 则选取使系统转速平稳接近并达到预定转速的一组参数。为了使电机的运行更加平稳, 研究者可以多设置几次类似的变参数点, 使电机的转速曲线更趋平滑。

本研究以期望转速的85%为转折点, 设置前后两组变参数, 转速较低时选取变参数矩阵  $r = [1, 4, 1, 1, 80]$ , 转速在超过额定转速的85%后, 变参数矩阵  $r = [1, 20, 40, 80, 800]$ , 根据前后两组参数的关系, 可以设5个变参数与  $r$  的关系为线性, 则可推导出  $r$  与5个参数的关系式:

$$\begin{cases} \lambda_1 = 1 \\ \lambda_2 = 4r \\ \lambda_3 = \frac{39}{4}(r-1) + 1 \\ \Gamma_1 = \frac{79}{4}(r-1) + 1 \\ \Gamma_2 = 180(r-1) + 80 \end{cases} \quad (18)$$

基于式(18)而得的单系统与多参数关系图如图1所示,横坐标为  $r$ ,纵坐标分别为  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \Gamma_1, \Gamma_2$ ,它们与  $r$  的关系分别用5条曲线绘于图上,从下往上依次为  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \Gamma_1, \Gamma_2$ 。

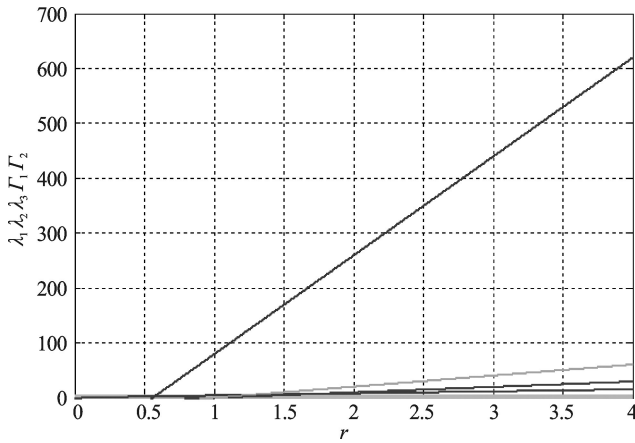


图1 单系数与多参数关系图

此时控制量  $u_1, u_2$  为:

$$\mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\Gamma_1 \frac{\partial H(x)}{\partial x_1} - \frac{k_5 x_2}{\lambda_1} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} + k_1 x_1 - k_3 x_2 x_3 \\ -\Gamma_2 \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} - \frac{k_6 + k_7 \bar{x}_1}{\lambda_2} \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} + k_3 x_2 + k_2 x_1 x_3 + k_4 x_3 \end{pmatrix} \quad (19)$$

### 4 仿 真

本研究选取电机参数如下:

电阻  $R_s = 0.56 \Omega$ , 极对数  $n_p = 3$ , 转动惯量  $J = 0.0021 \text{ kg/m}^2$ , 永磁磁通  $\varphi_f = 0.82 \text{ Wb}$ , 电感  $L_d = L_q = 0.0163 \text{ H}$ , 粘滞摩擦系数  $B = 0.0001$ 。

在电机转速未达到期望转速的85%时,选择控制参数  $r=1$ ,由式(17,18)可得系数矩阵  $\mathbf{r}=[1,4,1,1,80]$ 。

在电机转速超过期望转速的85%时,选择控制参数  $r=4$ ,由式(17,18)可得系数矩阵:  $\mathbf{r}=[1,20,40,80,800]$ 。

期望转速  $\omega_0 = 100$ ,根据最大转矩/电流原理<sup>[10-13]</sup>,  $i_{d0} = 0$ 。

速度响应曲线与电流响应曲线分别如图2~4所示。

图2所示的转速响应曲线和图3所示的  $i_q$  响应曲线中,系统在期望转速未达85 r/s时,在参数  $r=1$  控制

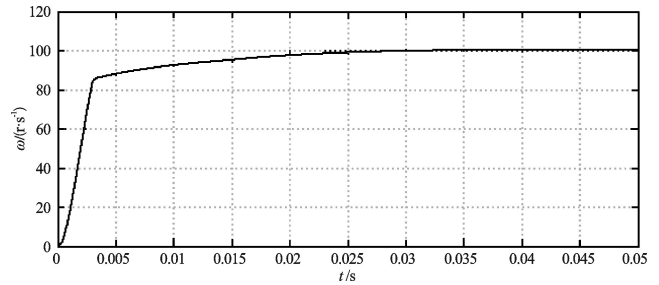


图2 转速响应曲线

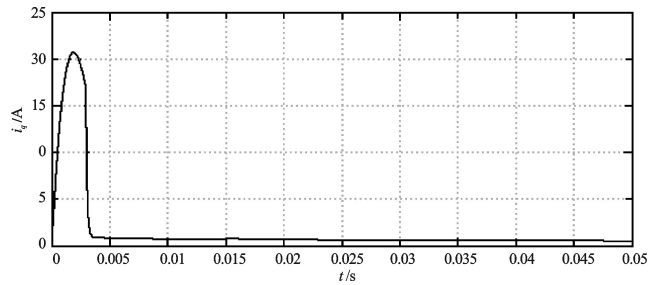


图3 电流  $i_q$  响应曲线

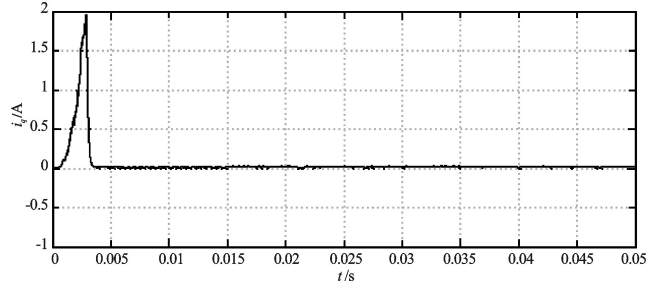


图4 电流  $i_d$  响应曲线

下,  $i_q$  电流较大,产生的  $q$  轴电压也较大,有利于转速的迅速增加,耗时较短,等同于“粗调”;转速超过85 r/s后,  $q$  轴电流迅速回落,  $q$  轴电压相应减小,此时的电机转速则平滑缓慢的接近100 r/s,直至趋于稳定,耗时较长,等同于“微调”,由图4可见,  $d$  轴上的电流  $i_d$  始终接近于0,虽然略有波动,但因纵轴的数量级为  $10^{-16} \text{ A}$ ,故可忽略不计,系统的运行符合最大转矩/电流原理。

单系数  $r$  在这里的控制效果较为理想,虽然系数矩阵中由  $r$  决定了5个参数,但在实际设定中,只需给定  $r$  的值即可,其余参数均可由  $r$  计算得来,本研究只基于两组变参数来设计单系数矩阵  $\mathbf{r}$ ,但因变参数的选取符合一定的规律,当变参数的组别较多时,研究者只需以  $r$  为横坐标,5个变参数  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \Gamma_1, \Gamma_2$  分别为纵坐标,按照选取的参数数值绘点并连接成线,根据曲线拟合表达式,如图1所示,5个变参数将依照该规律仅取决于  $r$  值的给定,从而实现由单系数来控制电机转速的设想。

本研究开展了有关电机运行时的抗干扰能力分析,可设计如下步骤的外加转速与干扰。

在启动时,外加期望转速为100 r/s,0.3 s时,增加

一个 300 r/s 的外加转速, 0.6 s 时, 增加一个大小为 -100 r/s 的外加转速。

在  $t=0.005$  s 时, 外加  $\tau_L=5$  N·m 的干扰;

在  $t=0.4$  s 时, 外加  $\tau_L=10$  N·m 的干扰;

在  $t=0.601$  s 时, 外加  $\tau_L=2$  N·m 的干扰。

系统的速度与电流响应曲线分别如图 5~7 所示。

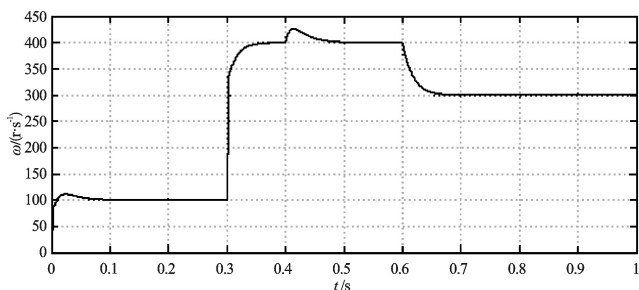


图5 转速响应曲线

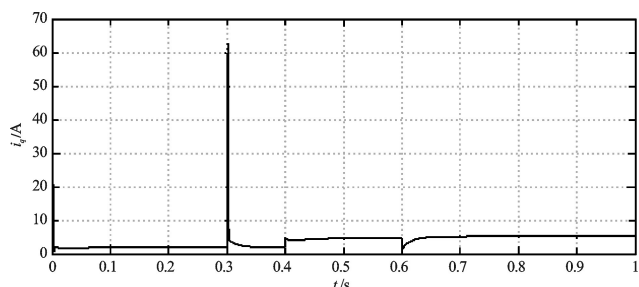


图6 电流  $i_q$  响应曲线

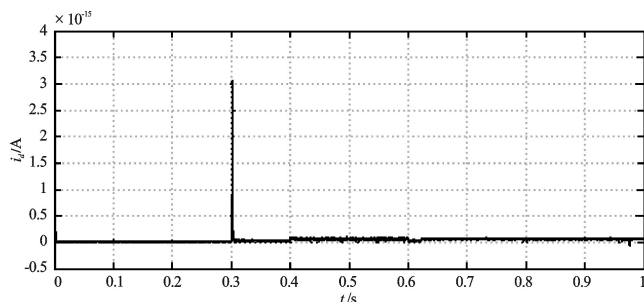


图7 电流  $i_d$  响应曲线

由图 5、图 6 可见, 在转速增加时,  $i_q$  都会产生一个较大的正向增加, 从而控制电机转速增大, 而在 0.6 s 外加转速为负时,  $i_q$  的值则减小, 甚至短暂为负值, 由此可以清晰地看出, 电机转速的增加或减少直接取决于  $i_q$  的增大或减少。符合式 (9) 中关于永磁同步电机数学模型的定义。

由图 5 可见, 外加干扰越大, 对电机转速的影响也越明显, 而电机转速趋于稳定的时间也越长, 由图 6 则可以看到, 突发负载将会使  $i_q$  产生一个正向增大的电流, 从而使电机转速在干扰下产生正向波动, 当  $i_q$  趋于稳定时, 电机转速也趋于期望转速。

## 5 结束语

哈密顿控制理论作为一种非线性分析工具, 通过理论研究和仿真实验, 结合反馈控制的方法, 表明其对永磁同步电机的速度控制具有一定的可行性, 而且响应速度快, 运行稳定。本研究运用系数矩阵来达到单系数控制变化的多个参数, 这是一种新的尝试, 尚有很多值得研究提高的内容。通过多干扰的引入则可看出基于端口受控耗散哈密顿理论的永磁同步电机有着很好的稳定性。

### 参考文献 (References):

- [1] 裘君, 赵光宙. 永磁同步电机磁链自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(6): 798-803.
- [2] 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.
- [3] 陈高, 杨家强. 基于 TMS320F28335 的永磁同步电机数字化矢量控制器设计[J]. 机电工程, 2011, 28(9): 1090-1094.
- [4] 于海生, 王海亮, 赵克友. 永磁同步电机的哈密顿系统建模与控制[J]. 青岛大学学报: 工程技术版, 2005, 20(3): 1-6.
- [5] NASIR U M, ABIDO M A, AZIZUR R M. Development and implementation of a hybrid intelligent controller for interior permanent magnet synchronous motor drives [J]. **IEEE Transaction on Industry Applications**, 2003, 40 (1) : 68-76.
- [6] Van Der Schaft A J. L2-gain and passivity techniques in nonlinear control [M]. London: Springer-Verlag, 2000.
- [7] WANG Yu-zhen, CHENG Dai-zhan, LI Chun-wen. Dissipative Hamiltonian realization and energy-based L2-disturbance attenuation control of multimachine power systems [J]. **IEEE Transactions on Automatic Control**, 2003, 48 (8): 1428-1433.
- [8] 裘君, 赵光宙, 齐冬莲. PMSM 的哈密顿反馈耗散增益调度控制[J]. 控制工程, 2010, 17(2): 149-153.
- [9] 孙元章, 刘前进, 杨新林. 非线性控制中的 L2 增益和无源化方法 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [10] 张波. 永磁同步电动机矢量控制和最大转矩控制[J]. 华南理工大学学报: 自然科学版, 1996, 24(1): 35-39.
- [11] 张现猛, 叶云岳, 郑灼. 基于自适应观测器的复式永磁同步电机控制仿真[J]. 机电工程, 2011, 28(5): 632-638.
- [12] 李周清. 基于 Ansoft 的永磁同步电机建模与仿真[J]. 机电工程技术, 2012, 41(4): 35-39.
- [13] 王琇, 范承志. 基于 VB 的永磁同步电机设计及优化平台[J]. 机电工程, 2012, 29(4): 459-464.

[编辑: 李辉]