

电磁轴承中磁通观测器的研究

周丹, 王萌, 祝长生

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Research on Flux Observers in Active Magnetic Bearings

ZHOU Dan, WANG Meng, ZHU Changsheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: The key point of the magnetic flux control in active magnetic bearings (AMBs) is the acquisition of air-gap flux. For flux sensors are hard to be fixed in air gap, the direct measurement of air-gap flux is not easy to implement in AMB systems. By contrast, flux observers have a better feasibility. Combined with the research of flux observers in electrical motors, the problems of the voltage model and the current model applied to the AMB system were analyzed; then the advantages of the compound flux observer was discussed. For the variation of the coil resistance has a tremendous influence on the flux observation, a resistance self-tuning method based on the model reference adaptive control was proposed. The simulation models were built by Matlab/Simulink, and a power amplifier with DSP2812 at the core was developed based on the flux observer. The results of simulation and the experiment verified the correctness of theoretical analysis.

KEY WORDS: flux observer; active magnetic bearings; flux control; power amplifier; model reference adaptive control

摘要: 采用磁通控制方案的电磁轴承系统中的关键环节是气隙磁通的测量。由于在电磁轴承气隙中安装磁通传感器存在较大的困难,所以很难直接用磁通传感器对气隙磁通进行测量,而采用状态观测器的方法进行磁通观测具有较好的可行性。结合磁通观测器在电机领域中的研究进展,分析了电压模型和电流模型在电磁轴承中应用时存在的问题,进而分析了组合观测器的优点。由于组合观测器中线圈电阻的变化会对磁通观测产生较大的影响,提出了利用模型参考自适应方

法对线圈电阻参数进行在线自整定。利用 Matlab 中的 Simulink 建立了仿真模型,并以 DSP2812 为核心研制了磁通型功率放大器,仿真和实验结果均验证了理论分析的正确性。

关键词: 磁通观测器; 电磁轴承; 磁通控制; 功率放大器; 模型参考自适应

0 引言

电磁轴承是一种利用电磁力使转子悬浮在给定位置的非接触式轴承。与普通机械式轴承相比,电磁轴承由于无接触和特性可控等优点而受到广泛关注。电磁轴承按照控制目标的不同,可以分为电流控制型、电压控制型和磁通控制型 3 种控制方案^[1-2]。

磁通控制型方案采用磁通型功率放大器,以电磁轴承气隙中的磁通作为反馈量,需要实时地获得气隙磁通的大小。目前虽然可以采用霍尔元件、磁光传感器等传感器对气隙磁通进行直接测量,但在电磁轴承中由于气隙很小,难以采用这些传感器进行磁通的直接测量。磁通观测器是一种间接的磁通测量技术,通过电压、电流和线圈电阻等容易测量的物理量来实时计算磁通的幅值和相位,不需要在电磁轴承的气隙中安装磁通传感器,使用比较方便。

磁通观测器在电机控制领域已有了大量的研究,主要的磁通观测模型有电流模型、电压模型和组合模型。由于电压模型不需要电机转速等参数,模型简单实用而得到了普遍的采用。但电压模型中的纯积分环节存在着直流偏置和积分饱和的问题,所以电机控制领域内磁通观测器的研究主要是针对上述纯积分环节的直流偏置和积分饱和问题^[3-11]。如文献[3-6]用一阶低通滤波器代替纯积分环节,解决了直流偏置积分饱和的问题,但在一阶低通滤波器

基金项目: 国家自然科学基金项目(10772160); 国家 863 高技术基金项目(2006AA05Z201); 浙江省公益技术应用研究项目(2011C21021)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (10772160); The National High Technology Research and Development of China 863 Program (2006AA05Z201); Nonprofit Technology Application Research Program of Zhejiang Province(2011C21021)..

截止频率以下的频段内,磁通观测值的幅值和相位都存在着很大的误差。文献[3-4]提出对一阶低通滤波器的幅值和相位进行补偿,使之接近纯积分环节的性能,但实际效果并不十分理想。文献[5-10]尝试用其他一些方法来解决纯积分环节的直流偏置和积分饱和的问题,但结构和算法都比较复杂,实用性不够。文献[11]提出了一种基于转子位置的面贴式永磁同步电动机的定子磁链估计方法,该方法用转子的位置信息和定子电流预测定子的磁链。文献[12-16]采用了新型自适应磁通观测器,提高观测的准确性和观测器的鲁棒性。这些研究成果对磁通观测器在电磁轴承中的应用有着重要的借鉴意义。

本文将介绍常见的2种观测器模型的原理,着重分析电流模型及电压模型在电磁轴承中应用时存在的问题。提出基于模型参考自适应(model reference adaptive control, MRAC)的电阻参数自整定方法,有效地消除电阻变化带来观测不准确的问题。利用 Matlab 中的 Simulink 建立仿真模型,并以 DSP2812 为核心研制了磁通型功率放大器。最后由仿真和实验结果来验证理论分析的正确性。

1 磁通观测模型

目前常用的2种磁通观测器模型分别是电压模型和电流模型。在不考虑定子铁心磁阻及忽略气隙变化对电磁线圈电感 L 影响的条件下,电流模型中的气隙磁通为

$$\phi_i = N\mu_0 Ai / (2g_0) \quad (1)$$

式中: N 为电磁线圈匝数; g_0 为稳态悬浮时的气隙值; i 为电磁线圈中的电流; A 为磁路的等效横截面积。

电压模型中的气隙磁通为

$$\phi_u = \frac{1}{N} \int (u - Ri) dt \quad (2)$$

式中: R 为电磁线圈的电阻值; u 为电磁线圈的端电压。

2个模型的频域公式分别为

$$\Phi_i(s) = \mu_0 N A I(s) / (2g_0) \quad (3)$$

$$\Phi_u(s) = [U(s) - RI(s)] / (sN) \quad (4)$$

2 磁通观测器在电磁轴承中应用时的问题

2.1 电流模型可能存在的问题

目前,电流模型在电机的磁通观测中应用得很

少,主要原因是电机中定子磁链观测的电流模型与转子电阻、漏电感、主电感和电机转速等参数有关系,其中转子电阻、漏电感、主电感在电机运行时都很难实时测量得到,所以参数设定值与实际值之间可能会存在比较大的误差,而电机转速的测量误差也会对观测结果产生较大的影响。

由于电磁轴承与电机结构上的不同,其转子上没有绕组或永磁体,定子磁链主要是由定子电流和定子绕组电感所决定,而转子上由涡流产生的磁链很小,在转速不是特别高的情况下可忽略不计。所以在电磁轴承系统中电流模型与转子参数无关,也不需要测量转子转速,不会出现在电机中应用时的问题。

实际上电磁轴承系统和电机在结构上还存在着一个很大的区别,即电机和电磁轴承系统中转子的支承方式是不一样的,电机的支承一般是采用接触式的机械轴承,如滚动轴承或滑动轴承,而电磁轴承系统中的转子支承是依靠无接触式的电磁轴承,电磁轴承的支承刚度一般比机械轴承要低1~2个数量级。这个结构上的不同导致了电流模型应用于电磁轴承时存在着一些问题。

由于转子结构不对称、材料不均匀、加工工艺等原因,转子的重心与其几何中心总是会有偏离,转子在旋转时将产生不平衡力,从而引起转子中心惯性轴线与回转轴线不重合,产生涡动。任何转子都存在一定的质量不平衡,虽然通过对转子进行动平衡,可以减小转子的不平衡水平,但是无法完全消除转子质量不平衡的影响。

转子不平衡引起的涡动振幅可由下式来计算^[17]:

$$A_0 = \frac{e_m(\omega/\Omega)^2}{\sqrt{[1 - (\omega/\Omega)^2]^2 + [2\xi(\omega/\Omega)]^2}} \quad (5)$$

式中: e_m 为质心偏心距; Ω 和 ξ 分别为转子的固有频率和相对阻尼系数,计算方法为

$$\begin{cases} \Omega = \sqrt{k/m} \\ \xi = d / (2\sqrt{km}) \end{cases} \quad (6)$$

式中 m 、 d 和 k 分别为转子质量和所受支承的刚度与阻尼。

从式(5)可以看出,振幅 A_0 和转子转速与固有频率之比 ω/Ω 密切相关。在不同相对阻尼系数 ξ 的情况下,转子振幅 A_0 和 ω/Ω 的变化关系如图1所示。

由于电机一般采用机械轴承,其刚度要远大于

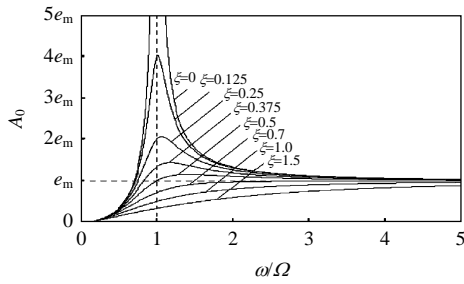


图 1 振幅 A_0 和 $\omega\Omega$ 关系

Fig. 1 Relationship between A_0 and $\omega\Omega$

电磁轴承的刚度，由式(6)可知两者的固有频率相差很远。所以当电机在额定转速内运行时，其运行频率一般远低于固有频率，由图 1 可知，电机转子的振幅将比较小，定转子间的气隙几乎是不变的。而电磁轴承支承的转子固有频率很低，即使在转子的额定转速内，由不平衡力引起的振动振幅也比较大，这时把气隙作为常数来处理将会造成较大的磁通观测误差，实际气隙是 1 个与转速同频的正弦量。

电流模型在电磁轴承中应用的第 2 个问题是磁滞。由于磁滞现象的存在，激励电流与气隙磁通之间存在着相位滞后，且相位滞后大小由材料特性、电流大小决定，与电流的频率无关。另外磁路饱和也会造成电流与磁通之间的非线性关系，从而引起电流模型的误差。

综上所述，电流模型在电磁轴承系统中的主要问题是由转子不平衡振动引起的观测误差较大，特别是在转速接近电磁轴承转子系统的固有频率时观测误差最大。

2.2 电压模型的问题

电磁轴承工作时，电磁线圈的温度变化和集肤效应会导致线圈电阻参数发生变化。引起电磁线圈的温度变化的原因主要有几个方面：1) 电磁线圈中的电流引起电磁线圈发热，特别是存在电流偏置的电磁轴承系统中；2) 环境温度的变化；3) 转子高速旋转时涡流效应产生的热量造成线圈温度的升高。电磁线圈的温度发生变化，导致电磁线圈电阻值跟着变化。电阻值随温度变化的关系可以表示为

$$R_t = R_0(1 + \alpha_R t) \tag{7}$$

$$\Delta R_t = R_0(1 + \alpha_R \Delta t) \tag{8}$$

式中： R_t 和 R_0 分别为温度是 t 和 $0\text{ }^\circ\text{C}$ 时线圈的电阻值； α_R 为线圈电阻温度系数，对于纯度较高的铜导线，在 $-50\sim 100\text{ }^\circ\text{C}$ 范围内 α_R 的变化非常小，可当作常数。

假设初始温度为 t_1 ，工作时电磁线圈温度变化为 t_2 ，则观测值 ϕ_u 与实际值 ϕ_u^* 分别为

$$\phi_u = \frac{1}{N} \int [u - R_0(1 + \alpha_R t_1)i] dt \tag{9}$$

$$\phi_u^* = \frac{1}{N} \int [u - R_0(1 + \alpha_R t_2)i] dt \tag{10}$$

由式(9)和式(10)可得，磁通观测值与实际值之间的偏差为

$$\Delta \Phi(t) = \frac{R_0 \alpha_R}{N} \Delta T \int i dt \tag{11}$$

式中 $\Delta T = t_2 - t_1$ 。

假设线圈中的电流为

$$i = I_A \sin(\omega t + \theta) \tag{12}$$

式中 I_A 为线圈电流幅值。

式(12)代入式(11)可得

$$\begin{aligned} \Delta \Phi(t) &= \frac{R_0 \alpha_R}{N} \Delta T \int I_A \sin \omega t dt = \\ &\frac{R_0 \alpha_R}{N \omega} \Delta T I_A \cos \omega t + C \end{aligned} \tag{13}$$

式中 C 为直流分量。

由式(13)可知，磁通观测偏差大小与 R_0 、 α_R 、 N 、 ω 、 ΔT 、 I_A 有关，其中 R_0 、 α_R 、 N 在系统设计完成后就固定了，所以实际中磁通观测偏差大小主要受 ω 、 ΔT 、 I_A 三个参数的影响。由于磁通观测误差与角频率成反比，所以在低频时磁通观测精度受电阻变化比较大，当频率较高时由电阻变化引起的观测误差可以忽略不计。电阻变化后的观测磁通与实际磁通之间既有幅值上的偏差，也有相位上的偏差。

使用电压模型的另一个问题是存在纯积分环节，在低频和静态时由于直流偏置造成的积分饱和问题会对观测值造成较大的误差。

由于电流模型和电压模型各自存在着优缺点，如何综合电流模型和电压模型的优点，从而在全频段上实现准确的磁通观测成为磁通观测器研究的重点。

2.3 组合模型

基于上面的分析可知，不论是电流模型还是电压模型都无法在全频段上实现精确的磁通观测。

文献[18]中提出一种采用低通滤波器切换法的组合观测器。其原理是在高频段让电压模型起作用，通过高通滤波器将电流模型的观测值滤除；在

低频段让电流模型起作用，通过低通滤波器将电压模型的观测值滤除。高通滤波器和低通滤波器的截止频率相同。

组合观测器解决了如何在全频段上准确观测磁通的问题，但由于高频段采用电压模型，线圈电阻参数的变化仍然会引起组合观测器较大的观测误差，所以有必要对电阻参数进行在线的自整定。

3 组合观测器的电阻参数自整定

由于线圈电阻参数变化是一个缓慢的过程，所以可以采用模型参考自适应方法来实现电阻参数自整定。

模型参考自适应系统可分为参考模型、可调模型和自适应机构。本文以电磁轴承中的电磁线圈为参考模型，其中的电流信号由霍尔电流传感器测得，电压信号由霍尔电压传感器测得。为了减少设计和实现的困难，模型参考自适应系统中的自适应机构采用局部参数最优化理论来设计。其设计原理是构造 1 个由广义误差和可调参数组成的目标函数，并视为位于可调参数空间中的 1 个超曲面，利用参数最优化方法使这个目标函数逐渐减小，直到目标函数值达到最小或位于最小值的某个区域为止，从而满足可调系统与参考模型之间的一致性要求。

具有 1 个可调增益的模型参考自适应系统的结构如图 2 所示。系统中具有 1 个可调增益 K_c ，参考模型由于选择的是实际的电磁铁线圈，所以其增益 K_m 受环境条件的改变或其他干扰的影响而发生漂移时，将使得可调模型与参考模型输出信号之间产生偏差。为了克服 K_m 的漂移所造成的影响，就由自适应机构来调节可调增益 K_c ，使得可调模型与参考模型的输出信号相一致。

设可调模型的传递函数为

$$W_s(s) = \frac{K_c N(s)}{D(s)} \quad (14)$$

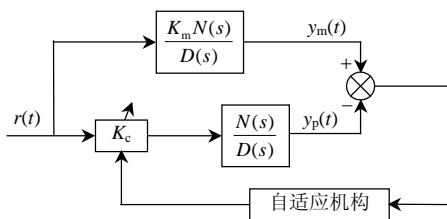


图 2 具有可调增益的 MRAC 系统
Fig. 2 MRAC system with adjustable gain

参考模型的传递函数为

$$W_m(s) = \frac{K_m N(s)}{D(s)} \quad (15)$$

输出广义误差为

$$e = y_m - y \quad (16)$$

式中： y_m 为参考模型输出； y 为可调模型的输出。广义误差 e 为输入信号是 $r(t)$ 时，可调模型的响应与参考模型的响应之间的偏差。

设所选的性能指标为

$$J = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_1} e^2(K_c, \tau) d\tau \quad (17)$$

设计的目标是寻求 K_c 的调节规律，以使 J 最小，最终达到 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 。

下面用梯度法来寻找 K_c 的适应律。为此，对 J 求关于 K_c 的偏导数

$$\frac{\partial J}{\partial K_c} = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_1} 2e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau \quad (18)$$

根据梯度法，使 J 下降的方向就是负梯度方向，于是新的可调增益参数值应取为

$$\Delta K_c = -\lambda \frac{\partial J}{\partial K_c} = -\lambda \int_{t_0}^{t_1} e \frac{\partial e}{\partial K_c} d\tau \quad (19)$$

$$\Delta \dot{K}_c = -\lambda e \frac{\partial e}{\partial K_c} \quad (20)$$

又 $K_c = K_{c0} + \Delta K_c$ ，式中 K_{c0} 为可调增益的初始值，则

$$\dot{K}_c = \Delta \dot{K}_c = -\lambda e \frac{\partial e}{\partial K_c} \quad (21)$$

由此可见，上式就表示可调增益 J 的自适应调节规律，那么只要求出 $\partial e / \partial K_c$ ，增益调节律就可以确定，而

$$\frac{\partial e}{\partial K_c} = \frac{\partial y_m}{\partial K_c} - \frac{\partial y}{\partial K_c} = -\frac{\partial y}{\partial K_c} \quad (22)$$

则式(22)可写成

$$\dot{K}_c = \lambda e \frac{\partial y}{\partial K_c} \quad (23)$$

式中 $\partial y / \partial K_c$ 称为可调模型对可调参数的敏感度函数，不容易直接求得，并且由于系统中一般存在着高频干扰，在构成系统时要避免使用微分元件，所以在自适应律中应尽量避免使用敏感度函数 $\partial y / \partial K_c$ ，因此就需要寻找与 $\partial y / \partial K_c$ 等效而又容易获

得的信息。

从图 2 中可以看出，断开自适应回路，求由参考输入 r 到输出广义误差 e 的开环传递函数 $W(s)$ 为

$$W(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = (K_m - K_c) \frac{N(s)}{D(s)} \quad (24)$$

令算子

$$P = \frac{d}{dt}, P^2 = \frac{d^2}{dt^2}, \dots, P^n = \frac{d^n}{dt^n}, \frac{E(s)}{R(s)} \approx \frac{e(t)}{r(t)} \quad (25)$$

则 e 应满足以下微分方程

$$D(P)e(t) = (K_m - K_c)N(P)r(t) \quad (26)$$

两边对 K_c 求偏导数，注意 K_m 与 K_c 无关，所以

$$D(P) \frac{\partial e(t)}{\partial K_c} = -K_v N(P)r(t) \quad (27)$$

参考模型的输出 y_m 应满足

$$\frac{K_m N(P)}{D(P)} r(t) = y_m(t) \quad (28)$$

即

$$K_m N(P)r(t) = D(P)y_m(t) \quad (29)$$

将式(28)和(29)相除，并整理得

$$\frac{\partial e(t)}{\partial K_c} = -\frac{y_m(t)}{K_m} \quad (30)$$

将式(30)代入式(23)，得 K_c 的调整律为

$$\dot{K}_c = -\lambda \left(-\frac{1}{K_m}\right) e y_m(t) = \mu e y_m(t) \quad (31)$$

式中 $\mu = \lambda / K_m$ 。

根据局部参数最优化理论^[19]，可以得到基于模型参考自适应的电阻参数自整定系统的自适应律为

$$\dot{R}_c = \mu e y_m(t) \quad (32)$$

式中： R_c 为可变电阻； μ 为自适应增益； e 为广义误差； $y_m(t)$ 为参考模型输出。

利用局部参数最优化理论设计的电阻参数自整定系统的原理如图 3 所示，系统输入信号有功率放大器的输出端电压和电磁轴承系统中转子的位置信号，初始气隙是指转子处于电磁轴承气隙中点时的单边气隙大小， R_0 为电阻的初始设定值。通过实时地引入转子位移信号可以准确地计算出转子在不同位置时线圈电感的大小，从而理论上可以使可调模型与参考模型输出电流的误差完全由可调模型中电阻与实际线圈电阻之间的偏差引起，最终使得通过模型参考自适应辨识得到的电阻值与实

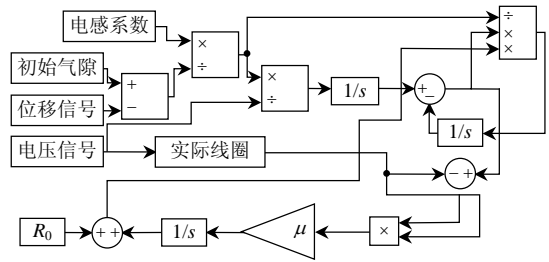


图 3 电阻参数自整定 MRAC 原理

Fig. 3 Resistance self-tuning method based on MRAC 实际线圈电阻相同。

具有电阻参数自整定功能的组合观测模型原理如图 4 所示。

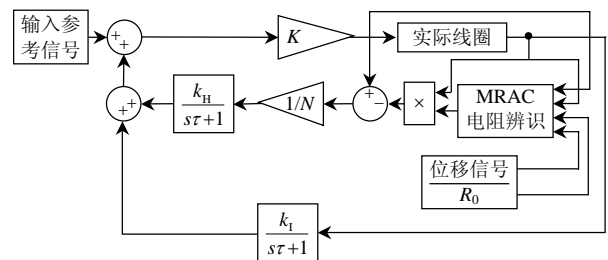


图 4 具有电阻自整定的组合观测器

Fig. 4 Compound flux observer with resistance self-tuning

4 仿真分析

为了验证理论分析的正确性，利用 Matlab/Simulink 建立了与图 4 对应的仿真模型。功率放大器的参数见表 1。

表 1 功率放大器参数

Tab. 1 Power amplifier parameters

参数	数值
线圈电感/mH	10.74
线圈匝数	80
线圈电阻/Ω	1.2
开关频率/kHz	25
母线电压/V	48

电流模型的观测磁通与实际磁通随频率(转速)的变化关系如图 5 所示。由图 5 可知，当频率较低即低转速时，电流模型观测得到的磁通值与实际值之间误差并不大，但当转速升高，特别是在临界转速附近，观测值与实际值之间的误差会比较大。

电压模型中的一阶低通滤波器的截止频率设置为 10 Hz，输入信号是幅值相同的一系列不同频率的正弦波，实际线圈模型的电阻为 1.2Ω，电压模型中的电阻值设为 1.8Ω。仿真得到的电压模型观测误差与输入信号频率之间的关系如图 6 所示。频率

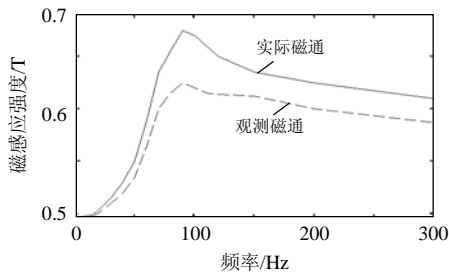


图5 实际磁通值与电流模型观测值的关系
Fig. 5 Relation between the actual flux and the observer value of current model

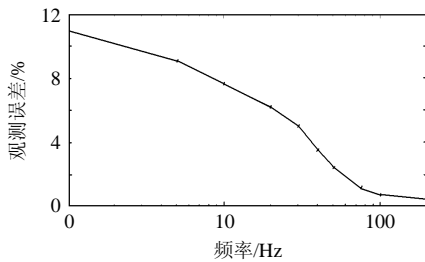


图6 电阻变化引起的观测误差与频率的关系
Fig. 6 Relation between observer error and frequency caused by resistance variation

越小，由电阻引起的观测误差就越大；频率越大，由电阻引起的观测误差就越小。

当电压模型中的一阶低通滤波器的截止频率设置为 10 Hz，输入信号是频率为 10 Hz 的正弦波时，采用纯积分环节的磁通观测器分别在理想情况和实际情况下的观测波形，以及采用一阶低通滤波器的电压模型观测波形如图 7 所示。采用纯积分环节的磁通观测器输出波形幅值随着时间逐渐增大，直至积分饱和。而采用一阶低通滤波器的磁通观测器没有出现积分饱和的现象，不过受到低通滤波器的衰减影响，其输出波形幅值比理想输出波形要小。

不同自适应参数下电阻辨识的情况如图 8 所示，可以看出自适应参数越大，电阻辨识的速度就越快，但辨识过程的波动也越大。由于电阻阻值变化非常缓慢，所以对电阻辨识的速度要求不用很

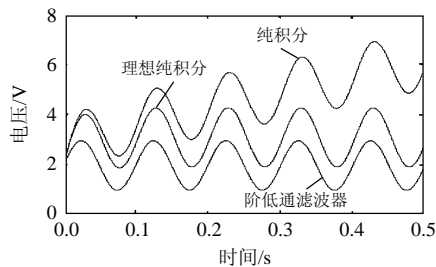


图7 电压模型的积分饱和
Fig. 7 Integral saturation of voltage model

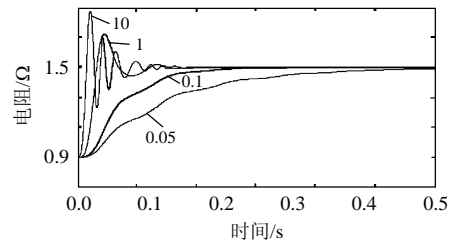


图8 μ 与电阻自整定

Fig. 8 μ and resistance self-tuning

高，辨识过程只要平稳可靠，不会引起系统不稳定就可以。

当输入参考信号为 $\Phi_{ref} = \sin(40\pi t) + 2$ ，采用具有电阻参数自整定功能的组合观测器的磁通型功率放大器中各个状态量与输入输出量波形如图 9 所示。从上往下依次是参考信号输入波形、输出磁通波形、实际电流波形、可调模型输出波形、广义误差波形和电阻辨识波形。从图中可以看出电阻辨识的速度大概为 0.25 s，且经过电阻参数自整定后可以精确得到实际电阻值的大小。在电阻参数整定过程中，观测磁感应强度 B 有一个很明显的从大到小的变化过程。

当输入参考信号为 $\Phi_{ref} = \sin(40\pi)$ ，实际电阻设置为 1.2 Ω ，观测器中电阻参数设置为 0.9 Ω 时，组合观测器与具有电阻参数自整定功能的组合观测器的输出波形如图 10 所示，两者之间存在着较大

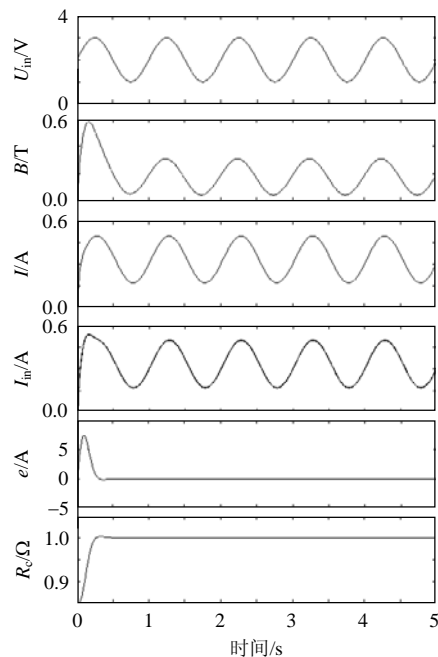


图9 带电阻自整定的组合观测器的工作波形
Fig. 9 Waveform of compound flux observer with resistance self-tuning

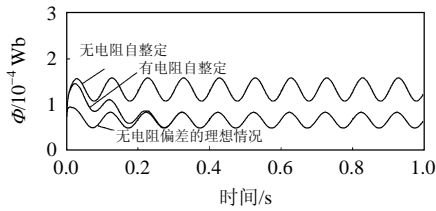


图 10 两种组合观测器波形比较
Fig. 10 Waveform comparison

的静态偏差。

5 实验结果与分析

本文以 TI 公司的 DSP TMS320LF2812 为核心搭建了 1 个磁通型功率放大器的实验平台。该实验平台的硬件部分为 1 块开环的 PWM 开关功率放大器，开关频率设置为 75 kHz，直流母线电压为 48 V，负载线圈的电感为 10.74 mH，常温下线圈电阻测量值为 1.2 Ω，输出电压采用电压霍尔传感器测量，输出电流采用电流霍尔传感器测量。DSP 通过 AD 将开环功率放大器的电压信号、电流信号和转子位置信号采入，通过磁通观测器算法得到磁通观测结果，再利用 DA 将磁通观测值输出到开环功率放大器，与磁通参考信号比较得到磁通误差信号。

不带电阻自整定的组合观测器中电阻分别设取为 0.9、1.2 和 1.5 Ω 时，组合观测器的输出波形如图 11 所示。电阻值设取的越小，输出波形的平均值就越大。虽然理论分析中电阻设置的不同对组合观测器输出波形的相位也有影响，但在实验波形中不是很明显。

磁通参考信号为 $2+0.5\sin(100\pi t)$ 时，不带电阻自整定功能的磁通型功率放大器与具有电阻参数自整定功能的磁通型功率放大器的输出磁通波形如图 12 所示。无电阻自整定的磁通型功率放大器的输出磁通与磁通参考信号之间存在明显的静差，并由图 11 可知，不同的电阻偏差静差大小也不一样，这将影响到磁通型功率放大器的输入输出线性

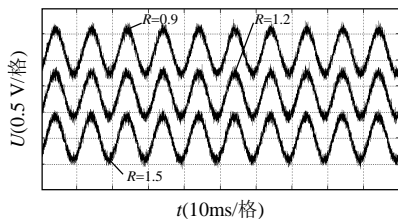


图 11 不同电阻设置时组合观测器输出波形比较
Fig. 11 Waveform comparison of compound flux observer with different resistance setup

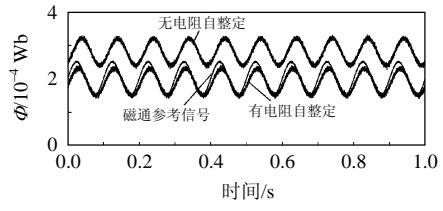
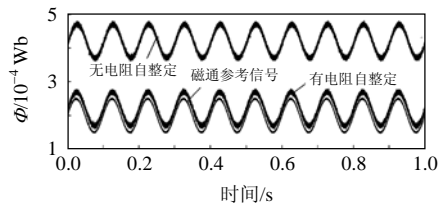


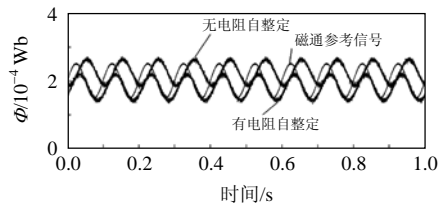
图 12 两种组合观测器实验波形比较
Fig. 12 Experiment waveform comparison

度及磁通型功率放大器的增益大小，从而降低了磁通型功率放大器跟踪磁通参考信号的性能。而具有电阻参数自整定功能的组合型磁通观测器的磁通值更接近磁通参考信号，两者之间的静差很小。另外根据图 11 的结果，由于无电阻自整定的磁通型功率放大器的输出磁通比有电阻自整定的磁通型功率放大器的输出磁通要大，说明静态测量得到的线圈电阻比线圈实际工作时的电阻要小，与实际情况相符。

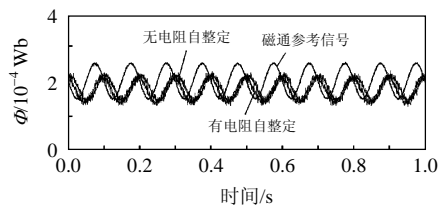
磁通参考信号频率分别为 10、100 及 1 000 Hz 时无电阻自整定及有电阻自整定的磁通型功率放大器的输出波形如图 13 所示。可以明显地看出，频率为 10 Hz 时无电阻自整定的磁通型功率放大器与磁通参考信号之间的静差非常大，当频率增加到



(a) 磁通参考信号频率为 10 Hz



(b) 磁通参考信号频率为 100 Hz



(c) 磁通参考信号频率为 1 000 Hz

图 13 不同工作频率时两种组合观测器实验波形比较
Fig. 13 Experiment waveform comparison at some frequencies

100 Hz 时,两者之间的静差变小,而频率增加到 1 000 Hz 时,两者之间的静差就非常小,这与理论分析基本是一致的。而有电阻自整定的磁通型功率放大器在 3 种频率下与磁通参考信号之间的静差都非常小,说明通过电阻自整定主要可以改善磁通型功率放大器中低频时的性能。

6 结论

为了提高电磁轴承中磁通观测器的性能,本文结合电机领域的相关研究成果,重点分析了电流模型、电压模型和组合观测器模型在电磁轴承中应用时分别存在的问题。虽然组合观测器的性能已经比较好,但线圈电阻的变化会对其观测值产生较大的影响,为了进一步提高组合观测器的性能,本文提出了基于模型参考自适应的电阻参数自整定方法,有效地消除了电阻变化带来的观测不准问题。利用 Matlab 中的 Simulink 建立了仿真模型,并利用 DSP2812 实现了上述各种磁通观测器算法,仿真和实验结果验证了该方法的可行性和优越性。

参考文献

- [1] Gerhard S. Active magnetic bearings: basics, properties and applications of magnetic bearings[M]. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997: 25-45.
- [2] Gerhard S, Eric H M. Magnetic bearings theory, design, and application to rotating machinery[M]. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009: 48-51.
- [3] Lovati T, Marchesoni M, Oberti M. A microcontroller-based sensorless stator flux-oriented asynchronous motor drive for traction application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(4): 777-784.
- [4] Xu X Y, Novotny D W. Implementation of direct stator flux oriented control on a versatile DSP based system [J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1991, 27(4): 694-700.
- [5] Xue Y, Xu X Y, Habetler T G, et al. A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive[J]. Industry Applications Society Annual Meeting, 1990: 410-415.
- [6] Lovati V, Marchesoni M, Oberti M, et al. An induction motor drive with stator flux oriented control low-cost implementation[C]// Proceedings of the IEEE International Symposium on. Warsaw, Poland: IEEE, 1996: 68-173.
- [7] Idris N R N, Yatim A H M. An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 110-116.
- [8] Shin M H, Hyun D S, Cho S B, et al. An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 312-318.
- [9] Chun T, Choi M. A novel startup scheme of stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive without torque jerk[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 39(3): 776-782.
- [10] Hu J, Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13(5): 969-977.
- [11] 黎亚元, 唐浦华, 宋昌林. 直接转矩控制中一种磁链估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 22-29. Li Yayuan, Tang Puhua, Song Changlin. A new flux estimation method of the direct torque control [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 22-29(in Chinese).
- [12] Seyoum D, Grantham C. Simplified flux estimation for control application in induction machines[C]//Electric Machines and Drives Conference. Sydney, Australia: IEEE, 2003: 690-691.
- [13] 金孟加, 邱建琪, 史涔澂, 等. 基于新型定子磁链观测器的直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(24): 139-143. Jin Mengjia, Qiu Jianqi, Shi Cenwei, et al. A novel stator flux estimator for direct torque controlled magnet synchronous motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(24): 139-143(in Chinese).
- [14] 冯江华, 许峻峰. 基于定子磁链自适应观测的永磁同步电机直接转矩控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 122-127. Feng Jianghua, Xu Junfeng. Permanent magnet synchronous machines direct torque control system based on adaptive stator flux observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 122-127(in Chinese).
- [15] 王焕钢, 徐文立, 杨耕. 感应电动机定子磁链与转矩解耦自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(12): 171-175. Wang Huangang, Xu Wenli, Yang Geng. Adaptive stator flux and torque decoupling control of induction motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(12): 171-175(in Chinese).
- [16] 王克成, 曾大可, 余达太. 具有自适应观测器的双馈电

- 动机磁场能量线性模型控制[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(2): 78-84.
- Wang Kecheng, Zeng Dake, Yu Datai. Magnetic field energy linear model control of double-fed motor using adaptive flux observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(2): 78-84(in Chinese).
- [17] 钟一谔. 转子动力学[M]. 北京: 清华大学出版社, 1987: 3-6.
- Zhong Yi'e. Rotor dynamics[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1987: 3-6(in Chinese).
- [18] 周丹, 祝长生. 基于磁通观测器的主动电磁轴承用功率放大器[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 90-97.
- Zhou Dan, Zhu Changsheng. Power amplifier for active magnetic bearings based on flux observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 90-97(in Chinese).
- [19] 董宁. 自适应控制[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2009: 221-226.
- Dong Ning. Adaptive control[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2009: 221-226(in Chinese).



周丹

收稿日期: 2010-12-06。

作者简介:

周丹(1983), 男, 博士研究生, 主要从事电磁轴承功率放大器及其控制部分的研究, ee_zhoudan@163.com;

祝长生(1961), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向电磁轴承及其相关应用。

(编辑 张磊)