

基于改进型 MRAS 无轴承异步电机矢量控制系统转速辨识研究^{*}

孙宇新, 唐敬伟, 施 凯, 朱焜秋
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 以改进电压模型转子磁链为基础, 构建了无轴承异步电机转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统。MATLAB/Simulink 仿真结果表明: 与传统方法相比, 所提出的改进电压模型转子磁链提高了转子磁链的观测精度; 同时, 基于无轴承异步电机转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统, 在空载调速和加载情况下, 辨识转速和实测转速具有很好的一致性, 电机能够稳定悬浮运行, 充分验证了所提方案的有效性。

关键词: 无轴承异步电机; 改进电压模型; 模型参考自适应; 转子磁链定向; 无速度传感器

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)03-0051-08

Research on Speed Identification of Vector Control System of Bearingless Induction Motor Based on Improved MRAS^{*}

SUN Yuxin, TANG Jingwei, SHI kai, ZHU Huangqiu

(College of Electrical Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: Based on the improved voltage model rotor flux, a speed sensorless vector control of bearingless induction motor was constructed based on rotor-flux orientation. MATLAB/Simulink simulation results show that the improved voltage model rotor flux proposed improves the observation accuracy of the rotor flux. At the same time, based on the speed sensorless vector control of bearingless induction motor oriented by rotor-flux, the identified speed and the measured speed has a good consistency under the condition of no-load speed regulation and load, and the motor can be stable suspension operation, that verifies the effectiveness of the proposed scheme.

Key words: bearingless induction motor; improved model; model reference adaptive system (MRAS); rotor flux oriented; speed sensorless

0 引 言

无轴承异步电机利用两套不同极对数绕组磁场的相互作用来改变异步电机气隙合成磁场的对称分布, 进而在转子上产生可控径向力, 实现转子的稳定悬浮和旋转^[1-2]。同时, 实现了电机的非接触、无润滑和无机械摩擦旋转, 具有结构更紧凑、功率密度更高等优点, 使电机同时实现高速和大功率成为可能, 是特种传动应用领域最具有发

展潜力的方案之一^[1-3]。

自无轴承异步电机被提出以后, 专家学者对其进行了大量研究。电机多采用光电码盘等机械式的速度传感器来测量转速, 会存在安装、维护和系统可靠性等问题。此外, 传统机械式传感器不能满足无轴承异步电机在高速和超高速时的性能要求, 转速信息的获取限制了无轴承异步电机的实用化发展。因此, 研究无轴承异步电机的无速

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51675244); 江苏省重点研发计划项目(BE2016150); 江苏高校优势学科建设工程项目

作者简介: 孙宇新(1968—), 女, 博士, 教授, 研究方向为无轴承异步电机本体设计及控制研究。

唐敬伟(1990—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无轴承异步电机控制。

朱焜秋(1964—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为无轴承电机结构及控制、磁悬浮轴承支承高速电机传动系统、新能源及电力电子应用技术、电机及运动控制。

度传感器的运行控制具有重要的现实意义^[2]。文献[4]提出一种高频注入法,通过在转矩绕组注入脉动高平电压信号,实现转速自检测,可提高低速性能,但对软硬件检测精度要求高,实用性不强。文献[5]提出一种低频注入法,通过注入低频信号,实现转速自检测,同样可提高低速性能,但也对软硬件检测精度要求高,实用性不强。文献[6]提出一种卡尔曼滤波法,运用最小方差最优估计法削弱噪声干扰,但计算量大,计算时间长并且少有文献对其稳定性作出分析。文献[7]提出一种模型参考自适应(Model Reference Adaptive System, MRAS)法,通过有相同物理意义的参考模型和可调模型之间的输出误差实现转速辨识,是一种方法简单、计算量小、实时性和稳定性好的转速辨识方法,但转矩绕组转子磁链电压模型中存在纯积分环节,会影响转速辨识精度。

针对 MRAS 转速辨识方法中存在的缺陷,本文提出一种改进的电压模型转子磁链辨识方法,并以改进的电压模型转子磁链为基础,构建了无轴承异步电机转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统。最后, MATLAB/Simulink 仿真结果验证了本文所提转速辨识方法的有效性。

1 基于 MRAS 无轴承异步电机转速辨识原理

1.1 MRAS 原理

MRAS 是一种方法简单、稳定性和实用性很强的参数辨识方法^[8]。其主要原理是建立两个具有相同物理意义的模型,将含有待辨识参数的模型作为可调模型,将不含待辨识参数的模型作为参考模型。当参考模型和可调模型之间的输出误差信息送入自适应机构,通过合适的自适应率不断对可调模型进行参数更新,以达到可调模型输出趋近于参考模型输出的目的。

1.2 基于 MRAS 无轴承异步电机转速辨识

由文献[7]可知,以转矩绕组定子电压和定子电流为输入信号时,由无轴承异步电机的数学模型可以得到电压法和电流法两组转矩绕组转子磁链方程。

电压模型转子磁链:

$$\begin{cases} \psi_{1\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (U_{1s\alpha} - R_{ls} i_{1s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{1s\alpha} \right] \\ \psi_{1\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (U_{1s\beta} - R_{ls} i_{1s\beta}) dt - \sigma L_s i_{1s\beta} \right] \end{cases} \quad (1)$$

电流模型转子磁链:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{1\alpha} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{1s\alpha} - \omega_r T_r \hat{\psi}_{1\beta}) \\ \hat{\psi}_{1\beta} = \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{1s\beta} + \omega_r T_r \hat{\psi}_{1\alpha}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$ ——漏磁系数;

$U_{1s\alpha}$ 、 $U_{1s\beta}$ 、 $i_{1s\alpha}$ 、 $i_{1s\beta}$ ——转矩绕组定子电压和定子电流 α 、 β 轴分量瞬时值;

$\psi_{1\alpha}$ 、 $\psi_{1\beta}$ ——电压模型转子磁链 α 、 β 轴分量瞬时值;

$\hat{\psi}_{1\alpha}$ 、 $\hat{\psi}_{1\beta}$ ——电流模型转子磁链 α 、 β 轴分量瞬时值;

L_r 、 L_s ——转子自感和转矩绕组自感;

L_m ——转矩绕组与转子之间互感;

p ——微分算子;

ω_r ——转子机械角速度;

R_{ls} 、 R_{lr} ——转矩绕组定子电阻和转子电阻;

$T_r = L_r/R_{lr}$ ——转子时间常数。

由式(1)和式(2)可知,表示转矩绕组转子磁链的电压法方程不含转速 ω_r ,表示转矩绕组转子磁链的电流法方程含转速 ω_r ,则基于 MRAS 原理,可以对无轴承异步电机转速进行辨识。此时以不含转速信息的电压法方程为参考模型,以含有待辨识转速的电流法方程为可调模型,则无轴承异步电机转子速度的自适应辨识律为

$$\omega_r = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) (\hat{\psi}_{1\alpha} \psi_{1\beta} - \hat{\psi}_{1\beta} \psi_{1\alpha}) \quad (3)$$

式中: K_p 、 K_i ——PI 调节器的参数。

2 改进电压模型转子磁链

2.1 改进定子磁链观测

由式(1)~式(3)可对转子磁链进行观测并对转速进行辨识。但是,由式(1)可知,转矩绕组转子磁链电压模型含有纯积分环节,而其积分初值和累计误差会影响磁链观测精度,进而影响转速的辨识精度。为了消除纯积分环节影响,必须对电压模型进行改进。

二阶广义积分器(SOGI)在电网中有着非常广泛的应用^[9-10]。SOGI 结构图如图 1 所示。

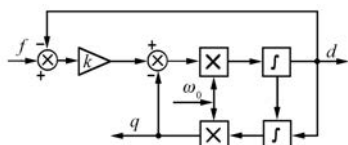


图 1 SOGI 结构图

由图 1 可知相应的闭环传递函数为

$$\begin{cases} D(s) = \frac{d(s)}{f(s)} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \\ Q(s) = \frac{q(s)}{f(s)} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \end{cases} \quad (4)$$

由文献[11-13]可知, SOGI 构造环节具有以下特点:

- (1) 输出信号 d 与输入信号 f 同相位;
- (2) 输出信号 q 为 d 的正交值, 其相位滞后输入信号 f 90° ;

- (3) ω_0 为输入信号的频率;

- (4) 闭环系统中增益系数 $k = 1.414$ 时, SOGI 环节具有较好的动态性能, 并且表现出带通滤波器特性。

根据以上特性, 本文对 SOGI 结构进行改进, 得到改进的二阶广义积分器 (ISOGI)。并采用输出反馈方法实现定子磁链观测, 实现形式如下:

$$\begin{cases} \psi(s) = \frac{1}{s} U'_s(s) \\ U'_s(s) = \frac{\omega_0}{s} \{ k [U_s(s) - U'_s(s)] - \omega_0 \psi(s) \} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\psi(s)$ —— 定子磁链;

$U_s(s)$ 、 $U'_s(s)$ —— 定子反电势和定子反电势估计值;

ω_0 —— 转子角频率。

ISOGI 结构图如图 2 所示。

由图 2 可得到 ISOGI 的传递函数:

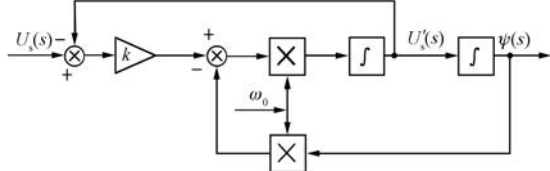


图 2 ISOGI 结构图

$$G(s) = \frac{k\omega_0}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (6)$$

则其频特性和相频特性如下:

$$\begin{cases} |G| = \frac{k\omega_0}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (k\omega\omega_0)^2}} \\ \angle G = \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{k\omega\omega_0}\right) - \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (7)$$

当 k 分别取 8、1.414 和 0.5 时, ISOGI 的伯德图如图 3 所示。

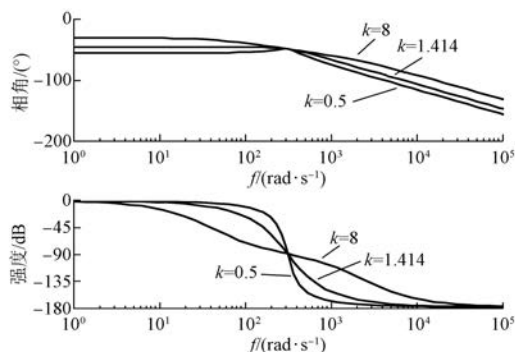


图 3 ISOGI 的伯德图

由式(7)以及图 3 可知, 当增益系数 k 取不同值, 且系统趋于稳态时, $\omega_0 = \omega$, $|G| = 1/\omega_0$, 相角关系 $\angle G = -\pi/2$, 输出信号比输入信号滞后 90° 。因此, ISOGI 可以实现积分器的功能, 可以对定子磁链进行观测。

2.2 SOGI-FLL 转子角频率辨识

由图 3 和式(6)可知, ISOGI 环节的性能不仅与增益系数 k 有关, 也与转子角频率 ω_0 有关。当 $k = 1.414$ 时, ISOGI 环节具有良好的动态特性。为了准确获取无轴承异步电机转子角频率, 使用二阶广义锁频环 (SOGI-FLL) 进行转子角频率估算。

SOGI-FLL 电路结构如图 4 所示。

图 4 中 SOGI 环节中估计误差 ε_v 和正交输出 qv' 的乘积作为 FLL 模块的输入。

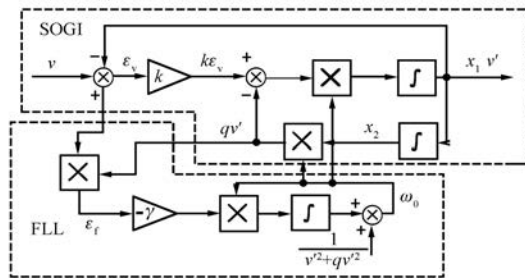


图 4 SOGI-FLL 结构图

(1) 当输入的正弦信号 v 的频率小于 FLL 输出频率时, qv' 与 ε_v 同相位, 且 $\varepsilon_f > 0$ 。

(2) 当正弦信号 v 的频率大于 FLL 输出频率时, qv' 与 ε_v 相位相反, $\varepsilon_f < 0$ 。

(3) 当输入的正弦信号 v 的频率等于 FLL 输出频率时, $\varepsilon_f = 0$ 。

FLL 环节中含有负增益的积分控制器 $-\gamma$ 根据 ε_f 的变化逐步调整输出频率 ω_0 , 最终 $\omega_0 = \omega$, 实现频率自适应功能, 准确估算出转子角频率。

设 x 和 y 分别为状态变量和输出变量, 则图 4 中 SOGI-FLL 的状态方程可以描述为

$$\dot{x} = Ax + Bv =$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k\omega_0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega_0 \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (8)$$

$$\dot{y} = Cx = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: v ——SOGI 环节输入量;

v' ——输出量;

qv' —— v' 的正交输出。

FLL 的状态方程可以描述为

$$\dot{\omega}_0 = \frac{-\gamma x_2 \omega_0^2 (v - x_1)}{x_1^2 + (\omega_0 x_2)^2} \quad (10)$$

在稳定运行情况下, 即 $\dot{\omega}_0 = 0$ 和 $\omega_0 = \omega$ 时

$$\dot{\omega}_0|_{\omega_0=\omega} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_0^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

由式 (11) 可知, 特征值实数部分为 0, 则在稳态时, 对给定输入的正弦信号 v , 输出变量为

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \\ v = V \sin(\omega t + \phi) \quad (12)$$

当 $\omega_0 \neq \omega$, $\gamma = 0$ 时, 输出量可表示为

$$\bar{\hat{y}} = V |D(j\omega)| \left\{ \begin{array}{l} \sin[\omega t + \phi + \angle D(j\omega)] \\ -\frac{\omega'}{\omega} \cos[\omega t + \phi + \angle D(j\omega)] \end{array} \right\} \quad (13)$$

其中,

$$\left\{ \begin{array}{l} |D(j\omega)| = \frac{k\omega_0}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2) + (k\omega\omega_0)^2}} \\ \angle D(j\omega) = \arctan\left(\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{k\omega\omega_0}\right) \end{array} \right. \quad (14)$$

同时, 由式 (8) 可得到估计误差 ε_v 的表达式:

$$\bar{\varepsilon}_v = (v - \bar{x}_1) = \frac{1}{k\omega_0} (\dot{\bar{x}}_1 + \omega_0^2 \bar{x}_2) \\ \dot{\bar{x}}_1 = -\omega^2 \bar{x}_2 \quad (15)$$

由式 (15) 可得稳态频率误差 ε_f 的表达式:

$$\bar{\varepsilon}_f = \omega_0 \bar{x}_2 \bar{\varepsilon}_v = \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega_0^2 - \omega^2) \quad (16)$$

把输入频率 ω 看做常数, 且当 ω_0 为正数时, 总有:

$$\sigma \dot{\sigma} = -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 \sigma^2 \omega_0 \leq 0, \quad \sigma = \omega_0 - \omega \quad (17)$$

式 (17) 中条件确保了 FLL 的稳定性。

考虑不稳定状态以及 $\omega_0 \neq \omega$, 以正弦信号 v 作为 ISOGI-FLL 的输入信号时, 有:

$$\bar{x}_2^2 = \frac{V^2}{2\omega^2} |D(j\omega)|^2 \\ \{1 + \cos\{2[\omega t + \phi + \angle D(j\omega)]\}\} \quad (18)$$

式 (18) 中非线性项 $\bar{x}_2^2$ 包含一个直流分量 $V^2/2\omega^2$ 和一个 2 倍频交流信号。

在接近稳态时, $\omega_0 \approx \omega$, 结合式 (12), 有:

$$x_1^2 + (\omega_0 x_2)^2 \approx V^2 \quad (19)$$

以 ε_f 为 FLL 模块的输入控制信号, 在接近稳态时, $\omega_0 \approx \omega$, 则 $\omega_0^2 - \omega^2 \approx 2(\omega_0 - \omega)\omega_0$ 。

将式 (19) 代入式 (9) 中, 可得:

$$\dot{\omega}_0 = -\gamma \frac{\omega_0}{V^2} \bar{\varepsilon}_f \approx -2 \frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega_0 - \omega) \omega_0^2 \quad (20)$$

将式 (20) 代入式 (10) 中并忽略掉 2 倍频交流信号交流分量。稳态时, $\omega_0 \approx \omega$, FLL 平均动态响应特性为

$$\dot{\bar{\omega}}_0 = -\frac{\gamma}{k} (\bar{\omega}_0 - \omega) \quad (21)$$

定义频率检测响应时间常数:

$$\tau = \frac{k}{\gamma} = \frac{1}{\Gamma} \quad (22)$$

式 (21) 描述了 SOGI-FLL 中 FLL 平均动态响应特性, 增益 $\Gamma = \gamma/k$ 为频率检测响应速度, 可知增益 Γ 不与定子反电动势的幅值和频率有关。FLL 模块可简化为一阶线性系统, 如图 5 所示。



图 5 幅值频率自适应 FLL 的简化结构

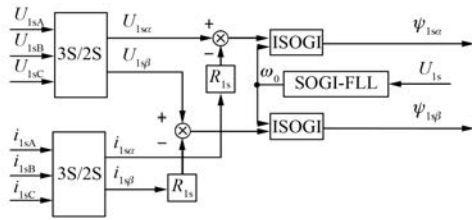


图6 改进的定子磁链观测

则可得到改进后定子磁链观测结构,如图6所示。

2.3 改进转子磁链观测

在实现电压模型转子磁链观测时,其精度不仅仅与定子磁链有关,也与采样电流有关。电压和电流都是通过采样电路测量,采样电路不具备理想情况下的对称性和线性关系,这会使得采样结果有零漂和谐波影响。

为了抑制采样电流的零漂和谐波影响,在电流项引入一个一阶低通滤波器,并对滤波器带来的幅值相位误差进行补偿。

一阶低通滤波器的滞后相位和幅值增益可以表示为

$$\begin{cases} \varphi_L = -\arctan(\omega_e/\omega_{cl}) \\ M_L = 1/\sqrt{\omega_e^2 + \omega_{cl}^2} \end{cases} \quad (23)$$

式中: \$\omega_e\$——同步角频率。

根据式(23)可以得到一阶低通滤波器的补偿公式:

$$y = \frac{1}{s + \omega_{cl}} \frac{\sqrt{\omega_e^2 + \omega_{cl}^2}}{|\omega_e|} \exp\left[-j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_L\right)\right] \quad (24)$$

其中,

$$\exp\left[-j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_L\right)\right] = \sin\varphi_L - j\cos\varphi_L$$

$$\sin\varphi_L = |\omega_e|/\sqrt{\omega_e^2 + \omega_{cl}^2}$$

$$\cos\varphi_L = \omega_{cl}/\sqrt{\omega_e^2 + \omega_{cl}^2} \quad (25)$$

改进后转子磁链电压模型如图7所示。

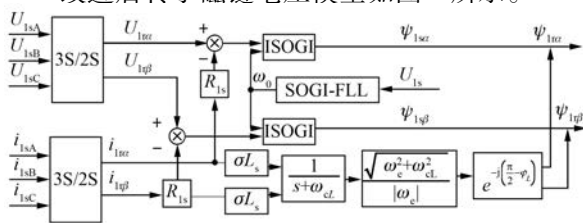


图7 改进的转子磁链电压模型

2.4 基于改进 MRAS 无轴承异步电机转速辨识

以改进后的转矩绕组电压模型转子磁链为参考模型,电流模型转子磁链为可调模型,构建改进 MRAS 转速辨识系统,如图8所示。

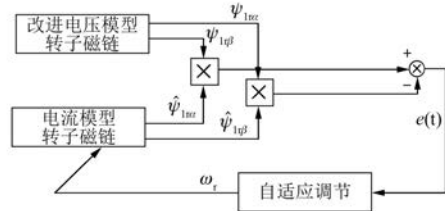


图8 改进的 MRAS 转速估计

3 无轴承异步电机径向悬浮力数学模型

在同步旋转磁场坐标系下用磁链表示悬浮力公式为^[14]

$$\begin{cases} F_x = k_M(i_{2sd}\psi_{1d} + i_{2sq}\psi_{1q}) \\ F_y = k_M(i_{2sq}\psi_{1d} - i_{2sd}\psi_{1q}) \\ k_M = \pi p_1 p_2 L_{2m} / 12 \mu_0 l r N_1 N_2 \end{cases} \quad (26)$$

式中: \$F_x, F_y\$——\$x, y\$ 方向的径向悬浮力;

\$N_1, N_2\$——转矩绕组和悬浮绕组的串联匝数;

\$k_M\$——电机结构常数;

\$\psi_{1d}, \psi_{1q}\$——转矩系统气隙磁链 \$d, q\$ 轴分量瞬时值;

\$i_{2sd}, i_{2sq}\$——悬浮力控制电流 \$d, q\$ 轴分量瞬时值;

\$p_1, p_2\$——转矩绕组和悬浮绕组极对数;

\$L_{2m}\$——悬浮绕组的定转子间互感;

\$l\$——有效铁心长度;

\$r\$——转子外径;

\$\mu_0\$——真空磁导率。

当无轴承异步电机的转子偏离定子轴心时,电机气隙不均匀使得气隙磁场不平衡,产生固有的麦克斯韦力。其表达式为

$$\begin{cases} F_{sx} = k_s x_0 \\ F_{sy} = k_s y_0 \end{cases} \quad (27)$$

式中: \$B_1\$——转矩绕组平均气隙磁密;

\$k\$——衰减因子,一般取为 0.3;

\$\delta_0\$——气隙平均长度;

\$x_0, y_0\$——转子偏移量;

\$k_s\$——径向位移刚度, \$k_s = k \pi l r B_1^2 / \mu_0 \delta_0\$。

无轴承异步电机悬浮子系统可表示如下：

$$\begin{cases} J\dot{\omega}_r = T_e - T_L \\ m\ddot{x} = F_x - F_{zx} - F_{sx} \\ m\ddot{y} = F_y - F_{zy} - F_{sy} - mg \end{cases} \quad (28)$$

无轴承异步电机悬浮子系统运动方程结构如图 9 所示。

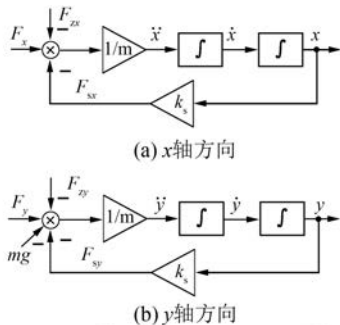


图 9 转子悬浮系统运动方程结构

无轴承异步电机转子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{1rd} = L_{1m}i_{1sd} + (L_{1m} + L_{1rl})i_{1rd} \\ \psi_{1rq} = L_{1m}i_{1sq} + (L_{1m} + L_{1rl})i_{1rq} \end{cases} \quad (29)$$

电压方程为

$$\begin{cases} U_{1rd} = R_{1r}i_{1rd} + p\psi_{1rd} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{1rq} \\ U_{1rq} = R_{1r}i_{1rq} + p\psi_{1rq} + (\omega_s - \omega_r)\psi_{1rd} \end{cases} \quad (30)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = p_1(i_{1sq}\psi_{1d} - i_{1sd}\psi_{1q}) \quad (31)$$

为提高电机转矩线性控制性能,采用基于转矩绕组转子磁链定向控制策略,有：

$$\begin{cases} \psi_{1rd} = \psi_{1r} \\ \psi_{1rq} = 0 \end{cases} \quad (32)$$

结合式 (29) ~ 式 (32), 转子磁链, 转子角频率和电磁转矩可表示为

$$\begin{cases} \psi_{1r} = \frac{pT_r + 1}{L_m}i_{1sd} \\ \omega_s = \frac{L_m}{T_r\psi_{1r}}i_{1sq} \\ T_e = p_1\frac{L_m}{L_r}i_{1sq}\psi_{1r} \end{cases} \quad (33)$$

由式 (26) 可求出悬浮绕组的给定电流：

$$\begin{bmatrix} i_{2sd} \\ i_{2sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{k_M(\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2)} \begin{bmatrix} \psi_{1d} & -\psi_{1q} \\ \psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (34)$$

将转速辨识模型参考自适应系统应用于无轴承异步电机转矩绕组转子磁链定向控制系统中, 构成无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统, 如图 10 所示。

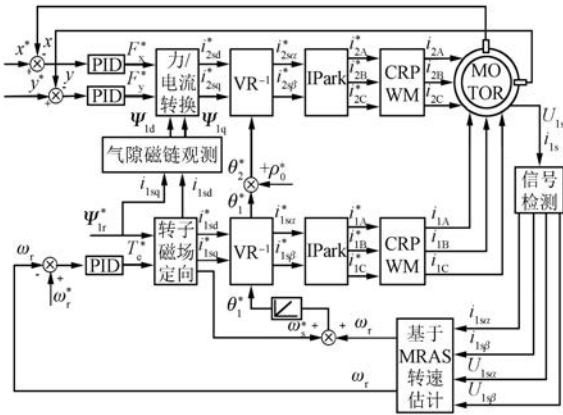


图 10 无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统框图

4 系统仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中, 建立了无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统仿真模型, 如图 10 所示。其中, 无轴承异步电机参数如表 1 所示。

表 1 无轴承异步电机参数

参数名称	参数值
转子电感 L_r/mH	0.071
转矩绕组和转子之间的互感 L_m/H	0.069
转矩绕组自感 L_s/mH	0.071
转子电阻 R_{1r}/Ω	0.816
转子时间常数 T_r/s	0.087
转子质量 m/kg	2.85
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.19
转矩绕组的极对数 p_2	2
悬浮绕组的极对数 p_1	1
定子电阻 R_{s1}/Ω	0.435
漏磁系数 σ	0.056

图 11 给出了电机给定转速 4 200 r/min 空载起动, 在 0.6 s 时, 转速由 4 200 r/min 上升到 7 000 r/min 的仿真结果图。图 11 (a) 和图 11 (b) 为转子在径向位置的偏移曲线, 电机起动后, 转子快速到达中心位置, 电机调速时, 转子径向位移基本不变, 能稳定悬浮, 实现了转速与径向位移之间动态解耦。图 11 (c) 为空载转矩输出特性, 起动

转矩较大,在电机调速时,动态特性优良。图 11(d)为电机实测转速和辨识转速的仿真图,由图可知,辨识转速能很好地跟踪电机实际转速,抖动幅值小。图 11(e)为转速误差曲线,由图可知,辨识转速与电机实际转速在稳态时误差很小,调速

后,辨识转速很快逼近实际转速。图 11(f)为改进前后的采样电流,改进后消除了采样电流里的谐波影响。图 11(g)和图 11(h)分别为改进前和改进后的转子磁链运行轨迹,由图比较可知,改进后转子磁链运行轨迹比改进前更加平稳光滑。

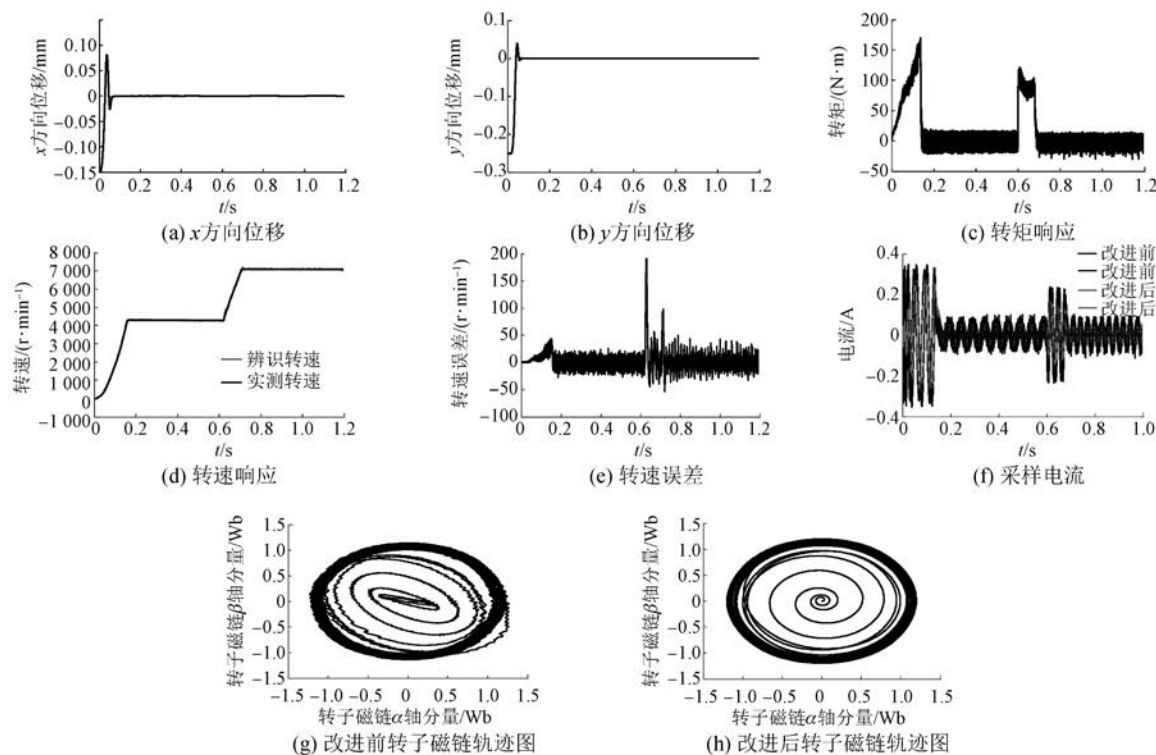


图 11 仿真结果

图 12 给出了电机给定转速 6 000 r/min 空载起动,在 0.6 s 突加 30 N·m 负载时仿真结果图。图 12(a)和图 12(b)为转子径向位移偏移曲线,由图可知,在 0.6 s 突加负载后,转子径向位移基本不变,转子能稳定悬浮,实现了电磁转矩和径向力位置之间动态解耦。图 12(c)为空载起动,0.6 s 突加负载后的转矩输出,由图可知,电机起动转矩较大,响应快,转矩特性优良。图 12(d)为电机辨识转速和实测转速的仿真图,由图可知,在突加负载时,辨识转速能很好地跟踪电机实际转速,动态性能好。图 12(e)为转速误差曲线,辨识转速与电机实际转速稳态误差很小。图 12(f)为改进前后的采样电流波形图,由图可知改进后消除了采样电流里的谐波影响。图 12(g)和图 12(h)分别为改进前和改进后的转子磁链运行轨迹,由图比较可知,改进后转子磁链运行轨迹比改

进前更加平稳光滑,动态性能良好。

5 结 语

本文提出一种改进电压模型转子磁链。以改进电压模型转子磁链为基础,构建了无轴承异步电机转子磁链定向无速度传感器矢量控制系统。仿真结果表明,在空载调速和加载情况下,辨识转速能很好跟踪实际转速,转速误差小,动态性能良好。

【参考文献】

- [1] 孙宇新,杨玉伟.无轴承异步电动机研究发展现状[J].电机与控制应用,2016,43(10): 1-8.
- [2] 杨泽斌,孙晓东,朱焜秋,等.无轴承异步电机关键技术与发展趋势[J].中国机械工程,2013,24(12): 1695-1703.

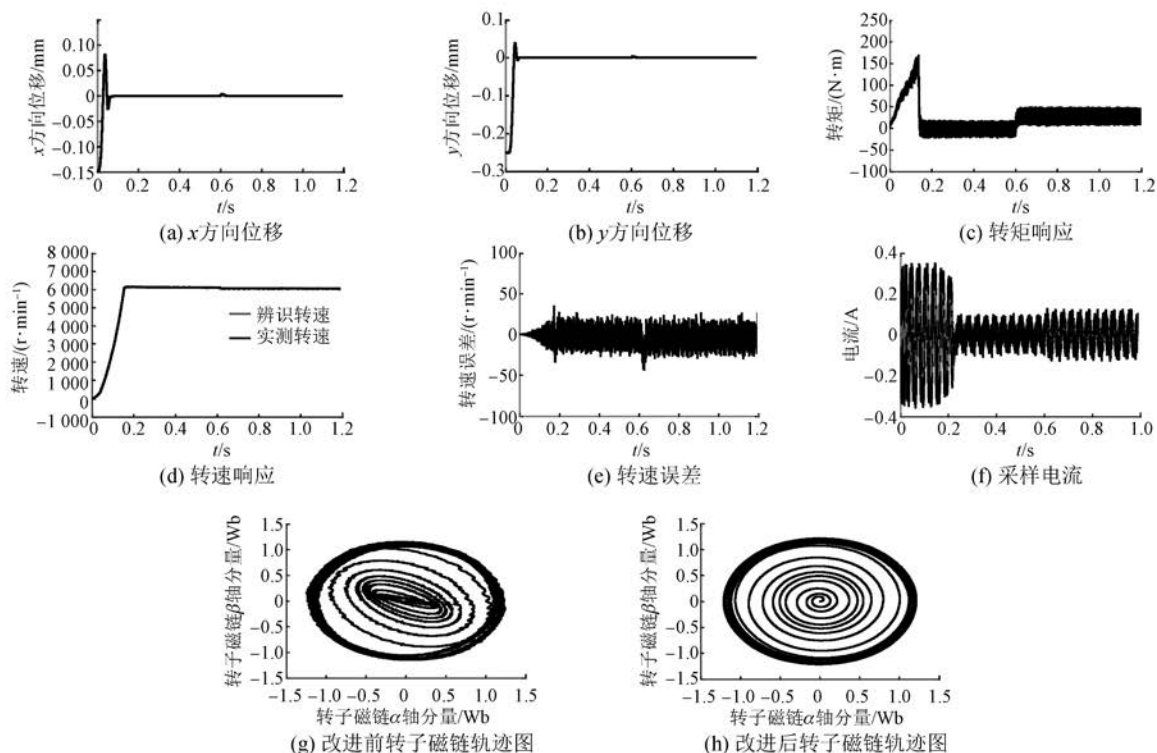


图 12 仿真结果

- [3] 孙宇新, 钱忠波. 数控机床高速无轴承异步电动机悬浮子系统 RBFNN 逆独立解耦控制[J]. 振动与冲击, 2016, 35(21): 196-202.
- [4] 许波, 朱焜秋, 姬伟. 无轴承永磁同步电机转子速度自检测复合方法研究[J]. 中国机械工程, 2013, 24(14): 1927-1932.
- [5] 杨泽斌, 李方利, 陈正, 等. 基于低频信号注入法的无轴承异步电机转速自检测控制[J]. 农业工程学报, 2017, 33(2): 41-47.
- [6] 杨泽斌, 樊荣, 孙晓东, 等. 基于 EKF 的无轴承异步电机无速度传感器控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(5): 1023-1030.
- [7] 高剑, 黄守道, 马晓枫, 等. 基于交互式 MRAS 策略的无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2008, 23(11): 41-46.
- [8] COMANESCU M, XU L. Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction Machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 146-153.
- [9] 闫朝阳, 贺红艳, 李建霞, 等. 电网电压不平衡时基于二阶广义积分器 SOGI 的 2 倍频电网同步锁相方法[J]. 电源学报, 2014, 12(6): 93-100.
- [10] 薛尚青, 蔡金锭. 基于二阶广义积分器的基波正负序分量检测方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(11): 69-73.
- [11] PURANIK V, ARYA S R. SOGI-FLL based adaptive filter for DSTATCOM under variable supply frequency [J]. Journal of the Institution of Engineers, 2016: 1-9.
- [12] PARK J S, NGUYEN T H, LEE D C. Advanced SOGI-FLL scheme based on fuzzy logic for single-phase grid-connected converters[J]. Journal of Power Electronics, 2014, 14(14): 598-607.
- [13] PATIL K R, PATEL H H. Modified dual second-order generalized integrator FLL for frequency estimation under various grid abnormalities [J]. Transactions on Environment and Electrical Engineering, 2016, 1(4): 10-18.
- [14] 李青, 刘贤兴. 基于转子磁场定向的无轴承异步电机逆系统解耦控制[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(2): 8-12.

收稿日期: 2017-08-07