

文章编号: 1001-0920(2012)08-1256-05

基于左逆系统的无轴承异步电机无速度传感器运行

孙晓东^{a,b}, 朱焜秋^b, 杨泽斌^b

(江苏大学 a. 汽车工程研究院, b. 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 为了解决无轴承异步电机运行控制中转速检测的问题, 实现对其高性能控制, 提出了一种基于左逆系统的无速度传感器控制方法. 建立了转速与转矩绕组定子电流的子系统, 并证明了该子系统是左可逆的, 将左逆系统与该系统串联, 便可实现对转速的观测. 应用该方法建立了无轴承异步电机无速度传感器的矢量控制系统, 并进行仿真研究. 结果表明, 该方法能在无轴承异步电机全速范围内准确观测出转速, 实现无速度传感器方式的稳定悬浮运行.

关键词: 无轴承异步电机; 左逆系统; 无速度传感器; 矢量控制

中图分类号: TM346

文献标识码: A

Speed-sensorless operation of bearingless induction motor based on left-inverse system

SUN Xiao-dong^{a,b}, ZHU Huang-qiu^b, YANG Ze-bin^b

(a. Automotive Engineering Research Institute, b. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China. Correspondent: SUN Xiao-dong, Email: xdsun@ujs.edu.cn)

Abstract: In order to solve the inspection problem of rotor speed and achieve the high performance control of the bearingless induction motor, a speed-sensorless control scheme based on left-inverse system is proposed. The subsystem consisting of rotor speed and stator currents of the torque winding is set up, and the left-invertibility of the subsystem is proved. Combining the left-inverse system with the subsystem, the rotor speed is observed effectively. Afterwards, the speed-sensorless vector control system of the bearingless induction motor is set up and the simulation study is carried out. Simulation results show that the rotor speed of bearingless induction motor can be precisely estimated in a full speed operation region and the stable speed-sensorless suspension operation can be achieved by using the proposed method.

Key words: bearingless induction motor; left-inverse system; speed-sensorless; vector control

1 引言

无轴承电机是在普通电机的定子槽中加入一套悬浮绕组, 利用悬浮绕组产生的磁场来改变气隙中合成磁场的分布, 从而产生径向悬浮力来实现转轴的稳定悬浮. 无轴承电机实现了电机的非接触、无润滑和无机摩擦旋转, 以全新的概念构成了高速、大功率机电能量转换装置^[1-3]. 无轴承电机的种类较多, 有无轴承永磁同步电机、无轴承开关磁阻电机、无轴承异步电机和无轴承同步磁阻电机等^[3]. 在众多无轴承电机中, 无轴承异步电机具有结构简单、坚固可靠、气隙均匀、成本低等优点, 而且齿槽脉动转矩低, 具有宽弱磁范围, 是最具前途的无轴承电机之一.

无轴承异步电机是一个非线性强耦合系统, 为了

达到转矩和径向悬浮力的解耦控制一般采用磁场定向控制. 这种控制方法需检测转子的速度, 获得磁场定向所需磁通的精确空间位置, 实现转矩和径向悬浮力之间的解耦控制, 确保转子的稳定悬浮运行^[4]. 传统的电机转速测量装置多采用光电码盘等机械式的速度传感器, 增加了控制系统成本, 存在安装与维护上的困难, 并使系统易受干扰, 降低了系统可靠性, 不适用于恶劣环境; 而且当无轴承异步电机运行在高速、超高速状态时, 普通速度传感器已不能满足系统性能要求, 转速信息的获得限制了无轴承异步电机的高速化发展. 因此, 无速度传感器技术成为解决这一问题的有效手段. 研究无轴承异步电机的无传感器运行已成为无轴承异步电机技术进一步发展的需要, 但

收稿日期: 2010-12-23; 修回日期: 2011-06-14.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61104016); 江苏省研究生科研创新计划基金项目(CX10B_270Z); 江苏高校优势学科建设工程项目(苏政办发[2011]6号); 江苏省高校自然科学研究面上项目(11KJB510002).

作者简介: 孙晓东(1981—), 男, 讲师, 博士, 从事无轴承电机、非线性智能控制的研究; 朱焜秋(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 从事无轴承电机、磁轴承支承高速电机传动系统等研究.

目前对于无轴承异步电机无速度传感器运行方面的研究还较少见到相关报道。

在交流传动系统中, 无速度传感器控制是指利用电机绕组中容易测量的非转速信息, 配合适当的算法以获得转速信息, 实现无机械速度传感器的高性能控制。目前对于普通异步电机, 已有较多文献提出了速度辨识方法: 直接估算法、卡尔曼滤波法^[5]、高频注入法^[6]、模型参考自适应法(MARS)等。直接估算法受噪声干扰和电机参数误差影响很大; 卡尔曼滤波法运用最小方差最优预测估计法削弱随机干扰和测量噪声, 方法简单, 可实现性强, 适合实时控制系统的迭代运算, 但是没有严格的稳定性理论作为支持, 迄今为止较少有文献对其在系统中的稳定性作出理论分析, 多靠经验、实验来确定; 高频谐波信号注入法估计速度, 可提高其低速性能, 但受电机负载影响较大; 基于电压电流的MARS方法因存在纯积分环节, 辨识准确性差, 且受定子电阻影响, 低速时不稳定^[7]; 基于反电势的MARS方法可解决纯积分问题, 但速度过零点时辨识误差大^[8]; 基于瞬时无功模型的MARS方法不受定子电阻影响, 但速度给定为负阶跃时转速不稳定^[8]。

按照功能或目的的不同, 逆系统可分为右逆系统和左逆系统。目前已将右逆系统应用在无轴承异步电机解耦控制上, 成功实现了无轴承异步电机的电磁转矩和径向悬浮力以及径向悬浮力之间的动态解耦^[9]。左逆系统主要用于难以直接测量的状态量的观测上, 为间接测量技术开拓了领域。本文利用左逆系统方法理论, 尝试建立无轴承异步电机转速的左逆模型, 实现了对转子速度的有效观测。在此基础上建立了无轴承异步电机无速度传感器的矢量控制系统, 并在Matlab/Simulink下进行了仿真研究, 验证了本文所提出方法的可行性和正确性。

2 左逆系统方法简介

右逆系统和左逆系统分别对应系统的右可逆性和左可逆性。与系统的能控性和能观性在线性系统理论中所起的作用一样, 非线性系统的右可逆性与左可逆性这两个概念是非线性控制理论中的基本概念^[10]。非线性系统的左可逆性定义如下:

定义1 给定系统 $\Sigma: \mathbf{u} \rightarrow \mathbf{y}$, 若存在相应系统 $\Pi: \mathbf{v} \rightarrow \mathbf{w}$, 在系统 Π 初值满足系统 Σ 的初值条件下, 当 $\mathbf{v}(t) = \mathbf{y}(t)$ 时有等式 $\mathbf{w}(t) = \mathbf{u}(t)$ 成立, 则称系统 Π 为系统 Σ 的左逆系统, 系统 Σ 为左可逆的。

由定义1可以看出, 系统的左可逆性(又称为函数可观性)是指系统在某一初始状态下对于任意给定的两个不同的输入必然产生两个不同的输出, 即原系

统的输入总可以通过其左逆系统的输出得到恢复。由此可见, 左逆系统的一个重要功能是可以复现(或测量)原系统的输入变量。基于左逆系统的测量原理可简述如下: 将原系统的输出 \mathbf{y} (及其适当阶的导数) 作为左逆系统输入, 由此得到的左逆系统的输出正是原系统的输入 \mathbf{u} 。左逆系统如图1所示, 由图1可见, 左可逆性研究的是通过左逆系统对原系统输入进行观测的问题。因此, 可以将左逆系统理论用于解决一般非线性系统的不直接可测变量的测量问题。

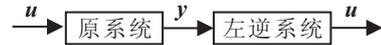


图1 左逆系统示意图

3 基于左逆系统方法的转速观测

无轴承异步电机本质上是一台异步电机, 对于采用电压控制PWM逆变器供电的电机系统, 若忽略逆变器的非线性及其时滞, 不考虑电机的磁饱和及铁损, 则在转矩绕组转子磁链定向的旋转 $d-q$ 坐标系下的模型为^[11-12]

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_{s1d} &= \frac{L_{m1}}{\sigma L_{s1} L_{r1} T_r} \Psi_{r1d} - \frac{R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2}{\sigma L_{s1} L_{r1}^2} i_{s1d} + \\
 &\quad \omega_1 i_{s1q} + \frac{u_{s1d}}{\sigma L_{s1}}, \\
 \dot{i}_{s1q} &= -\frac{L_{m1}}{\sigma L_{s1} L_{r1}} \omega_r \Psi_{r1d} - \frac{R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2}{\sigma L_{s1} L_{r1}^2} i_{s1q} - \\
 &\quad \omega_1 i_{s1d} + \frac{u_{s1q}}{\sigma L_{s1}}, \\
 \dot{\Psi}_{r1d} &= -\frac{1}{T_r} \Psi_{r1d} + \frac{L_m}{T_r} i_{s1d}, \\
 \dot{\omega}_r &= \frac{p_1^2 L_{m1}}{J L_{r1}} \Psi_{r1d} i_{s1q} - \frac{p_1}{J} T_L.
 \end{aligned} \quad (1)$$

其中: L_{m1} , L_{r1} , L_{s1} , R_{r1} , R_{s1} , p_1 分别为转矩绕组的互感、转子和定子自感、转子和定子电阻、极对数; Ψ_{r1d} , Ψ_{r1q} , i_{s1d} , i_{s1q} , u_{s1d} , u_{s1q} 分别为转矩绕组的 d 轴和 q 轴转子磁链, d 轴和 q 轴定子电流, d 轴和 q 轴定子电压; J , ω_1 , ω_r 分别为转动惯量、同步旋转角速度、转子角速度; $T_r = L_{r1}/R_{r1}$; $\sigma = 1 - L_{m1}^2/(L_{s1} L_{r1})$ 。

选取状态变量为

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [i_{s1d} \ i_{s1q} \ \Psi_{r1d} \ \omega_r]^T,$$

控制变量为

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T = [u_{s1d} \ u_{s1q}]^T,$$

系统输出为

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2]^T = [x_3 \ x_4]^T = [\Psi_{r1d} \ \omega_r]^T.$$

其中: 状态变量 x_1 , x_2 可以直接测量; 状态变量 x_4 为被测量即要观测的量。为了观测转速 x_4 , 假设式(1)所示的电机中存在这样一个子系统: 其输入是转速 x_4 , 输出是可测变量 x_1 和 x_2 , 则当子系统左可逆条件成立时, 将左逆系统与该系统串联即可得到恒等的复合系统, 这样左逆系统的输出能够完全复制该子系统

的输入。

依据上述子系统模型的构造方法,选取式(1)的前2个方程式作为子系统的数学模型,即

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \frac{L_{m1}}{\sigma L_{s1} L_{r1} T_r} x_3 - \frac{R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2}{\sigma L_{s1} L_{r1}^2} x_1 + \\ &\quad \omega_1 x_2 + \frac{u_1}{\sigma L_{s1}}, \\ \dot{x}_2 &= -\frac{L_{m1}}{\sigma L_{s1} L_{r1}} x_3 x_4 - \frac{R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2}{\sigma L_{s1} L_{r1}^2} x_2 - \\ &\quad \omega_1 x_1 + \frac{u_2}{\sigma L_{s1}}.\end{aligned}\quad (2)$$

选取可测的状态量 x_1, x_2 及其导数进行左逆观测器的构造,并判断其左可逆性,证明如下:由式(2)可知,对 x_1, x_2 求一次导数时已经显含输出 x_3, x_4 , 构成 Jacobi 矩阵

$$\begin{aligned}A(\mathbf{x}, \mathbf{u}) &= \\ \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_4} \\ \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_3} & \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_4} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{L_{m1}}{\sigma L_{s1} L_{r1} T_r} & 0 \\ -\frac{L_{m1} x_4}{\sigma L_{s1} L_{r1} T_r} & -\frac{L_{m1} x_3}{\sigma L_{s1} L_{r1} T_r} \end{bmatrix},\end{aligned}\quad (3)$$

则

$$\text{Det}(A(\mathbf{x}, \mathbf{u})) = -\frac{L_{m1}^2}{\sigma^2 L_{s1}^2 L_{r1}^2 T_r} x_3.\quad (4)$$

由式(4)可知,当 $x_3 \neq 0$ 时, $\text{Det}(A(\mathbf{x}, \mathbf{u})) \neq 0$, $A(\mathbf{x}, \mathbf{u})$ 非奇异,即 $\text{rank}[A(\mathbf{x}, \mathbf{u})] = 2$ 等于系统的输出维数,系统具有向量相对阶 $\alpha = (2, 2)$, 则由反函数存在定理可知,式(2)所示的子系统为左可逆的,且左逆可表示为

$$\begin{aligned}x_4 &= \\ &(-\sigma L_{s1} L_{r1}^2 \omega_1 x_1 - \sigma L_{s1} L_{r1}^2 \dot{x}_2 - \\ &(R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2) x_2 + L_{r1}^2 u_2) / (\sigma L_{s1} L_{r1}^2 T_r \dot{x}_1 + \\ &T_r (R_{s1} L_{r1}^2 + R_{r1} L_{m1}^2) x_1 - \\ &\sigma L_{s1} L_{r1}^2 T_r \omega_1 x_2 - L_{r1}^2 T_r u_1).\end{aligned}\quad (5)$$

根据式(5)可构造出左逆转速观测器,它实际上由微分器和一个非线性函数(式(5))构成,如图2所示,图2虚线框内为左逆转速观测器。左逆转速观测器以两相电压、两相电流以及电机同步旋转角速度为输入量,在其内部对两相电流进行微分,计算出电机转速 ω_r 。实际应用中,由于微分运算容易受到电流检测的干扰,可以对采样电流进行数字滤波处理,同时

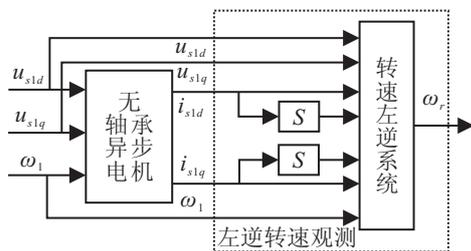


图2 无轴承异步电机左逆转速观测示意图

采用高精度五点数值算法来进行微分运算,通过两者结合来提高左逆转速观测器的精度。

4 无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统设计

无轴承异步电机的径向悬浮力控制通过对转子径向位移变化量进行检测,再通过位移调节器控制悬浮绕组中电流来实现对径向位移精确控制。 d, q 旋转坐标系下的无轴承异步电机的径向悬浮力为

$$\begin{aligned}F_x &= K(i_{s2d} \Psi_{1d} + i_{s2q} \Psi_{1q}), \\ F_y &= K(i_{s2q} \Psi_{1d} - i_{s2d} \Psi_{1q}).\end{aligned}\quad (6)$$

其中: F_x, F_y 为转子所受径向悬浮力在 d, q 旋转坐标系下的分量值; Ψ_{1d}, Ψ_{1q} 分别为转矩绕组的 d 轴和 q 轴气隙磁链; i_{s2d}, i_{s2q} 分别为悬浮绕组的 d 轴和 q 轴定子电流; L_{m2}, p_2 分别为悬浮绕组的互感、极对数; W_1, W_2 分别为转矩绕组和悬浮绕组每相串联有效匝数; r 为电机定子内径; l 为电机定子铁心长度; μ_0 为真空磁导率; 且有

$$K = K_m + K_l, \quad K_m = \frac{\pi p_1 p_2 L_{m2}}{18 \mu_0 l r W_1 W_2}, \quad K_l = \frac{p_1 W_2}{2r W_1}.$$

无轴承异步电机的电磁转矩和径向悬浮力控制之间关于转矩绕组气隙磁场存在着耦合,因此,实现两者之间的解耦控制是无轴承异步电机稳定悬浮运行的前提,采用矢量控制是实现两者解耦的有效方法之一。相对于转矩绕组转子磁场定向控制而言,转矩绕组气隙磁场定向控制算法复杂,存在固有的失稳转矩限制,而且不能采用通用的变频器供电,实用性有限,因此本文采用转矩绕组转子磁场定向控制。

采用转子磁场定向后, $\Psi_{r1d} = \Psi_{r1}, \Psi_{r1q} = 0$ 。此时可以得到

$$\begin{aligned}i_{s1d} &= \frac{T_r p + 1}{L_{m1}} \Psi_{r1}, \quad i_{s1q} = \frac{T_2 L_{r1}}{p_1 L_{m1} \Psi_{r1}}, \\ \omega_s &= \frac{L_{m1}}{T_{r1} \Psi_{r1}} i_{s1q}, \quad T_e = p_1 \frac{L_{m1}}{L_{r1}} i_{s1q} \Psi_{r1},\end{aligned}\quad (7)$$

其中 ω_s 为转差率。由方程(6)可知,无轴承异步电机的径向悬浮力与转矩绕组气隙磁链有关,因此本文采用转矩绕组转子磁链和定子电流值来辨识径向悬浮力控制所需的转矩绕组的气隙磁链值。利用气隙磁链和转子磁链的关系,由下式辨识出气隙磁链幅值分量:

$$\begin{aligned}\Psi_{1d} &= \frac{L_{m1}}{L_{r1}} (\Psi_{r1d} + L_{r1l} i_{s1d}), \\ \Psi_{1q} &= \frac{L_{m1}}{L_{r1}} L_{r1l} i_{s1q},\end{aligned}\quad (8)$$

其中 L_{r1l} 为转矩绕组的转子漏感。一旦获得气隙磁链值,由式(6)便可以确定给定径向悬浮力时悬浮绕组所需的电流值,即

$$\begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix}.\quad (9)$$

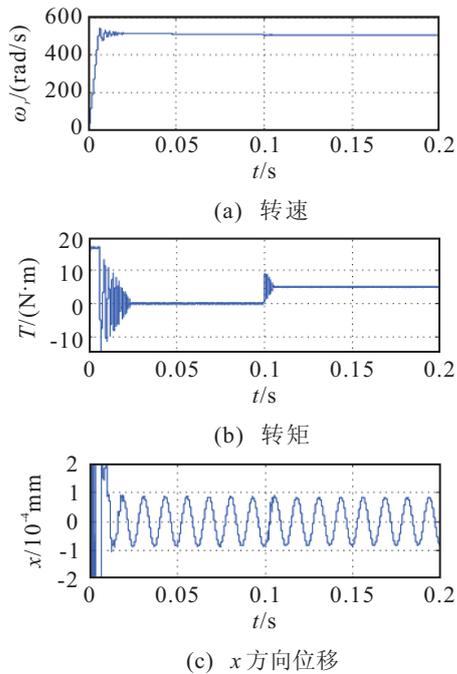


图5 无速度传感器运行时的仿真结果

6 结论

为了解决有机速度传感器在无轴承异步电机中应用的局限性,本文提出了一种基于左逆系统的无轴承异步电机的无速度传感器控制方法.该方法克服了传统有机速度传感器运行方式中存在的一系列缺点,能够在全速范围内有效地观测出转子速度,并且在负载扰动条件下实现无轴承异步电机无速度传感器方式的稳定悬浮运行.仿真结果表明,采用此方法能够确保无轴承异步电机实现电磁转矩和径向位置之间的解耦控制,保障无轴承异步电机在各种运行条件下都具有良好运行性能,为无轴承异步电机无速度传感器的研究提供了一种新思路.

参考文献(References)

- [1] Salazar A O, Chiba A, Fukao T. A Review of developments in bearingless motors[C]. The 7th Int Symposium on Magnetic Bearings. Zurich: International Center for Magnetic Bearings, 2000: 335-340.
- [2] Amrhein W, Silber S, Nenninger K, et al. Developments on bearingless drive technology[C]. The 8th Int Symposium on Magnetic Bearings. Mito: Japan Society of Mechanical Engineers, 2002: 229-234.
- [3] Chiba A, Fukao T, Ichikawa O, et al. Magnetic bearings and bearingless drives[M]. Boston: Elsevier Newnes Press, 2005: 4-15.
- [4] Suzuki T, Chiba A, Rahman A, et al. An air-gap-flux-oriented vector controller for stable operation of bearingless induction motors[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2000, 36(4): 1069-1076.
- [5] Shi K L, Chan T F, Wong Y K, et al. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 124-133.
- [6] Gao Q, Asher G, Sumner M. Sensorless position and speed control of induction motors using high frequency injection and without off-line pre-commissioning[C]. The 31st Annual Conf of IEEE Industrial Electronics Society. Raleigh: Institute of Electrical and Electronics Engineers Computer Society, 2005: 1371-1376.
- [7] Schauder C. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1992, 28(5): 1054-1061.
- [8] Peng F Z, Fukao T. Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1994, 30(5): 1234-1240.
- [9] Zhu H Q, Zhou Y, Liu X X, et al. Decoupling control of 5 degrees of freedom bearingless induction motors using α th order inverse system method[J]. Acta Automatica Sinica, 2007, 33(3): 273-278.
- [10] 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991: 20-26.
(Li C W, Feng Y K. Inverse system method for multivariable nonlinear control method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1991: 20-26.)
- [11] Kwan C M, Lewis F L. Robust backstepping control of induction motors using neural networks[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 2000, 11(5): 1178-1187.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 204-205.
(Chen B S. Electric drive automatic control system[M]. Beijing: China Machine Press, 2006: 204-205.)