

文章编号:1009-3087(2014)02-0140-07

# 基于转矩绕组无功功率 MRAS 的无轴承异步电机 无速度传感器矢量控制系统

杨泽斌,汪明涛,孙晓东

(江苏大学 电气信息工程学院,江苏 镇江 212013)

**摘要:**针对无轴承异步电机运行中转速辨识问题,提出了一种基于转矩绕组无功功率的模型参考自适应系统(MRAS)的无速度传感器矢量控制方法。该方法将反电动势和定子电流叉乘得到的瞬时无功功率作为可调模型,建立转速与转矩绕组无功功率的关系式,克服了传统 MRAS 方法转速受积分环节以及定子电阻变化的影响,实现对转子转速的在线辨识。理论分析和计算机仿真结果表明,提出的控制方案能在高速、低速、负载扰动等不同工况下准确辨识转子速度,实现无速度传感器方式下无轴承异步电机的稳定悬浮运行,具有令人满意的静动态特性和较强的鲁棒性。

**关键词:**无轴承异步电机;无功功率;模型参考自适应系统;无速度传感器

中图分类号:TM346

文献标志码:A

## Speed-sensorless Vector Control System of Bearingless Induction Motor Based on Reactive Power MRAS of Torque Winding

YANG Zebin, WANG Mingtao, Sun Xiaodong

(School of Electrical and Info. Eng., Jiangsu Univ., Zhenjiang 212013, China)

**Abstract:** Aiming at rotor speed identification of bearingless induction motor, a novel speed-sensorless vector control scheme of bearingless induction motor based on reactive power model reference adaptive system (MRAS) of torque winding was proposed. Using the instantaneous reactive power calculated from back-electromotive force multiplied by the stator current as the adjustable model, and establishing the relationships between the speed and the reactive power of torque windings, the presented method eliminated the integration process and the effect of stator resistance in traditional MRAS method, and then realized the on-line rotor speed identification. Simulation results showed that the rotor speed of bearingless induction motor can be precisely inspected in low and high speed operation with load disturbances and the stable sensorless suspension operation can be achieved with good dynamic and static performance by using the proposed method.

**Key words:** bearingless induction motor; reactive power; MRAS; speed-sensorless

随着现代先进生产过程向高精、高速、高效方向的飞速发展,对高速、超高速电机传动系统的性能要求越来越高,传统电机在高速运行时的机械轴承磨损和来自有害气体、液体的腐蚀改变了系统原有的

性能和精度,造成电机气隙不均匀、绕组发热、温升增加,降低了电机的工作效率,缩短了使用寿命<sup>[1-3]</sup>。无轴承电机根据磁轴承与交流电机定子结构的相似性,在电机定子槽中同时叠绕2套绕组用于电机产生转矩和径向力,通过解耦控制实现对电机转矩和径向力的独立控制<sup>[4-5]</sup>。其中,无轴承异步电机兼具磁轴承和传统异步电机的特点,具有无磨损、无需润滑、机械强度高、气隙均匀、结构简单、齿槽脉动转矩低、弱磁范围宽等优点,适合高速、超高速精密运行。在半导体工业、高速高精数控机床、飞轮储能、高压密封泵、高速离心机等特殊电气驱动/传动领域具有广阔的应用前景。

收稿日期:2013-08-19

基金项目:国家自然科学基金项目(61104016;51305170);中国博士后科学基金资助项目(2012M521012);江苏省自然科学基金项目(BK20130515)

作者简介:杨泽斌(1976—),男,副教授,博士。研究方向:电气装备自动化;磁悬浮传动技术及电机非线性智能控制。E-mail:zyyang@ujs.edu.cn

与普通异步电机相比,无轴承异步电机是一个更为复杂的多变量、强耦合、非线性系统。目前,主要采用基于磁场定向的解耦控制,如文献[6]中提出的气隙磁场定向控制,文献[7]中的定子磁场定向控制和文献[8]中的转子磁场定向控制。然而,这些控制中,对转子速度的检测是必不可少的。转速的采集通常是通过类似光电编码器这一类的机械式速度传感器。然而,传统的机械式速度传感器的安装,不仅增加了系统的固有成本和复杂性,还增大了电机的轴向体积;而且当无轴承异步电机运行在高速、超高速状态下,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 BIM 的低成本、高速化和实用化。因此,研究转速参量的在线辨识策略,将无速度传感器运行理论引入无轴承异步电机调速系统,成为无轴承异步电机走向工程实用化的技术难题。目前,国内外学者在无速度传感器方面做了大量的研究,提出了许多种转速辨识方法,主要有:扩展卡尔曼滤波法、基于物理模型的转速估算法、转子齿谐波法与 MRAS 法等<sup>[9-11]</sup>。由于 MRAS 优秀的鲁棒性能和抗干扰能力,所以该方法具有较好的应用价值。文献[12]提出了基于转子磁链 MRAS 的感应电机无速度传感器矢量控制,使用电机转子磁链的电压和电流模型的并联结构来获取辨识转速,控制效果良好。然而在转子磁链的 MRAS 中,存在纯积分环节,且转子磁链电压模型会随定子电阻在非均温环境下的改变而产生误差,降低了转速的辨识精度。文献[13]提出了基于反电动势的 MRAS 的永磁电机转速估计策略,解决了积分环节的漂移影响,但控制系统依旧受到定子电阻的影响,使电机的辨识转速在温度变化下的误差增大。文献[14]针对普通感应电机,采用了无功功率 MRAS 的方法构造无速度传感器控制系统,获得了较好的控制效果。但以上的无速度传感器研究仅限于定子槽中只有 1 套转矩绕组的普通电机研究领域,而对于定子绕组中嵌入 2 套绕组的无轴承电机,实现其高速、无接触、无摩擦、低成本的无速度传感器运行,是一直让国内外学者困扰的问题。从检索到的参考文献来看,无轴承异步电机的无速度运行控制主要有带滤波环节的 MRAS 法<sup>[15]</sup>和低频注入法等<sup>[16]</sup>,都取得了较好的控制效果,但仍旧无法避免转速辨识中定子电阻的影响,而且没有对高速无轴承异步电机无速度传感器运行给出研究结果。

为了解决高速、超高速无轴承异步电机转速辨识中转矩绕组定子电阻的影响并增加系统的鲁棒

性,提出了基于转矩绕组无功功率 MRAS 的无轴承异步电机无速度传感器矢量控制策略实现转子速度的在线辨识。利用 Matlab/Simulink 对样机进行了仿真实验研究,结果表明,该控制策略能实现电机在高速、低速以及大负载扰动下的稳定悬浮运行,估计转速很好地反映了实际转速,控制系统具有很好自适应性和鲁棒性,控制精度高,验证了所提出控制策略的有效性。

## 1 MRAS 原理

MRAS 的基本结构如图 1 所示。

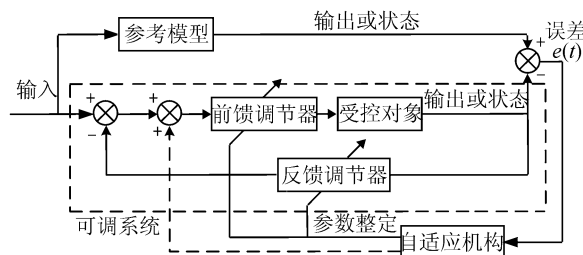


图 1 MRAS 基本结构

Fig.1 Structure of MRAS

如图 1 所示,MRAS 由 2 个环路组成,内环由控制器和受控对象组成,此部分为可调系统。外环由参考模型和自适应机构组成。MRAS 是在常规的反馈控制回路上附加一个参考模型和控制器参数的自动调节回路而形成。在该系统中,参考模型的输出或状态相当于给定一个动态性能指标,目标信号同时加在可调系统与参考模型上,通过比较受控对象和参考模型的输出或状态得到两者之间的误差信息,从而按照一定规律对控制器的参数进行调整,尽可能地让受控对象的输出或状态跟随参考模型的输出或状态。若受控对象因为自身或者外界因素的改变造成系统的固有性能发生改变,将会致使两者之间的输出或状态误差增加。此时,MRAS 中的自适应机构功能将再一次被触发,调整控制器参数,使得受控对象的输出或状态再一次趋近于参考模型的输出或状态<sup>[17]</sup>。在 MRAS 设计中的关键问题是自适应律的选择,主要有 2 种方法:

1) 参数最优化法;

2) 稳定性方法,如基于 Lyapunov 稳定性理论的方法<sup>[18]</sup>和基于 Popov 超稳定理论的方法<sup>[19]</sup>。

MRAS 理论在电机转速辨识中应用,使得辨识精度受电机参数影响减小,并且此策略是在基于稳定设计的基础上提出的转速辨识策略,保证了各个参数估计的渐进性收敛,算法简便,有利于产品的可靠性运行。

## 2 基于转矩绕组无功功率 MRAS 的转速辨识

反电动势 MRAS 是无功功率 MRAS 的基础。根据文献[14],在电机电压方程中,感应电动势等于磁链变化率,因此,作为机械量的转速可以近似认为在一个采样周期内保持恒定,即角速度为恒定值。无轴承异步电机中,转子磁链的电压模型可表示为:

$$\begin{cases} \psi_{1r\alpha} = \frac{L_{1r}}{L_{1m}} \int [u_{1s\alpha} - (R_{1s} + \sigma L_{1s}p)i_{1s\alpha}] dt, \\ \psi_{1r\beta} = \frac{L_{1r}}{L_{1m}} \int [u_{1s\beta} - (R_{1s} + \sigma L_{1s}p)i_{1s\beta}] dt \end{cases} \quad (1)$$

转子磁链的电流模型为:

$$\begin{cases} p\psi_{1r\alpha} = \frac{L_{1m}}{T_r} i_{1s\alpha} - \omega_r \psi_{1r\beta} - \frac{1}{T_r} \psi_{1r\alpha}, \\ p\psi_{1r\beta} = \frac{L_{1m}}{T_r} i_{1s\beta} + \omega_r \psi_{1r\alpha} - \frac{1}{T_r} \psi_{1r\beta} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $L_{1s}$ 、 $L_{1r}$ 、 $R_{1r}$ 、 $R_{1s}$  分别为转矩绕组的定子自感、转子自感、转子电阻和定子电阻, $u_{1s\alpha}$ 、 $u_{1s\beta}$  分别为转矩绕组的定子电压在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量, $i_{1s\alpha}$ 、 $i_{1s\beta}$  分别为转矩绕组定子电流在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量, $\psi_{1r\alpha}$ 、 $\psi_{1r\beta}$  分别为转矩绕组转子磁链在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的分量, $L_{1m}$  为转矩绕组的互感, $\omega_r$  为转子角速度, $p$  为微分算子, $\sigma = 1 - L_{1m}^2/(L_{1s}L_{1r})$ ,  $T_r = L_{1r}/R_{1r}$ 。

由式(1)的转子磁链电压模型可得转矩绕组反电动势的参考模型:

$$\begin{cases} e_{m\alpha} = \frac{d}{dt} \psi_{1r\alpha} = \frac{L_{1r}}{L_{1m}} u_{1s\alpha} - \frac{L_{1r}}{L_{1m}} (R_{1s} + \sigma L_{1s}p) i_{1s\alpha}, \\ e_{m\beta} = \frac{d}{dt} \psi_{1r\beta} = \frac{L_{1r}}{L_{1m}} u_{1s\beta} - \frac{L_{1r}}{L_{1m}} (R_{1s} + \sigma L_{1s}p) i_{1s\beta} \end{cases} \quad (3)$$

对式(2)两边同时微分,那么反电动势的近似可调模型可表示为:

$$\begin{cases} p\hat{e}_{m\alpha} = -\frac{1}{T_r} \hat{e}_{m\alpha} - \omega_r \hat{e}_{m\beta} + \frac{L_{1m}}{T_r} p\hat{i}_{1s\alpha}, \\ p\hat{e}_{m\beta} = \omega_r \hat{e}_{m\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{e}_{m\beta} + \frac{L_{1m}}{T_r} p\hat{i}_{1s\beta} \end{cases} \quad (4)$$

由转矩绕组反电动势构成的 MRAS,构造的无轴承异步电机的转速辨识公式可表示如下:

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_1}{p} \right) (\hat{e}_{m\alpha} e_{m\beta} - e_{m\alpha} \hat{e}_{m\beta}) \quad (5)$$

与普通的异步电机一样,基于转矩绕组反电动势的MRAS虽然避免了纯积分运算,提高了电机转

速估计性能,然而事实上正如前文所述,式(4)是在假定角速度为常值的情况下获得的,在动态响应中会使辨识的转速产生偏差,而且也无法避免转矩绕组定子电阻在转速辨识中对转速的影响。

构建基于无轴承异步电机转矩绕组无功功率的MRAS。在文献[14]中,可以将瞬时无功功率表示为反电动势和定子电流的叉乘,即

$$Q = i_s \times e_m \quad (6)$$

根据已推得的转矩绕组反电动势模型,可得到在两相静止坐标系中转矩绕组无功功率的表达式可写成:

$$Q = \frac{L_{1r}}{L_{1m}} [(i_{1s\alpha} u_{1s\beta} - i_{1s\beta} u_{1s\alpha}) - \sigma L_{1s} (i_{1s\alpha} p i_{1s\beta} - i_{1s\beta} p i_{1s\alpha})] \quad (7)$$

$$\hat{Q} = \frac{L_{1m}^2}{L_{1r}} \left[ (\hat{i}_{1m\alpha} \hat{i}_{1s\alpha} + \hat{i}_{1m\beta} \hat{i}_{1s\beta}) \hat{\omega}_r + \frac{1}{T_r} (\hat{i}_{1m\alpha} \hat{i}_{1s\beta} - \hat{i}_{1m\beta} \hat{i}_{1s\alpha}) \right] \quad (8)$$

将  $\hat{\psi}_{1r} = L_{1m} \hat{i}_{1m}$  代入到式(8)中,在转子磁场定向的两相同步旋转坐标系中,可将转矩绕组无功功率可调模型简化为:

$$\hat{Q} = \frac{L_{1m}}{L_{1r}} (\hat{\psi}_{1r} i_{1sm} \hat{\omega}_r + \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{1r} i_{1st}) = \frac{L_{1m}}{L_{1r}} (\hat{\psi}_{1r} i_{1sd} \hat{\omega}_r + \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{1r} i_{1sq}) \quad (9)$$

其中, $i_{1m}$  为励磁电流, $i_{1sm}$ 、 $i_{1st}$  分别为两相同步旋转坐标系中定子电流分量,则基于转矩绕组无功功率MRAS的转速辨识公式可写成:

$$\hat{\omega}_r = \left( K_p + \frac{K_1}{S} \right) (Q - \hat{Q}) \quad (10)$$

由以上分析可知,基于转矩绕组无功功率MRAS模型的转速辨识模型与转矩绕组定子电阻无关,也没有纯积分环节,提高了系统的转速辨识性能。其原理见图2。

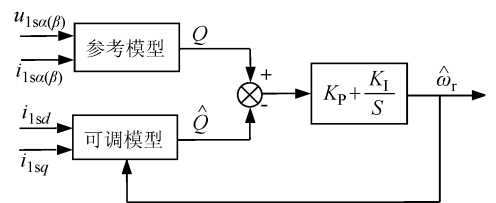


图2 转速辨识原理图

Fig.2 Schematic diagram of identification speed

由式(7)、(9)和(10)得到的转速辨识仿真模型如图3所示。其中,输入为  $i_{1s}$ 、 $u_{1s}$  和转子磁链值  $\psi_{1r}$ ,输出为辨识转速  $\hat{\omega}_r$ 。

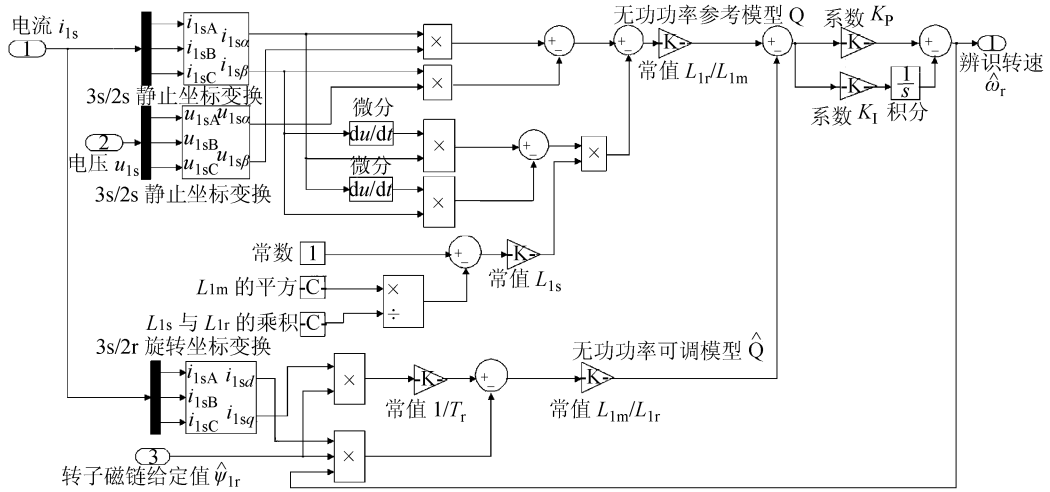


图3 转速辨识仿真模型图

Fig.3 Simulation diagram of identification speed

### 3 基于转矩绕组无功功率 MRAS 的控制系统设计

同步旋转坐标系中,由文献[16]可得径向悬浮力方程:

$$\begin{cases} F_x = K(i_{2sd}\psi_{1d} + i_{2sq}\psi_{1q}), \\ F_y = K(i_{2sq}\psi_{1d} - i_{2sd}\psi_{1q}) \end{cases} \quad (11)$$

系数 \$K\$ 的表达式为:

$$K = \frac{\pi p_1 p_2 L_{2m}}{12 l r \mu_0 W_1 W_2} \quad (12)$$

其中, \$\psi\_{1d}\$、\$\psi\_{1q}\$ 转矩绕组气隙磁链在 \$d\$ 轴和 \$q\$ 轴上的分量, \$i\_{2sd}\$、\$i\_{2sq}\$ 分别为悬浮绕组电流在 \$d\$ 轴和 \$q\$ 轴上的分量, \$p\_1\$、\$p\_2\$ 分别为转矩绕组和径向力悬浮绕组极对数, \$L\_{2m}\$ 为悬浮绕组互感, \$l\$ 为转子有效铁芯长度, \$r\$ 为转子外径, \$\mu\_0\$ 为真空磁导率, \$W\_1\$、\$W\_2\$ 分别为转矩绕组和悬浮绕组的有效匝数。

悬浮子系统运动方程可表示为:

$$\begin{cases} F_{zx} + F_{sx} - F_x = m\ddot{x}, \\ F_{zy} + F_{sy} - F_y = m\ddot{y} \end{cases} \quad (13)$$

\$F\_{sx}\$ 和 \$F\_{sy}\$ 为转子偏心时的不平衡磁拉力:

$$\begin{cases} F_{sx} = k_s x, \\ F_{sy} = k_s y \end{cases} \quad (14)$$

\$k\_s\$ 为径向位移刚度,可表示为:

$$k_s = k \frac{\pi r l B_1^2}{2 \mu_0 g_0} \quad (15)$$

其中: \$m\$ 为转子质量; \$F\_{zx}\$、\$F\_{zy}\$ 分别为 \$x\$、\$y\$ 上外加干扰力分量; \$F\_x\$、\$F\_y\$ 分别为 \$x\$、\$y\$ 上径向悬浮力; \$x\$、\$y\$ 为偏移量; \$l\$ 为铁芯长度; \$g\_0\$ 为气隙长度; \$B\_1\$ 为转矩绕组气隙磁密幅值; \$k\$ 为衰减因子,通常取 \$0.3^{[16]}\$。

则悬浮子系统位移的获取过程如图4所示。

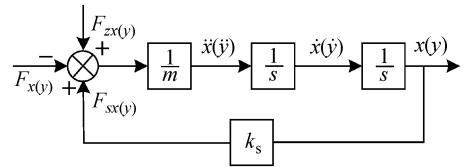


图4 径向偏移框图

Fig.4 Block diagram of radial displacement

转子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_{1rd} = L_{1m} i_{1sd} + L_{1r} i_{1rd}, \\ \psi_{1rq} = L_{1m} i_{1sq} + L_{1r} i_{1rq} \end{cases} \quad (16)$$

转子电压方程为:

$$\begin{cases} u_{1rd} = R_{1r} i_{1rd} + p \psi_{1rd} - \\ (\psi_{1q} + L_{1r} i_{1rq})(\omega_1 - \omega_r) = 0, \\ u_{1rq} = R_{1r} i_{1rq} + p \psi_{1rq} + \\ (\psi_{1d} + L_{1r} i_{1rd})(\omega_1 - \omega_r) = 0 \end{cases} \quad (17)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = p_1 (\psi_{1d} i_{1sq} + \psi_{1q} i_{1sd}) \quad (18)$$

采用转矩绕组转子磁场定向时,有:

$$\psi_{1rd} = \psi_{1r}, \psi_{1rq} = 0 \quad (19)$$

转矩绕组定子电流分量可表示为:

$$\begin{cases} i_{1sd} = (1 + \frac{L_{1r}}{R_{1r}} p) \frac{\psi_{1r}}{L_{1m}}, \\ i_{1sq} = \frac{T_e L_{1r}}{p_1 L_{1m} \psi_{1r}} \end{cases} \quad (20)$$

则转子磁链和角频率可表示为:

$$\begin{cases} \psi_{1r} = \frac{L_{1m}}{1 + \frac{L_{1r}}{R_{1r}} p} i_{1sd}, \\ \omega_s = \frac{L_{1m} i_{1sq}}{L_{1r} \psi_{1r}} \end{cases} \quad (21)$$

将式(21)中的磁链方程作为转子磁链的可调模型。电磁转矩改写为:

$$T_e = p_1 \frac{L_{1m} i_{1sq} \psi_{1r}}{L_{1r}} \quad (22)$$

通过气隙磁链和转子磁链的关系,可以找出气隙磁链幅值在  $d-q$  轴上的分量为:

$$\begin{cases} \psi_{1d} = \frac{L_{1m}}{L_{1r}} (\psi_{1rd} + L_{1rl} i_{1sd}), \\ \psi_{1q} = \frac{L_{1m}}{L_{1r}} L_{1rl} i_{1sq} \end{cases} \quad (23)$$

当忽略径向悬浮力绕组产生的转子电流时,由式(11)可推得:

$$\begin{bmatrix} i_{2sd} \\ i_{2sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2d} \\ i_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{K(\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2)} \begin{bmatrix} \psi_{1d} & -\psi_{1q} \\ \psi_{1q} & \psi_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (24)$$

其中: $L_{1rl}$ 为转矩绕组转子漏感; $i_{1sd}$ 、 $i_{1sq}$ 分别为转矩绕组电流在  $d$  轴和  $q$  轴上的分量; $i_{1rd}$ 、 $i_{1rq}$ 分别为转子电流在  $d$  轴和  $q$  轴上的分量; $\psi_{1rd}$ 、 $\psi_{1rq}$ 分别为转子磁链在  $d$  轴和  $q$  轴上的分量; $w_1$ 为同步旋转角速度, $w_s = w_1 - w_r$ 。

图5设计了包括转矩控制、径向力悬浮控制和基于转矩绕组无功功率 MRAS 的转速观测模型在内的无轴承异步电机无速度传感器矢量控制系统。转矩部分由无功功率 MRAS 估计的转速与给定转速比较后,将转速偏差量经 PID 控制器后获得转矩,给定的转子磁链和转矩分别经过转矩绕组转子磁场定向和电流坐标变换得到转矩绕组电流三相给定值。悬浮部分利用位移反馈获得的径向位移与位置给定值比较后,将  $x, y$  方向上的偏差量分别经过 PID 控制器和力/电流变换得到悬浮绕组定子电流。悬浮部分利用位移反馈获得的径向位移与位置

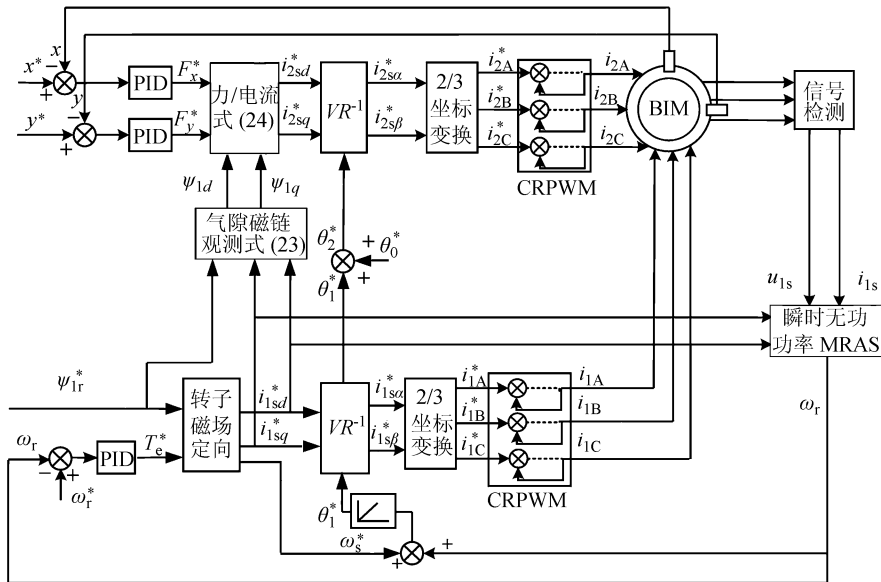


图5 控制系统框图

Fig.5 Block diagram of control system

#### 4 控制系统的仿真研究

以一实验样机为研究对象验证所提出的无速度传感器控制策略的有效性。样机参数如下:转动惯量  $J = 0.00769 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 转子质量  $m = 2.85 \text{ kg}$ , 转子外径  $r = 97.8 \text{ mm}$ , 铁芯长度  $l = 105 \text{ mm}$ 。其中,转矩绕组:额定功率  $Q_1 = 1000 \text{ W}$ , 额定电流  $I_1 = 2.86 \text{ A}$ , 定子电阻  $R_{1s} = 2.01 \Omega$ , 转子电阻  $R_{1r} = 11.48 \Omega$ , 定、转子互感  $L_{1m} = 0.15856 \text{ H}$ , 定子漏感  $L_{1sl} = 0.00454 \text{ H}$ , 转子漏感  $L_{1rl} = 0.00922 \text{ H}$ 。悬浮绕组:额定功率  $Q_2 = 500 \text{ W}$ , 额定电流  $I_2 = 2.86 \text{ A}$ , 定子电阻  $R_{2s} = 1.03 \Omega$ , 转子电阻  $R_{2r} = 0.075 \Omega$ , 定、转子互感  $L_{2m} = 0.00932 \text{ H}$ , 定子漏感  $L_{2sl} = 0.00267 \text{ H}$ , 转子漏感  $L_{2rl} = 0.00542 \text{ H}$ 。转矩绕组与

径向悬浮力绕组的极对数  $P_1, P_2$  分别为 1 和 2。

图6给出了给定转速为  $10000 \text{ r/min}$  时无轴承异步电机空载和突加负载的仿真结果图。图6(a)为电机实际转速和推算转速的仿真图,由图可知,辨识的转子转速很好的跟踪了电机的实际转速,转速发生极短时间的抖动,且抖动幅值极小,稳态误差小,转速估计性能良好。图6(b)为转矩输出特性,转矩脉动较小,启动转矩较大,响应快,转矩特性良好。图6(c)、(d)为转子在径向位置的偏移曲线,转子径向位移较小,稳定后转轴几乎处于平衡位置,径向偏移小于  $2 \times 10^{-4} \text{ mm}$ , 转子稳定悬浮。在  $t = 0.3 \text{ s}$  时,突加  $15 \text{ N} \cdot \text{m}$  的负载转矩后,电机的转速和转子径向位移几乎不变,实现了电磁转矩和径向

位置之间的动态解耦,基于无功功率 MRAS 的无速度传感器控制系统具有良好的动静态性能。

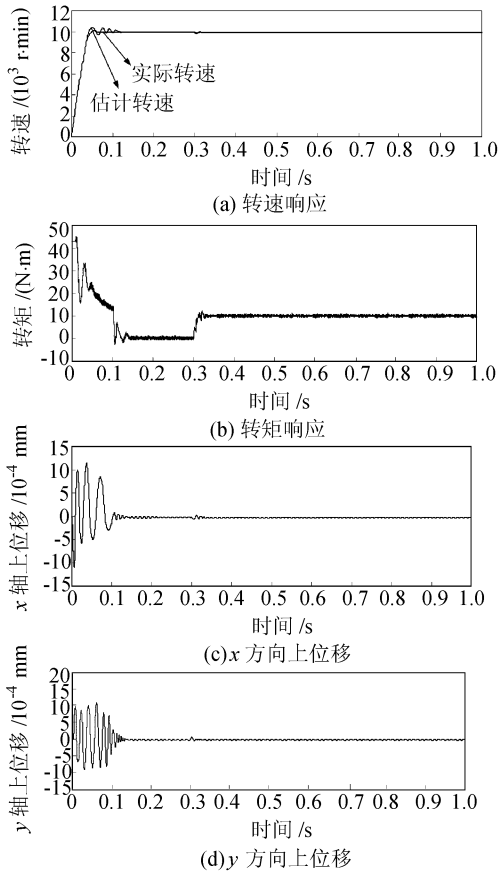


图6 仿真结果(10 000 r/min)

Fig.6 Simulation results(10 000 r/min)

图7为转速为1300 r/min时的无轴承异步电机空载和突加负载的仿真结果图。图7(a)为电机转速响应曲线,当转速稳定时,推算转速很好地反映了电机的实际转速,转速在 $t=0.12$  s达到稳定值,转速响应快,超调量小,转速估计器性能良好。图7(b)为转矩输出特性,同样可以获得较大的启动转矩,转矩响应较快,脉动小,具有良好的转矩特性。图7(c)、(d)分别为转子在径向位置 $x$ 、 $y$ 方向上的偏移曲线,由图可知,转子在径向位置的偏移很小,并且在 $t=0.12$  s以后转轴几乎处于平衡位置,转子稳定悬浮工作。转矩突变后,也并没有对电机的悬浮性能和转矩造成明显影响,实现了电磁转矩和径向位置之间的动态解耦。

对无功功率 MRAS 法的无轴承异步电机进行了高速 10 000 r/min、中低速 1 300 r/min 两个给定转速下的仿真分析。从仿真结果可以看出,当电机在不同转速时,无功功率 MRAS 法仍具有较好的转速估计性能。电机转速能较快的达到稳定状态并且转子稳定悬浮,且推算转速能够较好的反映电机的

实际转速。因此,无功功率 MRAS 法在矢量控制系统中具有较好的转速估计性能,具有实际应用的可行性。

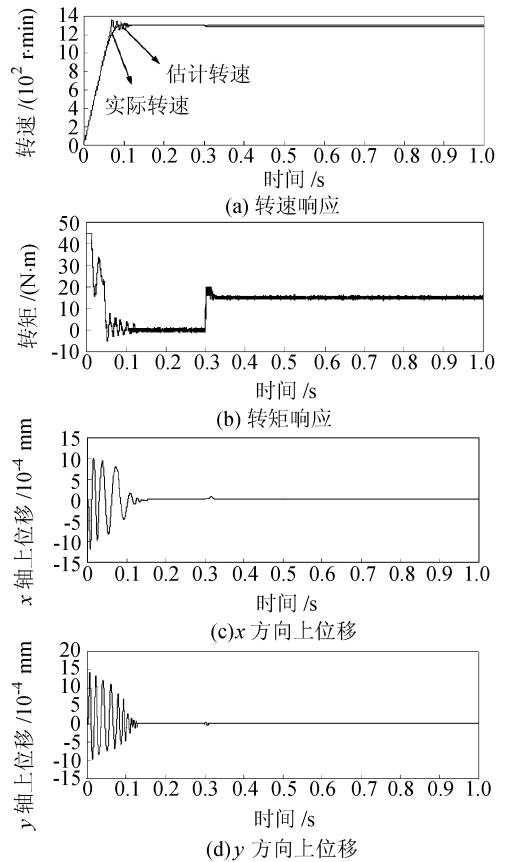


图7 仿真结果(1 300 r/min)

Fig.7 Simulation results(1 300 r/min)

## 5 结论

针对机械式速度传感器无法满足无轴承异步电机高速、超高速运行时的性能要求和为解决转速估算中定子电阻的影响与增加系统的鲁棒性,提出了基于转矩绕组无功功率 MRAS 策略的无轴承异步电机无速度传感器矢量控制策略。可得出以下结论:

1) 转矩绕组无功功率 MRAS 采用基于转子磁场定向控制策略,实现了电磁转矩与径向悬浮力的完全动态解耦,控制性能良好。

2) 基于无功功率 MRAS 的转速观测器具有良好的跟踪效果,能够准确地检测转子的速度,而且其动态性能好,能实现高速以及在大负载扰动下无轴承异步电机稳定运行,鲁棒性强。

### 参考文献:

- [1] Chen Wei, Yu Yong, Xu Dianguo, et al. Parameters estimation of induction motors at standstill with adaptive nonlin-

- earity compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6):156-162. [陈伟,于泳,徐殿国,等.基于自适应补偿的异步电机静止参数辨识方法[J].中国电机工程学报,2012,32(6):156-162.]
- [2] Chiba A, Akamatsu D, Fukao T, et al. An improved rotor resistance identification method for magnetic field regulation in bearingless induction motor drives [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2008, 55(2):852-860.
- [3] Nian Heng, He Yikang. Analytical modeling and feedback control of the magnetic levitation force for an induction-type bearingless motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11):139-144. [年珩,贺益康.感应型无轴承电机磁悬浮力解析模型及其反馈控制[J].中国电机工程学报,2003,23(11):139-144.]
- [4] Chiba A, Power D T, Rahman M A. Analysis of no load characteristics of a bearingless induction motor [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1995, 31(1):77-83.
- [5] Rodriguez E F, Santisteban J A. An improved control system for a split winding bearingless induction motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8):3401-3408.
- [6] Suzuki T, Chiba A, Rahman A, et al. An air-gap-flux-oriented vector controller for stable operation of bearingless induction motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(4):1069-1076.
- [7] Hua Wei, Cheng Ming, Lu Wei, et al. A new stator-flux orientation strategy for flux-switching permanent magnet motor based on current-hysteresis control [J]. Journal of Applied Physics, 2009, 105(7):07F112.
- [8] Deng Zhiquan, Wang Xiaolin, Zhang Hongquan, et al. The nonlinear control of bearingless induction motors based on the motor rotor flux orientation [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3):89-92. [邓智泉,王晓琳,张宏荃,等.无轴承异步电机的转子磁场定向控制[J].中国电机工程学报,2003,23(3):89-92.]
- [9] Barut M, Bogosyan S, Gokasan M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1):272-280.
- [10] Gadoue S M, Giaouris D, Finch J W. MRAS sensorless vector control of an induction motor using new sliding-mode and fuzzy-logic adaptation mechanisms [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(2):384-402.
- [11] Ren Rui. The key technology research on 6DOF attitude control platform [D]. Mianyang: China Academy of Engineering Physics, 2012. [任瑞.6DOF姿态控制平台关键技术研究[D].绵阳:中国工程物理研究院,2012.]
- [12] Giribabu D, Srivastava S P, Pathak M K. Rotor flux based MRAS for sensorless operation of three level inverter fed induction motor [C]. 2012 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science, Bhopal: IEEE Conference Publications, 2012:1-4.
- [13] Hua W, Cheng M, Zhu Z Q, et al. Analysis and optimization of back EMF waveform of a flux-switching permanent magnet motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23(3):727-733.
- [14] Chen Yiheng. Research on speed sensorless vector control system of induction motor [D]. Taiyuan: Taiyuan University of Technology, 2012. [陈义衡.无速度传感器感应电机矢量控制系统的研究[D].太原:太原理工大学,2012.]
- [15] Hua Yan. Research on speed sensorless technology for bearingless induction motor [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2006. [花燕.无轴承异步电机无速度传感器技术的研究[D].南京:南京航空航天大学,2006.]
- [16] Ma Guifang. Research on speed sensorless technology for bearingless induction motor [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2009. [马桂芳.无轴承异步电机无速度传感器技术的研究[D].镇江:江苏大学,2009.]
- [17] Ma Zuoshi. Design and research of control system for dynamic positioning systems for ships [D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2011. [马作师.动力定位船舶控制系统设计与研究[D].武汉:武汉理工大学,2011.]
- [18] Diao Lijun, Liu Zhigang, Sun Danan, et al. Modeling and stability analysis of AC drive system based on Lyapunov theory [J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2010, 34(5):36-40. [刁利军,刘志刚,孙大南,等.基于Lyapunov理论的交流传动系统建模和稳定性分析[J].北京交通大学学报,2010,34(5):36-40.]
- [19] Li Yungang, Chen Shuwen, Chen Huixing. Controller design of hybrid maglev systems based on hyper-stability [J]. Control Engineering of China, 2010, 17(2):36-39. [李云钢,陈树文,陈慧星.基于超稳定性的混合磁浮系统控制器设计[J].控制工程,2010,17(2):36-39.]