

## 航空油泵电机的相电流畸变纠正控制

匡敏驰<sup>1</sup>, 朱纪洪<sup>1</sup>, 吉敬华<sup>2</sup>

(1. 清华大学 计算机科学与技术系, 北京 100084; 2. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

**摘要:** 考虑电枢反应中磁饱和现象和驱动器功率管非线性特性等因素的影响, 为了解决航空油泵电机相电流谐波含量大、畸变较为严重的问题, 提出一种新型的相电流畸变纠正控制方法. 该方法通过电流前馈幅值补偿能够基本消除各周期相电流幅值的波动, 并通过迭代收敛控制, 最终将相电流强制纠正为标准正弦波, 从而解决了相电流畸变的难题. 实验结果表明, 所提出的相电流畸变纠正控制方法可以有效减少相电流幅值, 提高电机系统的效率.

**关键词:** 航空油泵电机; 电流畸变; 谐波; 永磁电机

**中图分类号:** TM351

**文献标志码:** A

## Phase current distortion correction control for aerospace fuel pump motor

KUANG Min-chi<sup>1</sup>, ZHU Ji-hong<sup>1</sup>, JI Jing-hua<sup>2</sup>

(1. Department of Computer Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China; 2. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China. Correspondent: KUANG Min-chi, E-mail: kuangminchi@sina.com)

**Abstract:** In order to improve current performance, a new control method is proposed to correct the distortion of phase current, in which the magnetic saturation and the nonlinear characteristic of inverters are considered. The amplitude fluctuation is eliminated by using feed forward current amplitude compensation. Meanwhile, based on iteration convergence control, the phase current is compulsorily corrected to a standard sinusoidal shape. Then, the problem of the phase current distortion is successfully solved. The experimental results show that the amplitude of phase current is reduced effectively, and the efficiency of motor system is improved.

**Keywords:** aerospace fuel pump motor; current distortion; harmonic; permanent-magnet motor

### 0 引言

航空油泵电机为飞行器提供燃油泵所需的动力, 在燃油系统中具有举足轻重的地位, 其性能直接影响到整个飞行系统的性能. 航空油泵要求电机具有结构简单、可靠性高、功率密度高等特点, 多采用开关磁阻容错电机<sup>[1-2]</sup>或永磁容错电机<sup>[3-5]</sup>. 永磁容错电机兼具开关磁阻电机的容错性, 且拥有更高的效率, 受到国内外航空领域学者的广泛关注<sup>[6]</sup>. 永磁容错电机属于永磁同步电机, 一般而言, 其调速系统由2个控制环组成, 由外向内分别为速度和电流环<sup>[7]</sup>, 其中电流环是影响电机调速系统性能的关键因素<sup>[8]</sup>. 对于在空间和重量方面有较大限制的航空油泵电机, 高性能的电流环控制方法更可以起到关键作用. 目前, 电流环控制方法主要有PID控制<sup>[9]</sup>、状态反馈控制<sup>[10]</sup>、预测控制<sup>[11-12]</sup>和滞环控制<sup>[13]</sup>等. PID控制实现简单, 性能

可靠, 但是在电流采样噪声和系统控制延时的影响下, 很难同时兼顾响应的快速性和稳定性; 状态反馈控制需要对系统进行精确建模, 同时建立对应的状态方程和观测器, 并且进行在线或离线的模型参数辨识, 但在实际应用中难以获得足够精确的系统模型; 预测控制可以实现对指令信号无超调且快速的跟踪, 但是同样依赖于被控对象的精确系统模型<sup>[14]</sup>, 需要在控制过程通过各种方法针对模型参数的不准确进行补偿和修正, 实现起来较为复杂; 滞环控制快速性较好, 但这种Bang-Bang控制方法存在纹波大、开关频率不固定等缺陷, 不适用于高性能控制场合<sup>[15]</sup>.

在永磁容错电机调速系统中, 由于电枢反应<sup>[16-17]</sup>磁饱和现象和功率管非线性特性<sup>[18]</sup>等因素的影响, 相电流会发生较为严重的畸变. 对于该类型电机, 所采用的电流环控制方法应该具有较强的畸变

收稿日期: 2014-03-06; 修回日期: 2014-05-13.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61104082).

作者简介: 匡敏驰(1990-), 男, 博士生, 从事特种电机驱动与控制策略、电动作动系统的研究; 朱纪洪(1968-), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞行控制、电动作动系统、非线性控制等研究.

纠正能力,以保证电机系统具有较高的效率.现有电流环控制方法存在各自的弊端,不能很好地抑制相电流中的谐波分量.鉴于此,本文首先结合永磁容错电机结构和控制原理,分析了相电流畸变发生的原因,然后基于  $i_d = 0$  控制原理,提出一种新型的相电流畸变纠正方法.该控制方法包含电流前馈幅值补偿和迭代收敛控制两个主要畸变纠正方法,电流前馈幅值补偿可以基本消除相电流幅值波动,迭代收敛控制通过重复迭代可将相电流强制纠正为标准正弦波.实验分析表明,所提出的相电流畸变纠正控制方法可以有效减少相电流幅值,提高电机系统的效率.

## 1 拓扑结构和控制原理

### 1.1 拓扑结构

本文研究的航空油泵电机采用如图1所示的四相永磁容错电机结构,每相采用集中式单层绕组,各相之间由无绕组的容错齿隔离开.容错齿为各相绕组提供相对独立的磁路,从而将各相绕组的磁路相互解耦.为了提高磁场利用率,同时增加反电动势的正弦度,转子中永磁体采用表面贴装 Halbach 阵列. Halbach 阵列不仅可以将气隙磁通密度提高为传统结构的  $\sqrt{2}$  倍,还可以抑制电枢反应对气隙磁场的影响,改善气隙磁场波形.

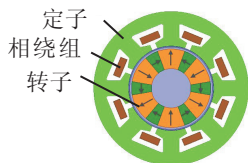


图1 四相永磁容错电机截面图

### 1.2 控制原理

为了尽可能地提升电机及其驱动系统的效率,进而减少所需功率管数量和电源重量,采用  $i_d = 0$  的控制策略.此时,对应的时间相量如图2所示.

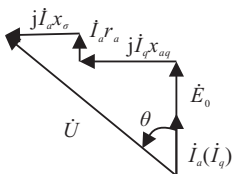


图2  $i_d = 0$  的时间相量

图2中:  $\dot{E}_0$  为永磁气隙基波磁场所产生的空载反电动势相量,  $\dot{I}_a$  为定子相电流相量,  $\dot{I}_q$  为交轴电枢电流相量,  $x_{aq}$  为交轴电枢反应电抗,  $x_\sigma$  为定子漏抗,  $r_a$  为定子绕组电阻,  $\dot{U}$  为外施控制电压,  $\theta$  为功率角.对于采用表贴式转子磁路结构的四相永磁容错电机而言,此时  $\dot{E}_0$  与  $\dot{I}_a$  保持同相,可使用最小的定子电流获得所需的转矩.由于定子电流最小,铜耗下降,最终提高了电机的效率.

在本文的四相永磁容错电机中,永磁体采用表面贴装 Halbach 阵列,所以空载反电动势具有较高的正弦度.当该电机转速为 1000 rpm 时测得的空载反电动势如图3所示.由前文所述可知,为了使电机具有较高的效率,需要一直保持  $\dot{E}_0$  与  $\dot{I}_a$  同相.又因为空载反电动势为正弦波,所以  $\dot{I}_a$  也应该被控制为正弦波.

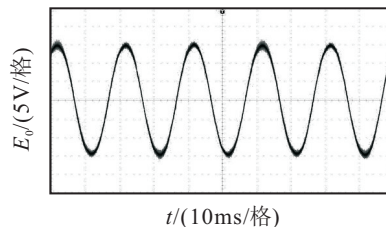


图3 实测 1000 rpm 时空载反电动势波形

## 2 相电流畸变产生原因分析

在驱动器中,通过改变功率管输出 PWM 波的占空比来调整每相控制电压的有效值,从而控制各相的电流.由于功率管直接输出的控制量为控制电压,而不是电枢相电流,一般会根据转子位置给出正弦控制电压对永磁容错电机进行控制.实际上,当控制电压呈正弦规律变化时,受电枢反应中磁饱和现象和功率管的非线性特性等因素的影响,电枢相电流会发生畸变,富含谐波分量.图4为电枢相电流的频谱分析图.由图4中各谐波分量幅值占基波幅值的百分比可见,3次和5次谐波为相电流畸变的主要谐波分量.

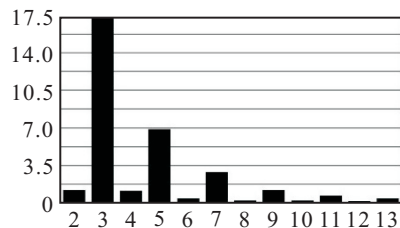


图4 相电流频谱分析图

当永磁同步电机负载运行时,会发生电枢反应,并且由于磁饱和的影响,最终会使相电流发生畸变,具体过程如下.首先,定子的四相绕组中存在四相对称驱动电流,从而在定子中产生以同步速度旋转的电枢磁势  $F_a$ ,有

$$F_a = \frac{m_1}{2} \cdot 0.9 \frac{N_1 k_{w1}}{p} I_a. \quad (1)$$

其中:  $m_1$  为定子绕组相数,  $N_1 k_{w1}$  为定子绕组有效匝数,  $p$  为电机极对数.  $F_a$  可被分解为直轴电枢反应磁势  $F_{ad}$  和交轴电枢反应磁势  $F_{aq}$ , 即

$$\dot{F}_a = \dot{F}_{ad} + \dot{F}_{aq}. \quad (2)$$

当空载反电动势  $\dot{E}_0$  与相电流  $\dot{I}_a$  之间的内功率因数角为  $\Psi$  时,有

$$F_{ad} = F_a \sin \Psi, F_{aq} = F_a \cos \Psi. \quad (3)$$

相应的电流分量为

$$I_d = I_a \sin \Psi, I_q = I_a \cos \Psi. \quad (4)$$

$F_a$  的存在产生了电枢反应磁通  $\dot{\Phi}_a$ ,  $\dot{\Phi}_a$  在定子绕组内产生相应的电枢反应电势  $\dot{E}_a$ . 由于  $\dot{E}_a$  超前于  $\dot{I}_a 90^\circ$ ,  $\dot{E}_a$  可以表示为

$$\dot{E}_a = jx_a \dot{I}_a = jx_{ad} \dot{I}_d + jx_{aq} \dot{I}_q, \quad (5)$$

其中  $x_a$  为电枢反应电抗, 反映了电枢反应磁通  $\dot{\Phi}_a$  所经过的磁路情况. 直轴电枢反应电抗  $x_{ad}$  和交轴电枢反应电抗  $x_{aq}$ , 分别反映了直轴电枢反应磁通  $\dot{\Phi}_{ad}$  和交轴电枢反应磁通  $\dot{\Phi}_{aq}$  所经过的磁路情况. 另一方面, 漏磁通  $\dot{\Phi}_\sigma$  产生了漏电势  $\dot{E}_\sigma$ , 引入定子漏抗  $x_\sigma$ , 有

$$\dot{E}_\sigma = jx_\sigma \dot{I}_a = jx_\sigma \dot{I}_d + jx_\sigma \dot{I}_q. \quad (6)$$

因此, 永磁同步电机的电压平衡方程式为

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{E}_0 + r_a \dot{I}_a + \dot{E}_a + \dot{E}_\sigma = \\ &\dot{E}_0 + r_a \dot{I}_a + j(x_\sigma + x_{ad}) \dot{I}_d + j(x_\sigma + x_{aq}) \dot{I}_q. \end{aligned} \quad (7)$$

由于磁饱和的原因, 当相电流发生变化时, 气隙磁场会相应发生变化,  $x_{ad}$  和  $x_{aq}$  随之改变. 由式(7)可知,  $x_{ad}$  和  $x_{aq}$  的变化会反过来影响电枢相电流, 电枢相电流、 $x_{ad}$  和  $x_{aq}$  的这种强耦合关系最终使得相电流发生畸变. 另外, 功率管存在一定的管压降, 因此具有一定的非线性特性. 在实际运行时, 功率管在每个调制周期中输出的电压平均值将会偏离设定值, 从而使得电流波形发生畸变. 对于功率管的非线性特性, 已有较多文献进行了创新性研究, 限于篇幅本文将不再赘述, 具体可参见文献[18]. 功率管的管压降和电枢反应中磁饱和现象共同作用, 使得电枢相电流中蕴含大量奇次谐波, 发生较严重的畸变.

### 3 相电流畸变纠正控制方法

#### 3.1 前馈电流幅值补偿

因为在加工和安装方面不可避免地存在误差, 所以在本文研究的航空油泵电机中, 转子的3对磁极存在不完全对称现象, 对应的气隙宽度也有细微的差别. 上述因素使得在同一相电枢绕组中, 3对磁极对应的相电流并不相同. 由图5所示的实测相电流波形可见, 相电流幅值和形状以3个相电流周期为单位产生周期性脉动. 这种相电流的周期性变化会增加电机的转矩脉动, 增大相电流最大幅值, 降低电机的效率, 应该通过补偿消除其影响.

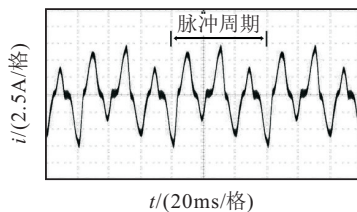


图5 实测相电流波形

采用给控制电压乘以一个补偿系数的方式对相电流进行补偿, 最终使得各周期相电流幅值相等. 考虑到该脉动周期3倍于相电流的周期, 为了简化算法复杂度, 建立一个大小为6的数组储存相电流对应的补偿系数. 数组包含元素  $A[1] \sim A[6]$ , 分别作为第1个周期  $0^\circ \sim 180^\circ$ 、第1个周期  $180^\circ \sim 360^\circ$ 、第2个周期  $0^\circ \sim 180^\circ$ 、第2个周期  $180^\circ \sim 360^\circ$ 、第3个周期  $0^\circ \sim 180^\circ$ 、第3个周期  $180^\circ \sim 360^\circ$  所对应的相电流补偿系数. 如果补偿前相电流幅值偏小, 则对应的补偿系数大于1; 反之, 则对应的补偿系数小于1. 令  $\theta$  为通过旋转变压器检测到的转子机械角换算出的电角度, 当基础正弦波控制电压为  $U_m \sin \theta$  且对应的前馈电流幅值补偿系数为  $A[j]$  时, 经过前馈电流幅值补偿的控制电压  $U_f$  为

$$U_f = A[j] U_m \sin \theta. \quad (8)$$

当电机运行在工作转速时, 调整补偿系数使得相电流各周期幅值相等. 实验表明, 在其他转速下, 使用同样的补偿系数也可以达到较好的效果, 相电流各周期的幅值差异也得到了较好的补偿. 前馈电流幅值补偿使得相电流各周期差异减小, 可以减小下文中迭代收敛控制方法中的积分增益, 增加了系统的稳定性, 同时增强了系统的动态响应性能.

#### 3.2 迭代收敛控制方法

在进行前馈电流幅值补偿后, 各周期相电流幅值的差异基本被消除, 但是相电流中依然存在大量谐波分量, 因此需要采用迭代收敛控制方法对相电流进行进一步的补偿.

由于相电流以3个周期为单位发生周期性变化, 对应这3个周期的相电流建立一个用于储存对应相电流补偿值的数组. 因为功率管实际上只能控制输出的控制电压, 所以数组中储存的实际上是对应的控制电压补偿值. 考虑到实际旋转变压器角度检测的精度和算法的计算量, 数组大小定为360. 令该数组的元素为  $U[i] (i = 1, 2, \dots, 360)$ , 则每个数组元素储存了相电流  $3^\circ$  电角度对应的补偿值.  $U[1] \sim U[120]$  表示相电流第1个周期对应的控制电压补偿值,  $U[121] \sim U[240]$  表示第2个周期对应的控制电压补偿值,  $U[241] \sim U[360]$  表示第3个周期对应的控制电压补偿值. 考虑到式(8)中所采用的前馈电流幅值补偿, 控制器最终输出的控制电压为

$$U = U_f + U[i] = A[j] U_m \sin \theta + U[i]. \quad (9)$$

相电流补偿值数组中元素  $U[i]$  的数值通过迭代的方式得到. 首先, 通过电流传感器检测定子相电流  $I$ , 并求得每3个相电流周期中电流的最大值  $I_m$ . 将  $I_m \sin \theta$  作为参考标准正弦波, 与当前检测到的定

子相电流  $I$  相减, 将得到的差  $\Delta i$  乘以增益  $K_p$  后累加到该电角度对应的相电流补偿值数组中. 实际上, 这是一个迭代计算的过程, 通过多个相电流周期的重复迭代, 相电流补偿值数组中的补偿值将会越来越接近真实所需的控制电压补偿值, 最后使得输出的控制电压能够产生接近参考标准正弦波  $I_m \sin \theta$  的相电流. 采用  $I_m \sin \theta$  作为参考标准正弦波的优点是, 可以在负载未知的情况下计算出相对合理的参考电流, 而不需要对电机进行具体建模.

实际上, 由于功率管和外界因素的影响, 定子相电流存在一定的纹波和干扰噪声, 即使进行滤波后, 这些纹波和干扰噪声也难以完全消除, 这造成了  $I_m$  测量值总是比实际所需要的参考标准正弦波幅值要大的现象. 如果直接使用  $I_m \sin \theta$  作为参考标准正弦波, 则会使纠正后的相电流  $I$  永远无法到达参考值  $I_m \sin \theta$ , 进而使相电流补偿值数组中  $U[i]$  一直迭代累加直到溢出, 最终使电机转速失控. 为了避免这种现象的发生, 需要在迭代计算过程中引入一个衰减系数  $K$  ( $0 < K < 1$ ),  $K$  的值非常接近于 1. 若  $U_k[i]$  为第  $k$  次迭代时  $U[i]$  的值, 则通过迭代得到  $U_{k+1}[i]$  值的计算式为

$$U_{k+1}[i] = K(K_p(I_m \sin \theta - I) + U_k[i]). \quad (10)$$

在迭代的过程中, 由于检测到的  $I_m$  总是偏大,  $U[i]$  值不断通过积分增大. 引入衰减系数  $K$  后, 随着  $U[i]$  的增大, 每次迭代中衰减系数  $K$  造成的减少量  $(1 - K)U[i]$  最终与由于测量值  $I_m$  偏大产生的误差量  $\Delta i_e$  的影响相互抵消, 此时  $U[i]$  的值收敛. 迭代过程中,  $U[i]$  的收敛性证明如下.

$$\text{当 } U_k[i] < \frac{KK_p \Delta i_e}{1 - K} \text{ 时, } 0 < K < 1, \text{ 有}$$

$$(1 - K)U_k[i] < KK_p \Delta i_e. \quad (11)$$

又因为式 (10) 成立, 变换式 (11) 后可得

$$U_k[i] < KK_p \Delta i_e + KU_k[i] = U_{k+1}[i]. \quad (12)$$

所以当  $U_k[i] < \frac{KK_p \Delta i_e}{1 - K}$  时,  $U_{k+1}[i] > U_k[i]$ . 同理有

$$U_{k+1}[i] \begin{cases} < U_k[i], U_k[i] > \frac{KK_p \Delta i_e}{1 - K}; \\ = U_k[i], U_k[i] = \frac{KK_p \Delta i_e}{1 - K}. \end{cases}$$

又因为在稳定的电机转速和负载情况下, 对于特定的数组元素  $U[i]$ , 误差量  $\Delta i_e$  是一个定值, 所以  $U[i]$  的值最终收敛于  $KK_p \Delta i_e / (1 - K)$ , 即

$$U_{k \rightarrow +\infty}[i] = KK_p \Delta i_e / (1 - K). \quad (13)$$

综上,  $U[i]$  的收敛性得证.

由式 (13) 可得

$$K = \frac{U_{k \rightarrow +\infty}[i]}{U_{k \rightarrow +\infty}[i] + K_p \Delta i_e}. \quad (14)$$

所以  $K$  的值可根据式 (14) 的变换 (式 (15)) 估算, 然后通过实验纠正, 有

$$K = \frac{U_{i \max}}{U_{i \max} + K_p \Delta i_{e \max}}. \quad (15)$$

其中:  $\Delta i_{e \max}$  为整个相电流周期中误差量  $\Delta i_e$  的最大值, 可由实验测得;  $U_{i \max}$  为相电流补偿值数组中  $U[i]$  的最大允许值, 一般可以取值为电源电压的 10%. 得到  $K$  的估算值后, 需要通过实验进行纠正. 具体纠正规律是: 当经过补偿的相电流正弦度较差时, 表明  $U[i]$  的收敛值过小, 应适当增大  $K$  值; 当相电流补偿值数组  $U[i]$  中的数稳定较慢时, 表明  $U[i]$  的收敛值过大, 所需迭代次数过多, 应适当减小  $K$  值. 遵循此纠正规律, 即可找到性能的最优点, 通过调整  $K$  的数值, 可以使得最终  $U[i]$  以合适的收敛速度稳定在适当的数量级上, 从而保证迭代过程收敛, 避免电机转速失控的现象发生. 另外, 由式 (9) 可知, 最终输出的控制电压由  $U[i]$  和  $U_f$  组成. 因为迭代收敛过程每个电周期迭代一次, 在电机动态变化过程中  $U[i]$  的变化量相对较小, 且  $U[i]$  的数值相对于前馈控制电压  $U_f$  较小, 影响动态性能的主要因素是式中前馈部分  $U_f$ . 所以,  $U[i]$  所对应的迭代收敛控制对动态性能影响较小.

在采用前馈电流幅值补偿的基础上, 迭代收敛控制方法以计算出的标准正弦波为参考, 通过多次迭代修正所需补偿的电压值  $U[i]$ , 最终使得相电流趋于正弦波. 整个航空油泵电机控制系统如图 6 所示.

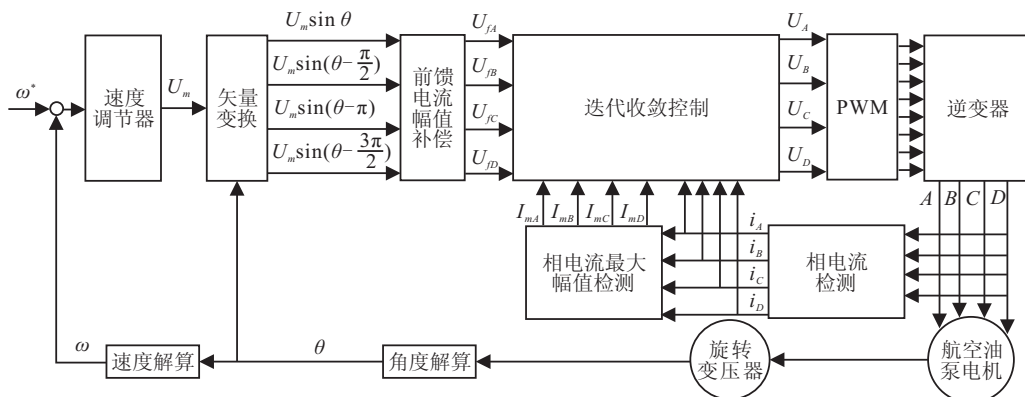


图 6 电机控制系统

图6中: 前馈电流幅值补偿为  $U_f = A[j]U_m \sin \theta$ ; 迭代收敛控制为

$$U_{k+1}[j] = K(K_p(I_m \sin \theta - I) + U_k[i]),$$

$$U = U_f + U[i].$$

#### 4 实验分析

用于进行电机测试的实验平台如图7所示. 采用数字信号处理器 TMS320F28069 作为控制器, 使用一台发电机作为加载系统与实验样机同轴连接, 以便进行带载实验. 实验样机采用实验室自行研制的航空油泵四相容错电机, 额定功率为 15 kW, 额定转矩为 9.55 N·m, 额定转速为 15 000 rpm, 额定相电流幅值为 47.1 A, 极对数为 3, 相电感为 0.95 mH, 相电阻为 0.57  $\Omega$ . 为了方便实验, 本文在电机使用时降低转速和功率, 发电机与实验样机中间通过转矩转速传感器相连, 该传感器不仅可以测量电机的输出转矩和转速, 还可以测得电机的输出功率. TMS320F28069 输出的 PWM 波通过驱动芯片控制绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的关断和导通, 进而控制电机的相电压, 从而驱动电机旋转. 电机上加装旋转变压器检测电机转子的机械角度, 每相驱动电路中均装有电流传感器以检测相电流. 实验中, 控制器直流输入电压为 24 V, 采样和控制周期为 50  $\mu$ s. 为方便对比, 电机转速均为 1 000 rpm.

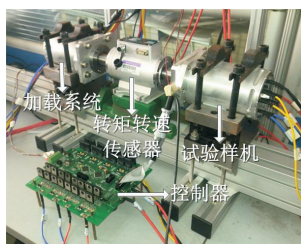


图7 实验平台实物

采用无补偿的正弦波电压矢量控制方法, 将由旋转变压器检测到的转子机械角度换算成电角度  $\theta$ , 直接给出控制电压  $U_m \sin \theta$ . 此时相电流波形如图8(a)所示, 可以看到, 相电流幅值波动较大, 且相电流有较为严重的畸变, 由此可判定相电流中富含谐波分量. 此时测得的相电流最大幅值为 6.7 A, 控制器输入主电流为 5.1 A, 电机输出转矩为 0.862 4 N·m, 输出功率为 90.3 W. 由前文所述的控制器直流输入电压可算得此时整个航空油泵电机系统的综合效率为 73.8%.

采用前馈电流幅值补偿控制方法后, 相电流波形如图8(b)所示, 可以看到, 相电流幅值波动基本被消除, 但相电流畸变依然很严重, 其中的大量谐波分量依然存在. 此时测得的相电流最大幅值为 5.15 A, 控制器输入主电流为 5.0 A, 电机输出转矩为

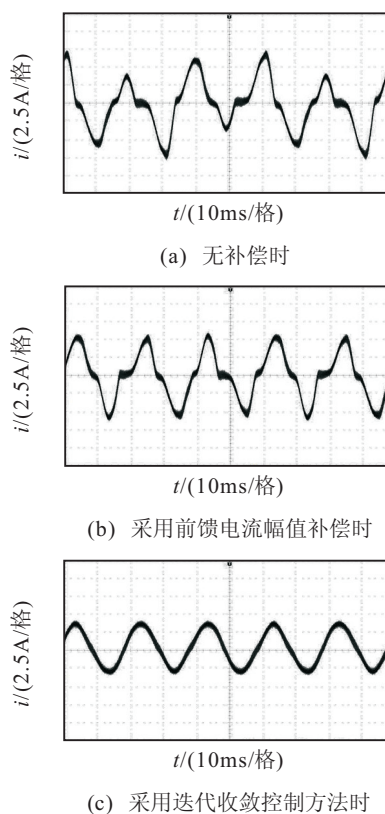


图8 采用不同控制律时相电流波形

0.850 0 N·m, 输出功率为 89.0 W, 整个航空油泵电机系统的综合效率为 74.2%. 可以看到, 采用前馈电流幅值补偿控制方法后, 相电流最大电流幅值明显减小, 但电机效率提升不大.

在前馈电流幅值补偿的基础上, 采用迭代收敛控制方法, 此时相电流波形如图8(c)所示, 可以看到, 相电流基本被纠正为标准正弦波, 由此可判定相电流中的大量谐波分量已经被基本消除. 此时使用的衰减系数  $K$  的值为 0.998 3, 测得的相电流最大幅值为 3.6 A, 控制器输入主电流为 4.7 A, 电机输出转矩为 0.869 1 N·m, 输出功率为 91.0 W, 整个航空油泵电机系统的综合效率为 80.7%. 相比于无补偿的正弦波电压矢量控制方法, 相电流最大幅值减少了 29.9%, 系统综合效率提升了 6.9%. 由此表明, 本文所述相电流畸变纠正控制算法能够较好地消除相电流谐波, 同时可以减少相电流最大幅值, 提高电机系统综合效率.

#### 5 结论

本文以航空油泵永磁容错电机为研究对象, 分析了该电机相电流发生畸变的原因, 并提出了对应的纠正控制方法, 得到以下结论:

- 1) 相电流发生畸变的主要原因是电枢反应中磁饱和现象和功率管的非线性特性等, 这些因素使得相电流中富含奇次谐波分量.
- 2) 本文所提出控制方法的控制原理基于  $i_d = 0$  控制, 包含电流前馈幅值补偿和迭代收敛控制两个

主要畸变纠正方法. 电流前馈幅值补偿可以基本消除相电流幅值波动, 迭代收敛控制通过重复迭代可将相电流强制纠正为标准正弦波.

3) 实验表明, 相比于传统的正弦波电压矢量控制, 本文所述的相电流畸变纠正控制可以很好地消除相电流谐波, 减少相电流幅值, 最终提升电机系统效率.

### 参考文献(References)

- [1] Miller T J E. Faults and unbalanced forces in the switched reluctance machine[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(2): 319-328.
- [2] Ferreira A A, Jones S R, Drager B T, et al. Design and implementation of a five-hp switched reluctance, fuel-lube, pump motor drive for a gas turbine engine[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1995, 10(1): 56-61.
- [3] Zhao Wen Xing, Cheng Ming, Chau K T, et al. Control and operation of fault-tolerant flux-switching permanent-magnet motor drive with second harmonic current injection[J]. IET Electric Power Applications, 2012, 6(9): 707-715.
- [4] 司宾强, 吉敬华, 朱纪洪, 等. 四相永磁容错电机的两种容错控制方法[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 1007-1012. (Si B Q, Ji J H, Zhu J H, et al. Two fault tolerant strategies for four-phase permanent-magnet fault-tolerant machine[J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 1007-1012.)
- [5] 吉敬华, 孙玉坤, 朱纪洪, 等. 新型定子永磁式容错电机的工作原理和性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 96-101. (Ji J H, Sun Y K, Zhu J H, et al. Operating principle and performance analysis of a novel stator-PM fault tolerant machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 96-101.)
- [6] Barrie C M, Alan G J, David J A, et al. Design and testing of a four-phase fault-tolerant permanent-magnet machine for an engine fuel pump[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2004, 19(4): 671-677.
- [7] 王宏佳, 杨明, 牛里, 等. 永磁交流伺服系统电流环带宽扩展研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(12): 56-62. (Wang H J, Yang M, Niu L, et al. Current loop bandwidth expansion for permanent magnet AC servo system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(12): 56-62.)
- [8] 陈宁, 张跃, 桂卫华, 等. 内埋式永磁同步电机驱动系统的弱磁控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(6): 717-723. (Chen N, Zhang Y, Gui W H, et al. Flux-weakening control for interior permanent magnet synchronous motor drive systems[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(6): 717-723.)
- [9] 王恩德, 黄声华. 表贴式永磁同步电机伺服系统电流环设计[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 82-88. (Wang E D, Huang S H. Current regulator design for surface permanent magnet synchronous motor servo systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 82-88.)
- [10] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81. (Lu W Q, Hu Y W, Liang J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.)
- [11] Liu Hui-xian, Li Shi-hua. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [12] Moon H T, Kim H S, Youn M J. A discrete-time predictive current control for PMSM[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2003, 18(1): 464-472.
- [13] Tiwari A N, Agarwal P, Srivastava S P. Performance investigation of modified hysteresis current controller with the permanent magnet synchronous motor drive[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(2): 101-108.
- [14] 孔小兵, 刘向杰. 双馈风力发电机非线性模型预测控制[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 636-643. (Kong X B, Liu X J. Nonlinear model predictive control for DFIG-based wind power generation[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(5): 636-643.)
- [15] 王伟华, 肖曦. 永磁同步电机高动态响应电流控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 117-123. (Wang W H, Xiao X. A current control method for permanent magnet synchronous motors with high dynamic performance[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 117-123.)
- [16] Wu L J, Zhu Z Q, Staton D, et al. Subdomain model for predicting armature reaction field of surface-mounted permanent-magnet machines accounting for tooth-tips[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2011, 47(4): 812-822.
- [17] Lubin T, Mezani S, Rezzoug A. Improved analytical model for surface-mounted PM motors considering slotting effects and armature reaction[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2010, 25: 293-314.
- [18] Hoang K D, Zhu Z Q, Foster M P. Influence and compensation of inverter voltage drop in direct torque-controlled four-switch three-phase PM brushless AC drives[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(8): 2343-2357.