

文章编号: 1001-0920(2007)05-0487-07

## 混合励磁电机系统输入输出解耦和线性化

康惠骏<sup>1</sup>, 谢七月<sup>2</sup>, 郑芳博<sup>1</sup>

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072; 2. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200030)

**摘要:** 讨论混合励磁电机系统的输入输出解耦和线性化问题. 根据机电动力学原理, 导出了混合励磁电机系统在与转子同步旋转的  $dq$  坐标系中的动态方程. 应用非线性系统几何理论, 通过非线性状态反馈和坐标变换, 实现了混合励磁电机系统的输入输出解耦控制和完全线性化. 将原系统分解为 3 个线性子系统:  $d$  轴磁链子系统、 $q$  轴磁链子系统和转速子系统. 仿真结果表明, 基于输入输出线性化控制设计的混合励磁电机控制系统具有良好的动态性能.

**关键词:** 电机; 混合励磁; 几何理论; 解耦; 线性化

中图分类号: TM921

文献标识码: A

## Input-output decoupling and linearization of hybrid excitation synchronous machine

KANG Hui-jun<sup>1</sup>, XIE Qi-yue<sup>2</sup>, ZHENG Fang-bo<sup>1</sup>

(1. School of Mechanical and Electronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China; 2. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: KANG Hui-jun, E-mail: kanghj@staff.shu.edu.cn)

**Abstract:** Based on the principles of electrical and mechanical dynamics, the dynamical equations of hybrid excitation synchronous machine (HESM) in the  $dq$  coordinates rotating synchronously with the rotor are derived. The decoupling control and full linearization of HESM system are realized with nonlinear state feedback and coordinates transformation. The HESM is decomposed into three linear subsystems,  $d$  axis flux subsystem,  $q$  axis flux subsystem and rotation speed subsystem. Simulation results show that HESM control system based on the design of input and output decoupling and linearization achieves high dynamic performance.

**Key words:** Machine; Hybrid excitation; Geometric approach; Decoupling; Linearization

### 1 引言

混合励磁电机是在永磁电机的基础上发展起来的一种速度调节性能优良的新型电机. 混合励磁电机有永磁体励磁和电励磁两种励磁方式, 避免了永磁电机气隙磁场难以调节的缺点, 且容易实现气隙磁场的控制, 因而具有广阔的发展前景.

目前, 混合励磁电机还处于试验研究阶段, 尚未进入实际应用领域. 国内外的相关研究主要集中于电机的设计、制造以及实验分析, 有关电机数学模型的研究还很少<sup>[1-6]</sup>. 对于不同结构的混合励磁电机, 其对应的数学模型也不相同. 定子附加励磁绕组的混合励磁同步电机<sup>[7]</sup>, 永磁体安装在转子上, 附加励磁绕组安装在定子上, 通过改变气隙磁场的路径来

改变气隙磁场. 励磁绕组通以不同方向的电流, 其内部磁路也随之发生改变, 进行能量转换的磁场相应地增强或减弱, 从而实现对气隙磁场控制的目的. 本文以定子附加励磁绕组的混合励磁同步电机为研究对象, 并将定子附加励磁绕组的混合励磁同步电机简称为混合励磁电机系统.

从非线性系统几何理论的观点看, 混合励磁电机系统属于一类仿射非线性系统. 为了对混合励磁电机系统进行有效控制, 有必要应用非线性控制理论, 尤其是非线性系统几何理论对其进行深入研究. 文献[8]应用非线性系统几何理论, 分析了混合励磁电机系统的结构特性, 证明了系统在一定条件下是局部弱能控的、强可接近的和局部弱能观的. 文献

收稿日期: 2006-05-09; 修回日期: 2006-08-15.

基金项目: 国家自然科学基金重点项目(50337030).

作者简介: 康惠骏(1949—), 男, 上海人, 副教授, 博士, 从事非线性控制理论与应用的研究; 谢七月(1980—), 男, 江西赣州人, 博士生, 从事非线性控制理论与应用的研究.

[9]在假设附加励磁绕组的励磁电流处于稳定的条件下,给出了一类混合励磁电机简化模型的解耦控制设计方法.文献[10]应用非线性几何理论研究混合励磁电机系统的可逆性,证明了系统输入输出在一定的约束条件下是可逆的.

要对混合励磁电机系统进行转速和转矩的高性能控制,除了需要考虑定子和转子的机电动力学外,还应考虑附加励磁绕组的励磁电流瞬变对系统控制的影响.本文讨论包含定子、转子和附加励磁绕组机电动力学的混合励磁电机系统的解耦控制和线性化设计问题.根据机电动力学原理导出了适合于控制的混合励磁电机系统数学模型,给出了混合励磁电机系统输入输出解耦和线性化设计方法.最后利用 Matlab/Simulink 进行仿真实现.

## 2 混合励磁电机系统的数学模型

定子附加励磁绕组混合励磁同步电机的结构与普通永磁电机的结构类似,转子由永磁体和铁心按一定形式组成,定子绕组上仍然通以三相电流,与普通永磁电机相比,只是定子上多了一个附加的励磁绕组.可根据机电动力学原理导出混合励磁电机系统的数学模型,或称动态方程,它包括状态方程和输出方程.

在建立数学模型之前,先作如下假设:1)忽略铁心的饱和;2)不计涡流损耗和磁滞损耗;3)转子上没有阻尼绕组;4)永磁材料的电导率为零;5)供电电压、气隙磁场分布和定子电流均为正弦形或准正弦形.

采用固定于转子的  $dq$  坐标系来描述和分析电机的性能十分方便,因此取永磁体基波励磁磁场的轴线为  $d$  轴(直轴),而  $q$  轴(交轴)顺着旋转方向超前  $d$  轴  $90^\circ$ .  $dq$  坐标系随转子以同步电角速度旋转,其位置由  $d$  轴和参考轴  $\alpha s$  之间的电角度  $\alpha$  确定,  $\alpha s$  轴与三相定子绕组中  $A$  相绕组的轴线重合.

由于混合励磁电机系统结构及工作原理的特殊性,其直、交轴的等效电感与永磁同步电机直、交轴的等效电感有所不同.同一轴上既有永磁体磁极,又有铁芯磁极,因此直、交轴的等效电感需根据电机的结构参数计算得出.永磁体磁极磁路和铁芯磁极磁路具有相对独立性,可分别计算永磁体磁极磁路和铁芯磁极磁路直、交轴的等效电感,然后进行求和得出.

混合励磁电机系统的定子上装有附加励磁绕组,绕组中通以直流电流产生励磁磁通,因而还存在附加励磁绕组与直、交轴绕组之间的互感.从结构上看,附加励磁绕组与电机的定子电枢绕组轴线垂直,但由于电机转子结构的特殊性,转子同一直轴上,一

端为高磁导率的铁芯极,另一端为低磁导率的永磁体磁极,附加直流励磁磁势作用于电机直轴的两个极端.不同极端磁势相反,但产生的磁势并不能互相抵消,否则电机就不能实现电机磁场的调节作用.因此电机附加励磁绕组与直轴之间存在互感.另外,由于转子交轴上两端磁性材料的反对称性,使得直流励磁磁势在交轴上产生的磁势为零,从而在附加励磁绕组与定子交轴绕组之间的等效互感为零.因此,附加励磁绕组可看作是直轴上的一个附加励磁绕组.

设  $u_d, u_q, u_f, i_d, i_q, i_f, R_d, R_q, R_f$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴绕组及附加励磁绕组的电压、电流和电阻,且有  $R_d = R_q = R; L_d, L_q, L_f$  分别为  $d$  轴和  $q$  轴绕组及附加励磁绕组的自感,  $M_f$  为附加励磁绕组与电机  $d$  轴绕组的互感,  $\psi_f$  为转子永磁体产生的磁链;  $\omega$  为  $dq$  坐标系的旋转角(电角度)速度,下标  $d$  和  $q$  表示某矢量相对于  $dq$  坐标系上的分量;  $\omega_m$  为转子旋转(机械)角速度,  $n_p$  为电机极对数,  $J = n_p$ ;  $J$  为转子的转动惯量,  $F$  为与转速成正比的阻转矩阻尼系数,  $T_L$  为负载转矩.

根据机电动力学原理,电机在与转子同步旋转的  $dq$  坐标系中的直交轴电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + d\psi_d/dt - \omega\psi_q, \\ u_q = Ri_q + d\psi_q/dt + \omega\psi_d. \end{cases} \quad (1)$$

附加励磁绕组的电压方程为

$$u_f = R_f i_f + d\psi_f/dt. \quad (2)$$

直交轴磁链方程为

$$\psi_d = L_d i_d + M_f i_f + \psi_{fd}, \quad \psi_q = L_q i_q. \quad (3)$$

附加励磁绕组磁链方程为

$$\psi_f = L_f i_f + M_f i_d + \psi_{fd}, \quad (4)$$

其中  $\psi_{fd}$  为附加励磁绕组磁链.

将磁链方程(3)和(4)代入电压方程(1)和(2),并考虑到  $\psi_{fd}$  为常值,可得

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_f \frac{di_f}{dt} - L_q i_q \omega, \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d i_d \omega + (M_f i_f + \psi_{fd}) \omega, \\ u_f = R_f i_f + M_f \frac{di_d}{dt} + L_f \frac{di_f}{dt}. \end{cases} \quad (5)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = n_p (\psi_{fd} i_q - \psi_q i_d). \quad (6)$$

将磁链方程(3)和(4)代入电磁转矩方程(6),得

$$T_e = n_p [(L_d i_d + M_f i_f + \psi_{fd}) i_q - L_q i_q i_d] = n_p [(M_f i_f + \psi_{fd}) i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (7)$$

转子机电动力学方程为

$$T_e = J d / dt + R + T_L. \quad (8)$$

将式(5),(7)和(8)综合在一起,并把它们写成状态方程的形式,有

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{L_f R}{L_d L_f - M_f^2} i_d + \frac{L_f L_a}{L_d L_f - M_f^2} i_q + \\ &\frac{M_f R_f}{L_d L_f - M_f^2} i_f + \frac{L_f}{L_d L_f - M_f^2} u_d - \\ &\frac{M_f}{L_d L_f - M_f^2} u_f, \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{R}{L_q} i_q - \frac{M_f}{L_q} i_f + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{a}{L_q}, \\ \frac{di_f}{dt} &= \frac{M_f R_f}{L_d L_f - M_f^2} i_d - \frac{M_f L_a}{L_d L_f - M_f^2} i_q - \\ &\frac{L_d R_f}{L_d L_f - M_f^2} i_f - \frac{M_f}{L_d L_f - M_f^2} u_d + \\ &\frac{L_d}{L_d L_f - M_f^2} u_f, \\ \frac{d}{dt} &= \frac{n_p}{J} (L_d - L_q) i_q i_d + \frac{n_p a}{J} i_q + \\ &\frac{n_p M_f}{J} i_q i_f - \frac{R}{J} - \frac{1}{J} T_L. \end{aligned} \right. \quad (9)$$

选择状态变量

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [i_d, i_q, i_f, ]^T,$$

输入  $u = [u_d, u_q, u_f]^T$ , 输出  $y = [y_1, y_2, y_3]^T$ . 并令

$$a = \frac{1}{L_d L_f - M_f^2}, \quad b = \frac{1}{L_q},$$

$$c = n_p / J, \quad d = L_d - L_q.$$

考虑到  $= n_p$ , 则混合励磁电机系统在与转子同步旋转的  $d-q$  坐标系中,可表示为如下仿射非线性系统的形式:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^3 g_i(x) u_i + P(x) T_L, \\ y_j &= h_j(x), j = 1, 2, 3. \end{aligned} \right. \quad (10)$$

其中

$$x \in R^4, u \in R^3, y \in R^3,$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -aL_f R x_1 + aL_f L_q n_p x_2 x_4 + aM_f R_f x_3 \\ -bL_d n_p x_1 x_4 - bR x_2 - bM_f n_p x_3 x_4 - b a n_p x_4 \\ aM_f R x_1 - aM_f L_q n_p x_2 x_4 - aL_d R_f x_3 \\ c d x_1 x_2 + c a x_2 + c M_f x_2 x_3 - (R/J) x_4 \end{bmatrix},$$

$$g^1 = \begin{bmatrix} aL_f \\ 0 \\ -aM_f \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g^2 = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$g^3 = \begin{bmatrix} -aM_f \\ 0 \\ aL_d \\ 0 \end{bmatrix}, \quad P(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1/J \end{bmatrix},$$

$$y_1 = h_1(x) = L_d x_1 + M_f x_3 + a = d,$$

$$y_2 = h_2(x) = L_q x_2 = q,$$

$$y_3 = h_3(x) = x_4 = .$$

### 3 非线性系统的输入输出解耦和线性化

#### 3.1 非线性系统的输入输出解耦控制

单输入单输出非线性系统的控制设计相对简单.如能将多输入多输出非线性系统通过某种办法,转化为若干个独立的单输入单输出非线性系统,则可利用单输入单输出非线性系统的设计方法,达到简化原系统的控制目的.

这里考虑这样一个综合问题:对于一个多输入多输出的非线性系统,寻找静态状态反馈控制规律,使得对于相应的闭环系统,每个输入通道独立地控制一个且只控制一个输出通道,即通过静态反馈实现输入输出解耦控制.这一问题由 Morgan 于 1964 年提出,故称为 Morgan 问题.本文讨论这种控制方法的控制思想和实现方案.以下讨论的是输入输出个数相同的非线性系统.

设仿射非线性系统由下列方程描述:

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i, \\ y_j &= h_j(x), j = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \right. \quad (11)$$

其中:状态  $x \in M$ ,控制  $u \in N$ ,输出  $y \in W$ ;  $M, N, W$  分别为  $n, m, r$  维微分流形.

定义 1 如果系统(11)在  $x_0$  的一个邻域上所有  $x$  满足下列条件:

$$\left\{ \begin{aligned} [L_{g_i} L_f^{k_j} h_j(x), \dots, L_{g_i} L_f^{k_j} h_j(x)] &= 0, \\ [L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x), \dots, L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x)] &= 0. \end{aligned} \right.$$

$$1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m, 0 \leq k_j < r_j - 1. \quad (12)$$

则称非线性系统(11)在  $x_0$  处具有一个向量关系度  $(r_1, r_2, \dots, r_m)$ .

定理 1<sup>[11]</sup> 如果系统(11)在  $x_0$  处具有一个向量关系度  $(r_1, r_2, \dots, r_m)$ ,且由式(13)定义的  $m \times m$  矩阵(称为 Falb-Wolovich 矩阵或解耦矩阵)

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \ddots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \quad (13)$$

在  $x_0$  处是非奇异的,则系统(11)在  $x_0$  的一个邻域上输入输出解耦控制问题是可解的.

为了便于讨论,将式(11)简写为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u, \\ y_j = h_j(x), j = 1, 2, \dots, m. \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$g(x) = [g_1(x) \quad g_2(x) \quad \dots \quad g_m(x)],$$

$$u = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_m]^T.$$

如果系统(14)满足定理1,则意味着  $D(x)$  在  $x_0$  处是非奇异的,非线性解耦控制律可由下式构成:

$$u = -D^{-1}(x)E(x) + D^{-1}(x)v. \quad (15)$$

其中

$$E(x) = [e_1(x) \quad e_2(x) \quad \dots \quad e_m(x)]^T,$$

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} d_{11}(x) & d_{12}(x) & \dots & d_{1m}(x) \\ d_{21}(x) & d_{22}(x) & \dots & d_{2m}(x) \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ d_{m1}(x) & d_{m2}(x) & \dots & d_{mm}(x) \end{bmatrix},$$

$$E(x) = [L_{g_1}^{r_1} h_1(x) \quad \dots \quad L_{g_m}^{r_m} h_m(x)]^T,$$

$$v = [v_1 \quad v_2 \quad \dots \quad v_m]^T.$$

于是可得闭环系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + g(x)u, \\ y_j = h_j(x), j = 1, 2, \dots, m. \end{cases} \quad (16)$$

在  $x_0$  的一个邻域上输入输出解耦.

### 3.2 基于非线性解耦控制的完全线性化

一个非线性系统经过线性化后,便于对其进行有效的分析和设计,这是因为线性系统已有成熟的理论支持.因此,将非线性系统线性化是非线性控制的核心问题.线性化方法主要有以下两种:

1) 近似线性化,即用泰勒级数将系统在某一工作点附近进行线性化,取其线性主部得到系统的线性模型.它只是系统在工作点附近的线性近似,不适合大范围应用,因此也称局部线性化.

2) 完全线性化,即用微分几何理论将非线性系统在大范围内线性化,也称全局线性化或精确线性化,该模型适合于大范围应用.从理论上讲,经全局线性化或精确线性化的模型可在大范围使用,不存

在任何误差.

由  $r_j$  的定义和定理1的条件可以证明微分1型:  $dh_j, dL_f h_j, \dots, dL_f^{r_j} h_j (j = 1, 2, \dots, m)$  在  $x_0$  的一个邻域上线性无关<sup>[11]</sup>.当  $\sum_{j=1}^m r_j = n$  时,由于  $x_0$  的一个邻域上的  $n$  个微分1型:  $dh_j, dL_f h_j, \dots, dL_f^{r_j} h_j (j = 1, 2, \dots, m)$  线性无关,则可定义映射

$$z_{jk} = L_f^{k-1} h_j(x),$$

$$j = 1, 2, \dots, m, k = 1, 2, \dots, r_j. \quad (17)$$

为  $x_0$  的一个邻域上的局部坐标变换.在该局部坐标变换下,闭环系统(16)被完全线性化,其形式由如下  $m$  组方程描述:

$$\dot{z}_{j1} = z_{j2}, \dot{z}_{j2} = z_{j3}, \dots, \dot{z}_{jr_j} = v_j,$$

$$y_j = z_{j1}, j = 1, 2, \dots, m.$$

这些方程组的结构表明,系统(11)通过施加解耦控制律(15)和局部坐标变换(17),可实现输入输出解耦和线性化.

### 4 混合励磁电机系统输入输出解耦和线性化设计

对于混合励磁电机系统(10),考虑输入输出解耦和线性化设计问题,假设  $T_L = 0$ .根据相对阶  $r_j$  的定义,计算可得  $r_1 = 1, r_2 = 1, r_3 = 2$ ,即满足定理1的前提条件.根据解耦矩阵(13)可得

$$\det D(x) = acL_q M_f x_2.$$

当  $x_2 \neq 0$  时,  $\det D(x) \neq 0$ ,即满足定理1的条件.于是可得

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{b(M_f^2 - dL_f)}{M_f} & \frac{c(-b^2(dx_1 + a + M_f x_3))}{aM_f x_2} & \frac{b}{acM_f x_2} \end{bmatrix}.$$

由式(15)可得系统(11)的解耦控制律

$$U(t) = -D^{-1}(x)E(x) + D^{-1}(x)v(t), \quad (18)$$

其中

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_d f_1 + M_f f_3 \\ L_q f_2 \\ acd x_2 f_1 + (cd x_1 + bn_p - a + cM_f x_3) f_2 + cM_f x_2 f_3 - R f_4 / J \end{bmatrix}.$$

式中:  $f_1 = f_1(x), f_2 = f_2(x), f_3 = f_3(x), f_4 = f_4(x)$ .

对于系统(10),由于  $\sum_{j=1}^3 r_j = 4 = n$ ,可得局部坐标变换

$$z(x) = [h_1(x) \quad h_2(x) \quad h_3(x) \quad L_f h_3(x)]^T,$$

即

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) = L_d x_1 + M_f x_3 + a, \\ z_2 = h_2(x) = L_q x_2, \quad z_3 = h_3(x) = x_4, \\ z_4 = L_f h_3(x) = \\ cd x_1 x_2 + c_a x_2 + c M_f x_2 x_3 - (R/J) x_4. \end{cases} \quad (19)$$

由解耦控制律(18)所得形如式(16)的闭环系统,在局部坐标  $z$  下的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = v_1, \quad y_1 = z_{11}, \quad \dot{z}_{21} = v_2, \quad y_2 = z_{21}, \\ \begin{bmatrix} \dot{z}_{31} \\ \dot{z}_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{31} \\ z_{32} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v_3, \\ y_3 = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} z_{31} \\ z_{32} \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (20)$$

这表明当  $x \in \{R^4 / x_2 = 0\}$  时,混合励磁电机系统(10)可通过非线性状态反馈(18)和坐标变换(19),成为输入输出解耦线性化系统(20),同时分解为3个线性子系统:直轴磁链线性子系统、交轴磁链线性子系统和转速线性子系统。

### 5 仿真设计与分析

#### 5.1 调节器设计<sup>[12]</sup>

为使系统输出  $y_1 = d, y_2 = q$  和  $y_3 = r$  分别跟踪期望的给定信号  $d_r, q_r$  和  $r_r$ ,设计如下调节器:

$$\begin{cases} v_1 = -k_1(z_{11} - d_r) + d \, d_r/dt, \\ v_2 = -k_2(z_{21} - q_r) + d \, q_r/dt, \\ v_3 = -k_3(z_{31} - r_r) - k_4(z_{32} - \\ d \, r_r/dt) + d^2 \, r_r/dt^2. \end{cases} \quad (21)$$

其中  $k_1, k_2, k_3, k_4$  为待定参数.这些参数应按以下原则选取:使得方程

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(d - d_r) = -k_1(z_{11} - d_r), \\ \frac{d}{dt}(q - q_r) = -k_2(z_{21} - q_r), \\ \frac{d^2}{dt^2}(r - r_r) = \\ -k_3(z_{31} - r_r) - k_4(z_{32} - d \, r_r/dt). \end{cases} \quad (22)$$

其原点是渐近稳定的,并且具有良好的响应特性.这里把  $(d - d_r), (q - q_r)$  和  $(r - r_r)$  看作方程(22)的变量.方程(22)的原点是渐近稳定的,等价于由调节器(21)和动态方程(20)所组成的系统原点是渐近稳定的。

#### 5.2 仿真设计与分析

混合励磁电机额定参数如下:额定功率 2 kW,额定定子电压 380 V,额定定子电流 5 A,额定附加励磁电流 10 A,额定转速 1 500 r/min,额定负载 3

N·m.特性参数如下: $R = 2.785, L_d = 8.5 \text{ mH}, L_q = 8.5 \text{ mH}, R_f = 2.5, L_f = 8 \text{ mH}, M_f = 2.5 \text{ mH}, R = 0, T_L = 0, n_p = 2, a = 0.175 \text{ Wb}, J = 8 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ .调节器参数如下: $k_1 = k_2 = 100, k_3 = 1\,000, k_4 = 52$ .

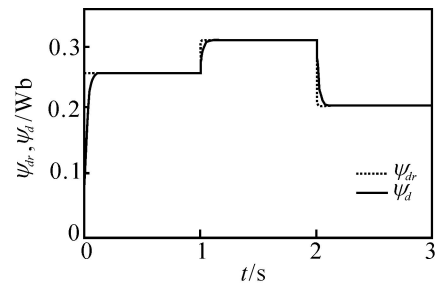
在仿真分析中,混合励磁电机的模型以及非线性解耦线性化控制律均利用 Matlab/Simulink 进行仿真实现.选取  $x_2 = q = 0.001 \text{ Wb}$ ,其余状态的初始值均为零。

仿真工作包括以下三部分:

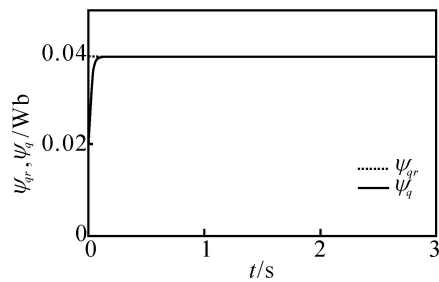
1) 电机在  $t = 0$  时启动到 1 300 r/min.当  $t = 1.0 \text{ s}$  时,给定  $d$  轴磁链  $d_r$  发生变化,从 0.25 Wb 变化到 0.3 Wb.当  $t = 2.0 \text{ s}$  时,给定  $d$  轴磁链  $d_r$  发生变化,从 0.3 Wb 变化到 0.2 Wb。

图 1(a) 显示了  $d$  轴磁链  $d$  跟踪  $d_r$  的情况;图 1(b) 和图 1(c) 分别显示了  $d$  轴磁链  $d$  变化对  $q$  轴磁链  $q$  和转速  $\Omega$  的影响;同时显示了  $q$  轴磁链  $q$  跟踪给定  $q_r$  轴磁链  $q_r$  和转速  $\Omega$  跟踪给定转速  $r_r$  的情况。

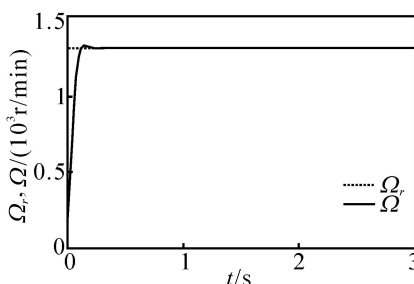
2) 电机在  $t = 0$  时启动到 1 300 r/min.当  $t =$



(a)  $d$  轴磁链变化波形



(b)  $d$  轴磁链变化对  $q$  轴磁链的影响

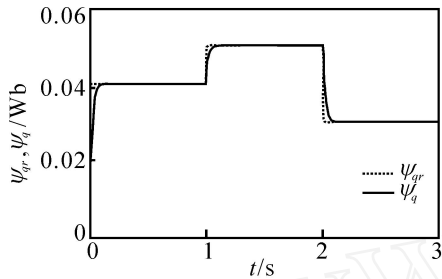


(c)  $d$  轴磁链变化对转速的影响

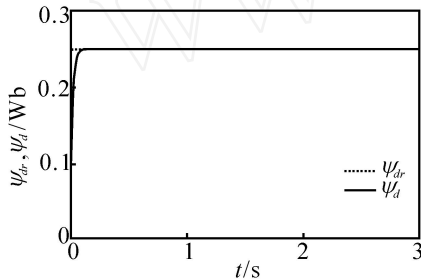
图 1  $d$  轴磁链变化对  $q$  轴磁链及转速的影响

1.0 s时,给定 $q$ 轴磁链信号 $\psi_{qr}$ 发生变化,从0.04 Wb变化到0.05 Wb;当 $t = 0.2$  s时,给定 $q$ 轴磁链信号 $\psi_{qr}$ 发生变化,从0.05 Wb变化到0.03 Wb。

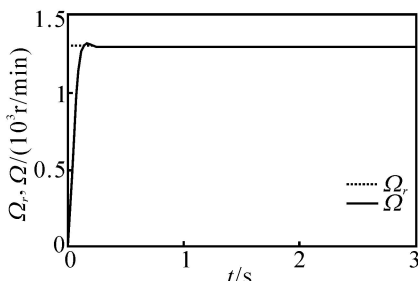
图2(a)显示了 $q$ 轴磁链 $\psi_q$ 跟踪 $\psi_{qr}$ 的情况;图2(b)和图2(c)分别显示了 $q$ 轴磁链 $\psi_q$ 变化对 $d$ 轴磁链 $\psi_d$ 和转速 $\Omega$ 的影响;同时显示了 $d$ 轴磁链 $\psi_d$ 跟踪给定 $d$ 轴磁链 $\psi_{dr}$ 和转速 $\Omega$ 跟踪给定转速 $\Omega_r$ 的情况。



(a)  $q$ 轴磁链变化波形



(b)  $q$ 轴磁链变化对 $d$ 轴磁链的影响



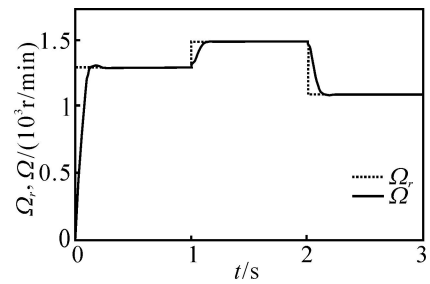
(c)  $q$ 轴磁链变化对转速的影响

图2  $q$ 轴磁链变化对 $d$ 轴磁链及转速的影响

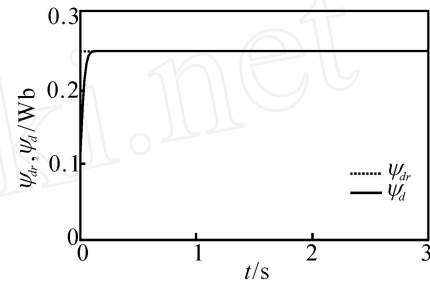
3) 电机在 $t = 0$ 时启动到1300 r/min。当 $t = 1.0$  s时,给定转速信号 $\Omega_r$ 发生变化,从1300 r/min变化到1500 r/min;当 $t = 2.0$  s时,给定转速信号 $\Omega_r$ 从1500 r/min变化到1100 r/min。

图3(a)显示了转速 $\Omega$ 跟踪给定转速 $\Omega_r$ 的情况;图3(b)和图3(c)分别显示了转速 $\Omega$ 变化对 $d$ 轴磁链 $\psi_d$ 和 $q$ 轴磁链 $\psi_q$ 的影响;同时显示了 $d$ 轴磁链 $\psi_d$ 跟踪给定 $d$ 轴磁链 $\psi_{dr}$ 和 $q$ 轴磁链 $\psi_q$ 跟踪给定 $q$ 轴磁链 $\psi_{qr}$ 的情况。

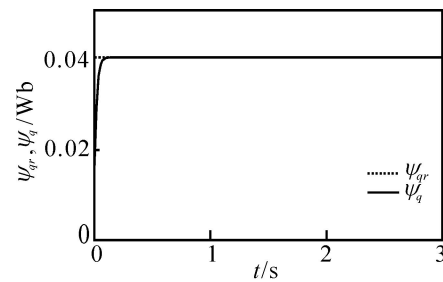
仿真结果表明,当 $d$ 轴磁链发生变化时,对 $q$ 轴磁链和转速几乎没有影响;当 $q$ 轴磁链发生变化时,对 $d$ 轴磁链和转速也几乎没有影响;当转速发生变化时,对 $d$ 轴磁链和 $q$ 轴磁链同样几乎没有影响。适当选取调节器参数,能较好地实现系统输出对给定



(a) 转速变化波形



(b) 转速变化对 $d$ 轴磁链的影响



(c) 转速变化对 $q$ 轴磁链的影响

图3 转速变化对 $d$ 轴磁链及 $q$ 轴磁链的影响

输入的跟踪控制。

## 6 结 论

本文根据机电动力学原理,推导出由电压逆变器供电、定子附加励磁绕组的混合励磁同步电机的动态方程,即混合励磁电机系统在与转子同步旋转的 $d-q$ 坐标系中的动态方程。应用非线性几何理论,导出了混合励磁电机系统输入输出解耦控制规律及其存在条件,实现了混合励磁电机系统的输入输出解耦控制。

通过非线性状态反馈解耦控制和非线性坐标变换,将混合励磁电机系统分解为3个线性子系统: $d$ 轴磁链线性子系统、 $q$ 轴磁链线性子系统和转速线性子系统。可使用线性系统的调节器设计理论,分别对3个线性子系统进行输出对给定输入的跟踪控制设计,实现对混合励磁电机系统磁链和转速的高性能控制。仿真结果表明,基于非线性解耦线性化控制设计的混合励磁电机的控制系统,可以达到良好的动态性能。

## 参考文献(References)

- [1] Spooner E, Khatab S A W, Nicolaou N G. Hybrid

- excitation of AC and DC machine [C]. Electrical Machines and Drives: 4th Int Conf. London, 1989: 48-52.
- [2] Naoe Nobuyuki, Fukami Tadashi. Trial production of a hybrid excitation type synchronous machine[C]. Electric Machines and Drives Int Conf. Cambridge, 2001: 545-547.
- [3] Aydin M, Huang S R, Lipo T A. A new axial flux surface mounted permanent magnet machine capable of field control [C]. IEEE IAS Annual Meeting. Pittsburgh, 2002: 1250-1257.
- [4] Amara Y, Oujehani K, Hoang E, et al. Flux weakening of hybrid synchronous machines[C]. Electric Machines and Drives Int Conf. Cambridge, 2001:367-373.
- [5] Hori H, Ashikaga T. Current controller for hybrid excitation type permanent magnet motor [P]. Japan Patent: 8242600, 1996.
- [6] Zhao C H, Yan Y G. A review of development of hybrid excitation synchronous machine [C]. IEEE ISIE. Dubrovnik, 2005: 857-862.
- [7] 徐衍亮,唐任远.混合励磁同步电机的结构、原理及参数计算[J].微特电机, 2000,28(1): 16-18.  
(Xu Y L, Tang R Y. A kind of structure, principle and parameter calculation for hybrid excitation synchronous machine [J]. Small and Special Electrical Machines, 2000, 28(1): 16-18.)
- [8] 杨儒珊.混合磁路电机系统的结构性质分析[D].上海:上海大学,2005.  
(Yang R S. Analysis of structure of hybrid excitation permanent magnet synchronous machine system [D]. Shanghai: Shanghai University, 2005.)
- [9] 谢七月,康惠骏.混合磁路电动机的非线性解耦控制[J].上海大学学报,2006,12(2): 158-161.  
(Xie Q Y, Kang H J. Nonlinear decoupling control of hybrid excitation permanent magnet synchronous motor [J]. J of Shanghai University, 2006, 12(2): 158-161.)
- [10] 康惠骏,谢七月,杨儒珊.混合励磁电动机的可逆性[C].2006中国控制与决策学术年会论文集.天津,2006: 1313-1316.  
(Kang H J, Xie Q Y, Yang R S. Invertibility of hybrid excitation synchronous machine [C]. CDC '2006. Tianjin, 2006: 1313-1316.)
- [11] Isidori A. Nonlinear control systems [M]. 2nd ed. Birlin: Springer-Verlag, 1989.
- [12] 康惠骏.异步电动机非线性系统分析与控制[D].上海:上海大学,1996.  
(Kang H J. Analysis and control for nonlinear systems of induction motors [D]. Shanghai: Shanghai University, 1996.)

## (上接第486页)

- [45] Leung M F, Santos J R, Haimes Y Y. Risk modeling, assessment and management of lahar flow threat [J]. Risk Analysis, 2003, 23(6): 1323-1335.
- [46] Yacov Y Haimes, Kaplan S, Lambert J H. Risk filtering, ranking and management framework using hierarchical holographic modeling [J]. Risk Analysis, 2002, 22(2): 381-395.
- [47] Raz T, Michael E. Use and benefits of tools for project risk management [J]. Int J of Project Management, 2001, 19(1): 9-17.
- [48] 张珞玲,李师贤.软件项目风险管理方法比较和研究[J].计算机工程,2003,29(3): 91-94.  
(Zhang L L, Li S X. Comparison and research on models of software project risk management [J]. Computer Engineering, 2003, 29(3): 91-94.)
- [49] 张李义.信息系统开发的动态风险模糊估测方法[J].系统工程理论与实践,2001,21(10): 88-92.  
(Zhang L Y. Approach to dynamic risk estimation for information system development [J]. System Engineering Theory and Practice, 2001, 21(10): 88-92.)
- [50] 鞠彦兵,冯允成,姚李刚.基于证据理论的软件开发风险评估方法[J].系统工程理论方法应用,2003,12(3): 218-223.  
(Ju Y B, Feng Y C, Yao L G. Research on the measure of risk in the course of software development [J]. Systems Engineering — Theory Methodology Applications, 2003, 12(3): 218-223.)
- [51] 潘陈勇.基于生命周期的软件开发动态风险管理[D].杭州:浙江大学,2002.  
(Pan C Y. Dynamic risk management based on the software development life cycle [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2002.)
- [52] 方德英.IT项目风险管理理论与方法研究[D].天津:天津大学,2003.  
(Fang D Y. The study on theories and methods of IT project risk management [D]. Tianjin: Tianjin University, 2003.)
- [53] 焦鹏.软件项目风险评估方法的研究[D].北京:北京工业大学,2003.  
(Jiao P. The study on software project risk assessment [D]. Beijing: Beijing University of Technology, 2003.)