

无轴承永磁同步电机转子磁场定向控制系统研究

朱焜秋, 巫亮, 周阳, 张腾超, 邓建明

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏镇江 212013)

[摘要] 无轴承永磁同步电机是具有磁悬浮轴承优点的一种新型电机; 在阐述了无轴承永磁同步电机工作原理基础上, 采用转子磁场定向控制策略, 推导了无轴承永磁同步电机径向悬浮力和电机旋转部分数学模型; 根据无轴承电机解耦控制的要求设计了无轴承永磁同步电机转子磁场定向矢量控制系统, 并以数字信号处理器 TMS320LF2407 为核心, 研制了矢量控制系统的硬件和软件。实验结果表明: 电机工作在 0~3 000 r/min 范围内, 转子悬浮稳定且电机转速连续可调。

[关键词] 无轴承永磁同步电机; 解耦控制; 数字信号处理器; 数字控制

[中图分类号] TM341 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1009-1742(2006)06-0035-06

1 引言

无轴承永磁同步电机具有磁轴承无摩擦、无磨损、不需润滑、高转速和高精度等优点, 在生命科学、化工、半导体制造等工业领域有很好的应用前景^[1-7]。无轴承永磁同步电机就是在永磁同步电机基础上, 将产生径向悬浮力的磁轴承绕组和电机定子(转矩)绕组叠压在一起, 实现电机的无轴承化。与传统的磁轴承支承的电机相比, 无轴承电机是由电机本身产生转子径向悬浮力, 电机两端不再需要安装磁轴承。但是由于电机的旋转与转子悬浮控制之间存在着交叉耦合, 使得无轴承电机的控制变得比磁轴承复杂。

无轴承永磁同步电机是一个非线性强耦合系统, 实现其电磁转矩与径向悬浮力之间的解耦控制是电机稳定运行的前提。笔者提出了一种转子磁场定向控制的解耦算法, 实现了径向悬浮力与电机转矩的独立控制, 设计了以 TMS320LF2407 DSP 控制器为核心的数字矢量控制系统, 阐述了该控制系统的硬件和软件构成及其实现方法。

2 无轴承永磁同步电机悬浮机理

2.1 转子悬浮机理

在电机定子槽中, 除了传统电机转矩绕组外, 无轴承永磁同步电机还有用于产生径向悬浮力的绕组。要使电机产生可控悬浮力, 两套绕组的极对数应满足以下关系^[2,3]: 假设转矩绕组极对数为 p_1 , 悬浮力绕组极对数为 p_2 , 则 $p_2 = p_1 \pm 1$ 。如图 1 所示, p_1 为 2, 由 N_x 和 N_b 绕组构成; p_2 为 1, 由 N_x 和 N_y 绕组构成。当电机转子没有偏心时, 悬浮力绕组 N_x 和 N_y 中没有电流流过, 永磁体产生的四极磁通 Φ_p 是平衡的, 各个磁极处的气隙磁通相等, 没有悬浮力产生。但是当转子沿 x 负方向偏心时, 根据电磁场理论, 由于这时电机磁通分布不均, 将产生沿 x 负方向的麦克斯韦力, 这是一个负刚度力, 转子偏离得越多引起的磁张力就越大, 反之会使转子偏离得更多。为了使转子回到平衡位置, 可以调节气隙 1, 3 处的磁通密度来实现。此时, 绕组 N_x 中通入正向电流后便产生两极磁通 Φ_x , 导致气隙 1 处磁通密度增加, 气隙 3 处磁通密

[收稿日期] 2005-08-25; 修回日期 2005-10-10

[基金项目] 国家自然科学基金资助项目(50275067); 江苏省高新技术研究基金资助项目(2005027)

[作者简介] 朱焜秋(1964-), 男, 江苏靖江市人, 博士, 江苏大学电气信息工程学院教授

度减少,从而产生一个使转子将向正方向移动的力,使转子回到平衡位置。同理,若转子沿 x 正方向偏心,控制 N_x 中通反方向电流时,气隙 1 处磁通密度减小,气隙 3 处磁通密度增加,可产生一个使转子向 x 负方向移动的力。同样,控制 N_y 中的电流,也可以产生一个 y 正方向或 y 负方向的径向悬浮力。所以,通过分别调节 N_x 和 N_y 绕组中的电流,可以调节径向悬浮力的大小和方向。

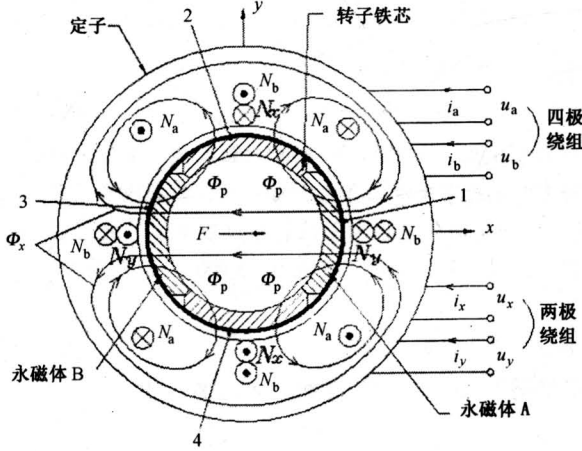


图 1 径向悬浮力产生原理图

Fig.1 Principles of radial force production

2.2 数学模型

转子表面叠装式永磁同步电机采用转子磁场定向时,电机转矩绕组在同步旋转 d, q 坐标中 $i_d^* = 0$, 无轴承永磁同步电机中的磁通 Φ_p 可认为是由永磁体等效电流产生的, N_a 和 N_b 四极绕组在两相静止 x, y 坐标系中等效电流分量 i_{ap}, i_{bp} 可写成:

$$\begin{cases} i_{ap} = -I_q \sin 2\omega t + I_p \cos 2\omega t \\ i_{bp} = -I_q \cos 2\omega t + I_p \sin 2\omega t \end{cases} \quad (1)$$

式中 ω 为转子角速度, I_p 为永磁体等效电流分量幅值, I_q 为电机等效转矩电流分量幅值。

将式 (1) 进行三角变换, 得:

$$\begin{cases} i_{ap} = I_{abp} \cos(2\omega t + \theta_1) \\ i_{bp} = I_{abp} \sin(2\omega t + \theta_1) \end{cases} \quad (2)$$

式中 $I_{abp} = \sqrt{I_p^2 + I_q^2}$; $\theta_1 = \arctan(I_q/I_p)$ 。

当电机高速时, 定子绕组的电阻远小于定子绕组的电抗, 所以忽略电阻上的压降后, 定子绕组上的电压幅值为

$$\begin{cases} U_a = 2\omega L_4 I_{abp} \\ U_b = 2\omega L_4 I_{abp} \end{cases} \quad (3)$$

式中 L_4 为两相坐标下定子绕组的自感。

定义 $\Psi_{ap}, \Psi_{bp}, \Psi_x, \Psi_y$ 分别是绕组 N_a, N_b, N_x, N_y 产生的磁链, 设 N_x, N_y 中的瞬时电流为 i_x, i_y , 则它们之间的关系可由下面的矩阵来表示:

$$\begin{pmatrix} \Psi_{ap} \\ \Psi_{bp} \\ \Psi_x \\ \Psi_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_4 & 0 & -M'x & M'y \\ 0 & L_4 & M'y & M'x \\ -M'x & M'y & L_2 & 0 \\ M'y & M'x & 0 & L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_x \\ i_y \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中 L_2 为两相径向悬浮力绕组自感; x, y 为转子径向位移; M' 为转矩绕组和径向悬浮力绕组的互感相对于径向位移 x 和 y 的导数。

忽略电机磁路饱和, 则^[4]:

$$M' = \frac{\mu_0 \pi n_2 n_4 l}{8} \cdot \frac{r - (l_p + l_g)}{(l_p + l_g)^2} \quad (5)$$

式中 n_4, n_2 分别为等效定子绕组和径向悬浮力绕组的匝数; l 为转子铁芯长度; r 为定子内圆半径; l_p 为永磁体厚度; l_g 为气隙厚度; $l_p + l_g$ 为定子内圆表面与转子外表面的距离。

绕组中的磁能 W_m 则可表示为:

$$W_m = \frac{1}{2} (i_{ap} \ i_{bp} \ i_x \ i_y) \cdot \begin{pmatrix} L_4 & 0 & -M'x & M'y \\ 0 & L_4 & M'y & M'x \\ -M'x & M'y & L_2 & 0 \\ M'y & M'x & 0 & L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \\ i_x \\ i_y \end{pmatrix} \quad (6)$$

根据电磁场虚位能原理, 在 x, y 方向的径向悬浮力 F_x, F_y 分别是

$$\begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial W_m}{\partial x} \\ \frac{\partial W_m}{\partial y} \end{pmatrix} \quad (7)$$

将式 (2)、式 (6) 代入式 (7) 可得:

$$\begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} = M' I_{abp} \cdot \begin{pmatrix} -\cos(2\omega t + \theta_1) & \sin(2\omega t + \theta_1) \\ \sin(2\omega t + \theta_1) & \cos(2\omega t + \theta_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_x \\ i_y \end{pmatrix} \quad (8)$$

电机空载运行时, 转矩电流分量 $I_q \approx 0$, I_{abp} 可近似写成 I_p , 负载角 θ_1 近似为 0, 式 (2)、式 (8) 可写成:

$$\begin{cases} i_{ap} \approx I_p \cos 2\omega t \\ i_{bp} \approx I_p \sin 2\omega t \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} = M'I_p \begin{pmatrix} -\cos 2\omega t & \sin 2\omega t \\ \sin 2\omega t & \cos 2\omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_x \\ i_y \end{pmatrix} \quad (10)$$

相应悬浮力绕组中电流和力的关系为：

$$\begin{pmatrix} i_x \\ i_y \end{pmatrix} = \frac{1}{M'I_p} \begin{pmatrix} -\cos 2\omega t & \sin 2\omega t \\ \sin 2\omega t & \cos 2\omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} \quad (11)$$

式 (10) 说明采用转子磁场定向控制，通过控制径向悬浮力绕组中的电流，可以控制径向悬浮力，实现转矩力和径向悬浮力之间的解耦控制。电机负载时，可以得到类似解耦算法。

对于转子表面叠装式无轴承永磁同步电机旋转部分，假设电机是线性的，参数不随温度等变化，忽略磁滞、涡流损耗，在转子 d, q 坐标系中，得到定子电压方程、定子磁链方程和转矩方程^[8]。

定子磁链方程为：

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_r \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (12)$$

式中 Ψ_r 为转子磁钢在定子上的耦合磁链； L_d, L_q 分别为转矩绕组直轴、交轴主电感； i_d, i_q 分别为定子转矩绕组电流矢量的直轴、交轴分量。

定子电压方程为：

$$\begin{cases} u_d = p\Psi_d - \omega\Psi_q + r_1 i_d \\ u_q = p\Psi_q + \omega\Psi_d + r_1 i_q \end{cases} \quad (13)$$

式中 u_d, u_q 分别为定子转矩绕组电压矢量的 d, q 轴分量； r_1 为定子转矩绕组电阻； ω 为转子角

速度。

转矩方程为：

$$T_{em} = p_1 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{J}{p_1} \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_L \quad (14)$$

式中 T_{em} 为电机的电磁转矩； J 为转动惯量； p_1 为转矩绕组极对数。

对于转子表面叠装式无轴承永磁同步电机，通过检测转子的实际位置可以得知电机转子磁场位置，采用 $i_d^* = 0$ 的转子磁场定向矢量控制时，由式 (12) 和式 (14) 的电机模型转矩公式可知，由于转子磁链恒定，通过控制 q 轴电流 i_q 可以控制电机的电磁转矩 T_{em} 。采用 $i_d^* = 0$ 的转子磁场定向控制策略，将 d 轴定在转子磁链 Ψ_r 方向，通过坐标变换将定子电流在按转子磁场定向的旋转坐标系上进行分解，可得到电机旋转部分的数学模型：

$$\begin{cases} \Psi_d = \Psi_r \\ \Psi_q = L_q i_q \\ u_d = -\omega\Psi_q = -\omega L_q i_q \\ u_q = \omega\Psi_r + r_1 i_q + L_q p i_q \\ T_{em} = p_1 \Psi_r i_q \end{cases} \quad (15)$$

根据所建立的电机悬浮力和旋转部分的数学模型，给出了基于上述数学模型的矢量解耦控制系统原理图，如图 2 所示。图中 θ_1 为负载角， θ_2 为定子 A 相绕组中心线相对于 d 轴的初始位置角。

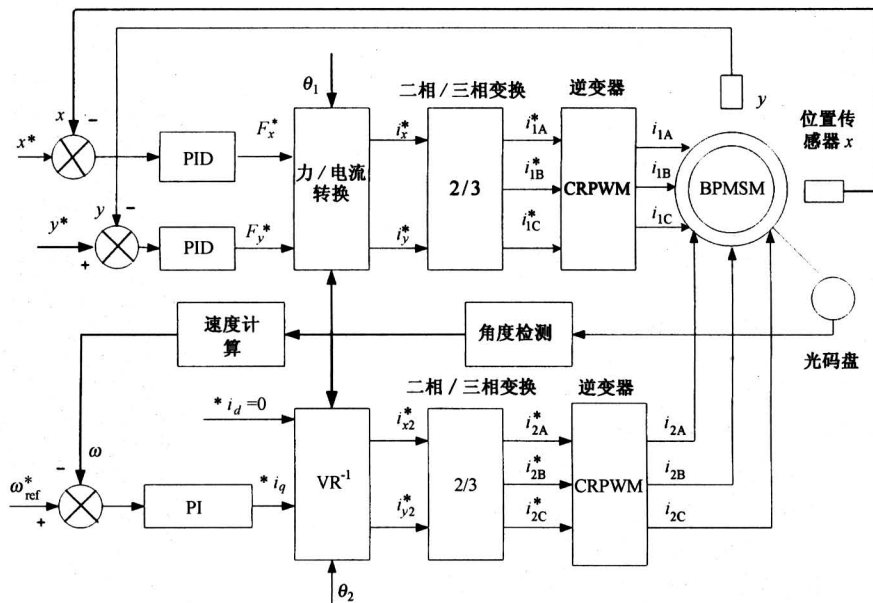


图 2 无轴承永磁同步电机矢量控制系统原理图

Fig.2 Vector control system block diagram of bearingless permanent magnet synchronous motor

制器来专门管理各种外设或外部引脚的中断请求。笔者的 INT1 是由来自 CRPWM 逆变器的故障信号触发的功率驱动保护中断，相应的中断服务子程序能封锁 PWM 输出信号；INT3 是由定时器 T2 下溢事件触发的中断，相应的中断服务子程序用于完成转矩绕组和径向悬浮力绕组的控制程序；INT4 是由光电编码盘输出的 Z 信号触发的捕获中断的。

图 5 为 INT3 中断服务子程序的流程图。当 T2 下溢中断发生后，经过必要的现场保护，变量 pdpinta_flag 和 pdpintb_flag 的值决定了是否执行接下来的程序。它们的值初始化为 0，但当有故障产生触发 INT1 中断后，相应中断服务子程序将 pdpinta_flag 和 pdpintb_flag 的值设定为 1。转子磁场位置计算是通过转子初始定位子程序将旋转坐标系中的 d 轴与三相定子绕组中的 A 相绕组中心线重合，当捕获中断 CAP6 首次发生时，读取 T4CNT 的值来确定 θ_2 的值，通过 θ_2 可以确定控制算法中转子磁场的绝对位置，这样在每次 T2 下溢事件触发的周期中断服务子程序中，可以对转子绝对位置进行计算。与 DSP 处理速度相比，系统机械响应速度很慢，所以转子转速的更新采用较低的时间基准。笔者在转速计算子程序中设定每 30 个采样周期计算 1 次转速，由变量 speedstep 从 30 减到 0 来记录采样周期数。带饱和限幅的增量式速度 PI 调节器产生定子转矩绕组 q 轴电流命令值 i_q^* ，通过 Park 逆变换和 Clark 逆变换后，得到转矩绕组三相控制电流 i_{2A}^* 、 i_{2B}^* 和 i_{2C}^* 的命令值，再经过 CRPWM 驱动三相定子绕组。对于径向悬浮力绕组，ADCINT0 和 ADCINT1 分别接收位移传感器过来的 x、y 位移信号。从抗干扰设计的角度出发，笔者设计了数字滤波器来消除误差和干扰信号。考虑到典型 PID 存在积分饱和和微分突变的弊端，径向悬浮力绕组采用了不同于转速环的微分先行不完全微分 PID 算法。力/电流转换模块得到电流两相电流 i_x^* 和 i_y^* 命令值，经坐标变换后得到三相径向悬浮力绕组控制电流 i_{1A}^* 、 i_{1B}^* 和 i_{1C}^* 的命令值，再经过 CRPWM 驱动三相径向悬浮力绕组。

4 实验结果

实验样机参数：额定功率 $P_N = 1 \text{ kW}$ ，额定转速 $n = 6000 \text{ r/min}$ ，定子绕组极对数 $p_1 = 2$ ，定子电阻 $r_1 = 2.01 \Omega$ ，转子直径 88 mm、质量 $m = 2.85 \text{ kg}$ 、转

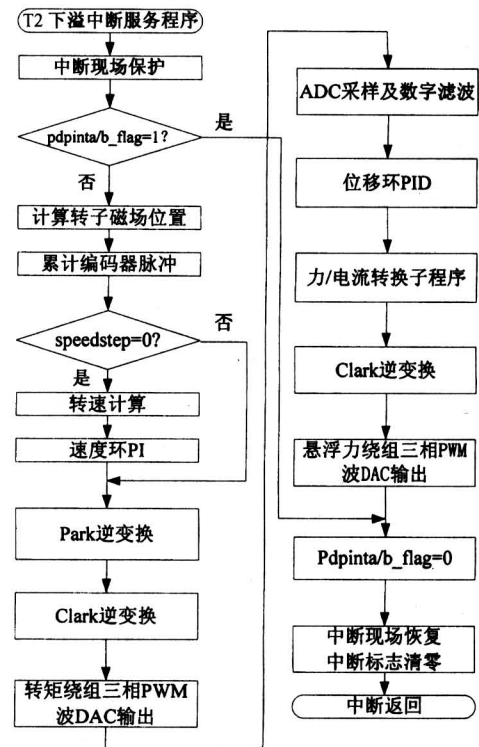


图 5 无轴承永磁同步电机 INT3 中断程序流程图

Fig.5 INT3 flowchart of BPMSM

动惯量 $J = 0.00769 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，定子直轴和交轴电感 $L = 0.008 \text{ H}$ 。悬浮力绕组极对数 $p_2 = 3$ ，电机气隙 2 mm，辅助机械轴承半径气隙 $\delta = 0.25 \text{ mm}$ 。

图 6a、图 6b 分别给出 $n = 1200$ 和 3000 r/min 时，x、y 方向的位移波形与转矩绕组 A 电流 i_{1A} 和悬浮力绕组 A 电流 i_{2A} 的波形。横坐标是时间，每大格代表 10 ms，纵坐标位移量每大格代表 200 μm ，悬浮力绕组电流每大格代表 1 A，转矩绕组电流每大格代表 2 A。从图 6 可以看出，x、y 方向的位移振动幅值小于 100 μm ，转子悬浮平稳。

5 结论

笔者采用转子磁场控制方法，推导了径向悬浮力与转矩数学模型。基于 TMS320LF2407 DSP，研制了无轴承永磁同步电机数字矢量控制系统，通过对该系统的电机调速及悬浮力控制实验，给出了转子位移、悬浮力绕组电流以及转矩绕组电流的实验波形，电机转速受光电编码盘检测范围、DSP 软件结构和中断时间范围等限制，目前在 3000 r/min 下运行。实验表明：功率为 1 kW 的无轴承永磁同步电机在 0 ~ 3000 r/min 连续可调，径向 x、y 位移

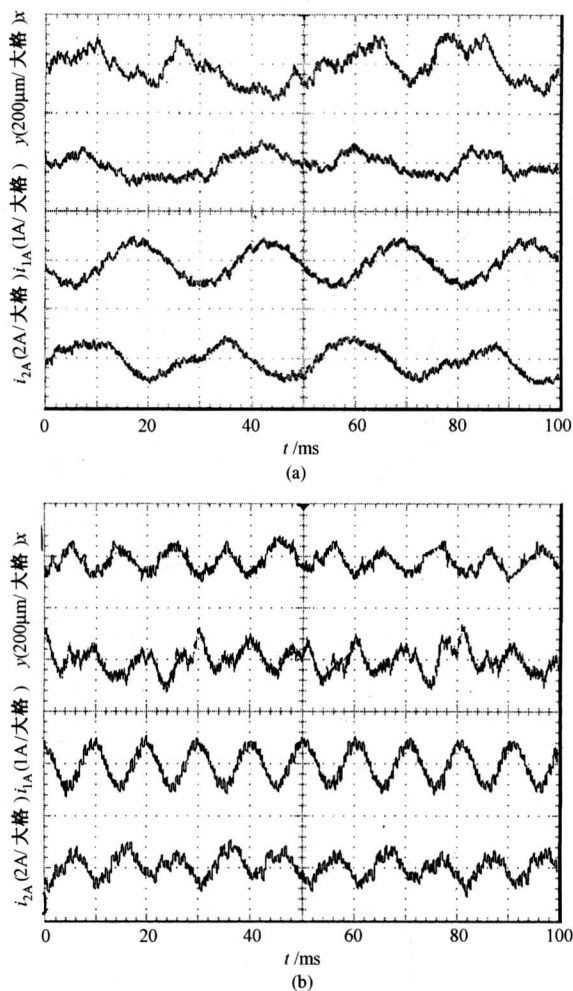


图6 实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of bearingless PMSM

振动幅值小于 $100 \mu\text{m}$, 实现转子稳定悬浮和运转。

参考文献

- [1] 朱焜秋, 邓智泉, 严仰光, 等. 无轴承电机的原理及研究现状[J]. 微电机, 2000, 33(6): 29~31
- [2] Bichsel J. The bearingless electrical machine [A]. Proc Int Symp Magn Suspension Technol [C]. NASA Langley Res Center, Hampton, 1991. 561~573
- [3] Schoeb R, Bichsel J. Vector control of the bearingless motor [A]. 4th Int Symp Magnetic Bearings [C]. ETH Zürich, 1994. 327~332
- [4] Ooshima M, Chiba A, Fukao T, et al. Design and analysis of permanent magnet-type bearingless motors [J]. IEEE Trans Indus Electr, 1996, 43(2): 292~299
- [5] Ooshima M, Chiba A, Fukao T. Characteristics of a permanent magnet type bearingless motor [J]. IEEE Trans Indus Application, 1996, 32(2): 363~370
- [6] Ooshima M, Miyazawa S, Chiba A, et al. Performance evaluation and test results of a 11 000 rpm, 4 kW surface-mounted permanent magnet-type bearingless motor [A]. 7th International Symposium on Magnetic Bearings [C]. ETH Zürich, 2000. 23~25
- [7] 朱焜秋. 磁悬浮电机基础理论和实验研究[R]. 镇江: 江苏大学, 2001
- [8] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [9] 韩安太, 刘峙飞, 黄海, 等. DSP控制器原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003
- [10] 江思敏. TMS320LF240X DSP硬件开发教程[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003

The Research on Rotor Magnetic Flux Oriented Control System for Bearingless Permanent Magnet Synchronous Motor

Zhu Huangqiu, Wu Liang, Zhou Yang, Zhang Tengchao, Deng Jianming

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

[Abstract] The bearingless permanent magnet synchronous motor (BPMSM) is an innovational type of motor, which has all excellence of magnetic bearings. In the paper, based on the basic working principle of BPMSM, the mathematical models of the radial forces and rotation part on BPMSM are deduced by adopting rotor magnetic field oriented control strategy. A digital vector control system according to the demand of decoupling is designed by using TMS320LF2407 DSP technique. The hardware and the software of the digital control system are developed in this paper. The experimental results have shown that the steady suspension of the rotor is realized and the speed of the rotor can be continuously adjusted within the range of $0 \sim 3\ 000$ r/min.

[Key words] bearingless permanent magnet synchronous motor; decoupling control; DSP; digital control