

# 无刷直流电动机线电流的解析计算

高庆嘉, 白越, 王鹤

(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林长春 130033)

**摘要:** 为了能够方便准确地预测无刷直流电动机的机械特性, 对电动机的线电流进行了解析计算。根据电动机电路模型和电压平衡方程式, 在不忽略电感和电阻的情况下对换相过程进行分析, 指出了电磁时间常数和—个状态角换相周期的比值关系是影响相电流瞬时值变化的主要因素。结合相电流瞬时值变化特点将线电流的计算模型分为两种, 在此基础上推导了不同情况下电流瞬时值解析表达式, 最后借助 Matlab 软件得到了电动机线电流的解析解。与两台典型无刷直流电动机实测数据进行对比验证, 该方法计算精度较高且简便、快速, 可应用于工程实际。

**关键词:** 无刷直流电动机; 线电流; 解析计算; 机械特性; 电磁时间常数

**中图分类号:** TM33 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-7018(2011)07-0001-04

## Analytical Calculation of Line Current for Brushless DC Motor

GAO Qing-jia, BAI Yue, WANG He

(Changchun Institute of Optics Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China)

**Abstract:** In order to easily and accurately predict mechanical characteristics of brushless DC motors, the analytical calculation of the line current was done. Firstly, the commutation process including the case of inductance and resistance was analyzed based on the motor circuit model and voltage balance equation. It was analyzed that the ratio of electromagnetic time constant and a commutation cycle period at a state angle was the main reason of the three-phase transient current variations, which makes line current calculation model divided into two parts. Then, the analytical expressions of the phase transient current variations were derived. At last, line current analytical solutions were given by the means of Matlab. The calculating results of two typical prototypes were compared and verified with experimental data. The error was less than 5%, and the method was easy and fast and had a high precision. As a result, the method in this paper can provide a reference for the motor design and application.

**Key words:** brushless DC motor; line current; analytical calculation; mechanical characteristic; the electromagnetic time constant

## 0 引言

无刷直流电动机具有结构简单、运行效率高、转矩密度大和可靠性好等诸多优点, 已广泛应用于各种伺服控制和驱动等场合<sup>[1-3]</sup>。机械特性是电动机设计和应用最重要的特性之一, 不同负载下线电流的变化表征了无刷直流电动机机械特性的变化。借助测功机等仪器的试验方法可以获得较准确的线电流, 但在某些应用场合如电动机在线测量、高速运转以及大电流短时工作等, 该方法将受到一定的限制。利用电动机数学模型并借助仿真工具可以获得数值解, 但人们还是期望得到解析解, 这是由于解析解能够描述电动机内在参数与外部特性之间的函数关系, 为电动机设计和性能预测提供简洁的计算方法。

从目前正式出版的包含永磁无刷直流电动机设

计内容的书籍看, 基本都采用忽略电感的直流电动机分析模型<sup>[3-6]</sup>, 而在分析转矩脉动方面的文章却忽略电阻的存在<sup>[7-8]</sup>。这是由于同时求取计及电阻和电感的电动机电路模型较困难。但无刷直流电动机的电流是由相绕组通过逆变电路按照一定次序轮流换相产生, 忽略电感或电阻势必导致电流计算值和实际值存在一定偏差, 进而影响到实际应用。文献[9]分析了计及绕组电感的无刷直流电动机机械特性, 但平均电流积分区间不合适; 文献[10-11]分析了计及绕组电感的无刷直流电动机电路模型和平均电流计算公式, 但忽略了  $U < 4E$  这一先决条件。另外, 上述文献中均忽视了电磁时间常数  $\tau$  对换相电流的影响, 这对于有些无槽电动机、空心杯电动机等较小电磁时间常数的电动机来说, 将不能真实地描述换相过程和电流变化, 从而导致错误的电动机线电流解析解。

本文以常见的两相导通星型三相六状态无刷直流电动机为例, 对电动机线电流进行了解析计算。根据电动机电路模型对换相过程进行分析, 指出了

收稿日期: 2011-02-27

基金项目: 中国科学院“十一五”基金(No. 61501.02.03.04)

国家自然科学基金(50905174)

电磁时间常数和—个状态角换相周期的比值关系是影响相电流瞬时值变化的主要因素。根据电磁时间常数和—个状态角换相周期的比值关系,将电流计算模型分为两种,并推导了相应的电流瞬时值解析表达式,最后借助 Matlab 软件计算电动机线电流的解析解。通过与两台典型无刷直流电动机实测数据进行对比验证,证明了本文分析方法和计算公式的正确性,且计算简便、快速,可为无刷直流电动机设计和应用提供—定参考。

### 1 电动机分析模型

本文以两相导通星型三相六状态永磁无刷直流电动机为研究对象,电动机电路模型如图 1 所示,其中  $U$  为功率桥两端的直流电压,  $T1 \sim T6$  为 MOSFET 功率管,  $D1 \sim D6$  为续流二极管,  $R$  和  $L$  分别为—相绕组的等效电阻和等效电感,  $u, e, i$  分别为各相绕组的端电压、反电势和电流的瞬时值,电流以流向绕组中心点为正,电压以中心点为参考点。

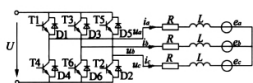


图1 电动机电路模型

为方便换相过程分析,作如下假设:

(1) 忽略开关管和续流二极管的管压降。无刷直流电动机换相过程的换流时间通常在毫秒级,而开关管本身的关断时间在微秒级,因此可以完全忽略开关管本身关断对换相过程换流的影响;

(2) 相绕组的等效电感为常数;

(3) 换相过程中电动机的转速保持恒定;

(4) 假设反电势波形平顶宽度大于  $120^\circ$  电角度。关于反电势波形平顶宽度选择问题,可假设平顶部分大于  $120^\circ$  电角度或平顶宽度为  $120^\circ$  电角度,实际上主要取决于电动机电磁时间常数大小,当电磁时间常数较小时,取前者较合适。

电气系统的基本数学方程式主要是三相电枢绕组的电压平衡方程式。电动机正常运行时,星型连接的三相电枢绕组的端电压应满足下列平衡方程:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

电动机工作时,每一瞬间有两相绕组导通,每隔  $1/6$  周期 ( $60^\circ$  电角度) 换相—次,称为—个状态角,每次换相—个绕组,每个绕组导通  $120^\circ$  (电角度)。

—个状态角对应的换相时间  $T = \frac{1}{6} \cdot \frac{60}{pn} = \frac{10}{pn}$ , 式中,

$n$  为电动机转速,  $p$  为磁极对数。不同状态下绕组及功率管导通顺序如表 1 所示。

表 1 不同导通状态下绕组及功率管导通顺序

状态	I	II	III	IV	V	VI
导通相	A/C	B/C	B/A	C/A	C/B	A/B
功率管	T1T2	T2T3	T3T4	T4T5	T5T6	T6T1

由上述分析可知,只要对任意—个状态进行分析,就可求得整个换相周期的解,下面的讨论基于电动机从 A/C 相导通结束到 B/C 相导通换相过程,以及 B/C 相导通—个状态角内过程。

### 2 换相过程分析

如图 2 所示,电动机换相过程主要包括换相区和导通区两部分。在状态 I 结束、状态 II 开始时,开关  $T2$  保持开通状态不变,  $T1$  关断的同时  $T3$  打开,此时 C 相绕组电流持续, B 相绕组电流由零开始上升,等效电路如图 2a 所示。由于电感存在, A 相电流不可能马上突变为零,而是通过与  $T4$  反并联的二极管  $D4$  续流,经过—段时间  $t_1$  下降至零,由于二极管阻断特性,  $D4$  关断,换相区结束,此时电动机只有 B 相和 C 相绕组导通。进入导通区,等效电路如图 2b 所示,当到达  $T$  时刻—个换相状态结束,下一个换相状态开始。

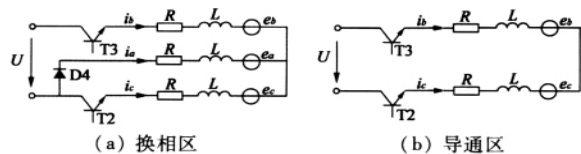


图2 电动机等效电路

下面对换相区和导通区内的电流变化分别进行分析。

#### 2.1 换相区 ( $0 \sim t_1$ 时刻)

换相区内 A 相电流经过  $t_1$  时间降为零,由图 2a 可列出该时间段的电压平衡方程式:

$$\left. \begin{aligned} Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a - e_c - L \frac{di_c}{dt} - Ri_c &= 0 \\ Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b - e_c - L \frac{di_c}{dt} - Ri_c &= U \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中,初始条件:

$$\left. \begin{aligned} i_a(0) &= -i_c(0) = I_0 \\ i_b(0) &= 0 \\ e_a = e_b &= -e_c = E \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

三相电流表达式:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{U + 2E + 3Ri_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{2(U - E + 3Ri_c)}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} &= -\frac{U - 4E + 3Ri_c}{3L} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由式(2)和式(3)解得:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= -\frac{U+2E}{3R} + \frac{3RI_0+U+2E}{3R} e^{-\frac{t}{\tau}} \\ i_b &= \frac{2U-2E}{3R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \\ i_c &= \frac{4E-U}{3R} + \frac{U-4E-3RI_0}{3R} e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

式中:  $\tau$  为电动机电磁时间常数  $\tau = \frac{L}{R}$ 。

在换相结束时刻  $t_1$  时 B 相和 C 相电流值:

$$i_b(t_1) = \frac{(2U-2E)I_0}{3RI_0+U+2E} \quad (6)$$

根据式(5)可解得  $i_a$  降为零和  $i_b$  升到  $I_0$  所需时间  $t_{a_f}$  和  $t_{b_f}$ :

$$t_{a_f} = \tau \ln \left( 1 + \frac{3RI_0}{U+2E} \right) \quad (7)$$

$$t_{b_f} = \tau \ln \left( 1 + \frac{3RI_0}{2U-2E-3RI_0} \right) \quad (8)$$

实际中,由于电动机工作电压、转速以及负载的不同,  $i_a$  和  $i_b$  变化率可能不同,因此可分为三种情况:

(1)  $\frac{di_a}{dt} = \frac{di_b}{dt}$ , 即  $i_a$  降为零时  $i_b$  达到稳态值  $I_0$ ,

如图 3a 所示,此时  $t_{a_f} = t_{b_f}$ , 得  $U = 4E + 3RI_0$ 。

(2)  $\frac{di_a}{dt} < \frac{di_b}{dt}$ ,  $i_a$  降为零时  $i_b$  未达到稳态值  $I_0$ ,

如图 3b 所示,此时  $U < 4E + 3RI_0$ 。

(3)  $\frac{di_a}{dt} > \frac{di_b}{dt}$ ,  $i_a$  未降为零时  $i_b$  早已达到稳态值  $I_0$ , 如图 3c 所示,此时  $U > 4E + 3RI_0$ 。

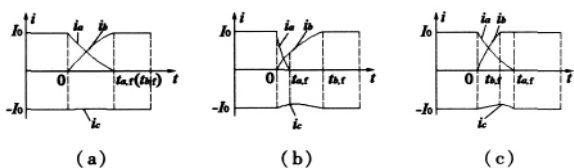


图3 一个换相角内三相电流变化

电磁时间常数  $\tau$  表征了电动机电流从零增加到最大值的 63.2% 所用的时间。因此  $i_{b_f}$  不但与电磁时间常数  $\tau$  有关,还跟一个换相状态角的时间  $T$  有关联。通常情况下  $\tau$  的数值一般在毫秒和微妙间,而续流时间  $t_{a_f}$  为微妙级甚至更小,因此,多数电动机换相过程是按照图 3b 所描述的电流变化进行的,本文即针对图 3b 情况进行分析,其他两个情况分析过程与之类似。

### 2.2 导通区( $t_1 - T$ 时刻)

在导通区内, A 相电路断开, B 相电流继续上升,导通区内  $i_b$  变化曲线根据  $\tau$  和  $T$  的不同可分为两种情况,如图 4 所示。一种情况是  $i_b$  从  $t_1$  时刻到  $T$  时刻电流持续增大,直到  $T$  时刻恰好达到  $I_0$ , 如图

4a 所示;另一种情况是  $i_b$  在  $T$  时刻之前已经达到  $I_0$ , 维持一段时间后进入下一换相状态,如图 4b 所示。根据电磁时间常数的定义,  $i_b$  由零增加到最大值所需时间为  $\frac{\tau}{0.632}$ , 当  $\frac{\tau}{0.632} < T$  时第一种情况发

生,反之,第二种情况发生。设  $\mu = \frac{0.632}{T}$ , 则两种情况分别对应  $\mu \in (0, 1)$  和  $\mu \in (1, +\infty)$  两个区间,因此导通区内  $i_b$  的解分两种情况分析计算。

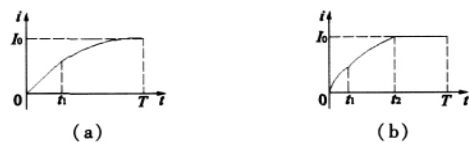


图4  $i_b$  在一个状态角内变化曲线

导通区内以 A 相电流降为零时间为零时刻,结合图 2b, 可得 B/C 相在导通区的电压平衡方程:

$$U = 2(Ri_b + E + L \frac{di_b}{dt}) \quad (9)$$

初始条件:  $i_b(0) = -i_c(0) = I_1$

当  $\mu \in (1, +\infty)$ , 对应的导通过程如图 4a 所示,由式(9)可得 B 相和 C 相电流:

$$i_b = -i_c = \frac{U-2E}{2R} + \frac{(U+2E)(RI_0+2E-U)}{2R(3RI_0+U+2E)} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (10)$$

初始电流解:

$$I_0 = I_r \cdot \frac{2-2e^{-\frac{T}{\tau}}}{2-e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad (11)$$

式中:  $I_r$  为忽略电感的电流值  $I_r = \frac{U-2E}{2R}$ 。

当  $\mu \in (0, 1)$  时,对应的导通过程如图 4b 所示。B 相和 C 相电流的解表达式:

$$i_b = -i_c = \begin{cases} \frac{U-2E}{2R} + \frac{(U+2E)(RI_0+2E-U)}{2R(3RI_0+U+2E)} e^{-\frac{t}{\tau}} & 0 \leq t < t_2 \\ I_0 & t_2 \leq t \leq T \end{cases} \quad (12)$$

初始电流解:

$$I_0 = I_r \cdot \frac{2e^{-\frac{t_1+t_2}{\tau}} - 2e^{-\frac{t_1+T}{\tau}}}{2 - e^{-\frac{t_1+T}{\tau}}} \quad (13)$$

式中:  $t_2$  为以  $t_1$  为零时刻起点  $i_b$  达到稳态值  $I_0$  的时间  $t_2 = \frac{\tau}{0.632} - t_1$ 。

### 3 线电流的解析计算

线电流即流经电源母线上的平均电流值,下面对线电流计算公式进行讨论。由于 A 相电流是通

过开关  $T_2$  与续流二极管  $D_4$  组成一个回路,并没有流过电源母线,因此,在讨论的 B/C 相导通状态角内,线电流  $I$  只与 B 相平均电流有关,  $i_b$  的平均值即电动机的线电流:

$$I = I_b = \frac{1}{T} \int_0^T i_b dt \quad (14)$$

当  $\mu \in (1, +\infty)$  时,

$$I = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_1} i_b dt + \int_0^{T-t_1} i_b dt \right) \quad (15)$$

结合式(5)、式(10)、式(11)、式(15),利用 Matlab 容易求得  $I$ , 整理后  $I$  表达式:

$$I = \frac{(2U - 2E)(t_1 - \tau + \tau e^{-\frac{t_1}{\tau}})}{3RT} + \frac{(\tau + 3T - 3t_1 - \tau e^{-\frac{T-t_1}{\tau}})UI_0}{2T(3RI_0 + U + 2E)} + \frac{(\tau - 3T + 3t_1 - \tau e^{-\frac{T-t_1}{\tau}})EI_0}{T(3RI_0 + U + 2E)} + \frac{(\frac{1}{2}U^2 + E^2)(T - t_1 + \tau e^{-\frac{T-t_1}{\tau}} - \tau)}{RT(3RI_0 + U + 2E)} \quad (16)$$

当  $\mu \in (0, 1)$  时,

$$I = \frac{1}{T} \left( \int_0^{t_1} i_b dt + \int_0^{t_2} i_b dt + \int_{t_2}^{T-t_1} i_b dt \right) \quad (17)$$

结合式(5)、式(10)、式(13)、式(17),利用 Matlab 容易求得  $I$  表达式:

$$I = \frac{(T - \frac{\tau}{0.6})I_0}{T} + \frac{(2U - 2E)(t_1 - \tau + \tau e^{-\frac{t_1}{\tau}})}{3RT} + \frac{(\tau + 3\frac{\tau}{0.6} - 3t_1 - \tau e^{-\frac{1}{0.6}})UI_0}{2T(3RI_0 + U + 2E)} + \frac{(\tau - 3\frac{\tau}{0.6} + 3t_1 - \tau e^{-\frac{T-t_1}{\tau}})EI_0}{T(3RI_0 + U + 2E)} + \frac{(\frac{1}{2}U^2 + E^2) \left[ \frac{\tau}{0.6} - t_1 + \tau e^{-\frac{1}{0.6} - \frac{t_1}{\tau}} - \tau \right]}{RT(3RI_0 + U + 2E)} \quad (18)$$

#### 4 验证与讨论

为了验证上述分析方法和计算公式的正确性,分别以定子有齿槽无刷直流电动机和无齿槽无刷直流电动机两台电动机的实测数据进行对比验证,这两台电动机分别代表了  $\mu \in (1, +\infty)$  和  $\mu \in (0, 1)$  两种情况。

定子有槽无刷直流电动机参数:  $U = 329 \text{ V}$ ,  $p = 4$ ,  $R = 32 \Omega$ ,  $L = 107 \text{ mH}$ ,  $\tau = 3.3438 \text{ ms}$ ,  $K_e = 0.0553 \text{ V}/(r \cdot \text{min})$ 。该电机在输出力矩  $0.12 \text{ N} \cdot \text{m}$  时,

负载点转速  $4468 \text{ r/min}$ , 实测电流值为  $0.241 \text{ A}$ 。由于  $\mu = 9.456$ , 利用式(16)计算, 线电流  $0.231 \text{ A}$ , 误差  $4.3\%$ , 文献[10]计算结果为  $0.218 \text{ A}$ , 误差  $9.5\%$ , 本文计算公式精度更高。按式(16)计算, 线电流-转速计算值与实测值如图 5a 所示。

无齿槽无刷直流电动机参数:  $U = 28 \text{ V}$ ,  $p = 3$ ,  $R = 0.35 \Omega$ ,  $L = 0.09 \text{ mH}$ ,  $K_e = 0.005313 \text{ V}/(r \cdot \text{min})$ ,  $\tau = 0.2571 \text{ ms}$ 。该电机在输出力矩  $0.15 \text{ N} \cdot \text{m}$  时, 负载点转速  $4760 \text{ r/min}$ , 实测电流值为  $2.99 \text{ A}$ , 由于  $\mu = 0.581$ , 利用式(18)计算, 线电流  $3.08 \text{ A}$ , 误差为  $3.01\%$ 。按式(18)计算, 线电流-转速计算值与实测值如图 5b 所示。

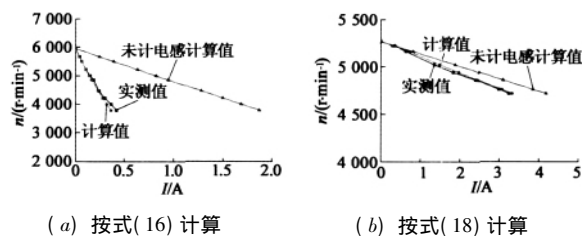


图5 线电流-转速计算值与实测值

通过上述验证比较,可见两台电动机的线电流计算值与实测值较吻合,计算精度较高,并且线电流的整个计算过程简便、快速。计算结果与实测值间的误差可能与电动机反电势实际波形和设定条件不完全相同有关,此外还与电感值和电阻值的测量准确度有关。

定子有槽无刷直流电动机在负载点转速  $4468 \text{ r/min}$  时, 实测电流值为  $0.241 \text{ A}$ , 不计及电感的线电流  $1.28 \text{ A}$ , 是实测电流的  $5.3$  倍, 两者相差较大, 此时  $\mu = 9.456$ 。无槽电动机在负载点转速  $4760 \text{ r/min}$  时, 不计及电感计算的线电流  $3.85 \text{ A}$ , 是实测电流的  $1.3$  倍, 两者相差相对较小, 此时  $\mu = 0.581$ 。由此可见,  $\mu$  越大, 电流实际值与不计电感电流计算值相差越大。另外, 由图 5 可以看出, 空载转速时绕组电感对电流影响较小, 其计算值与实测值基本一致, 随着力矩增大, 转速下降, 忽略绕组电感的线电流计算值较实测值偏差越来越大, 而采用计及绕组电感的模型计算线电流时, 测试值与计算值比较吻合。

#### 5 结论

(1) 无刷直流电动机的换相过程主要包括换相区和导通区两部分, 电磁时间常数与一个状态角换相周期比值关系决定了导通区内瞬态电流具有不同的解析表达式, 进而影响线电流的解析解。

(2)  $\mu \in (1, +\infty)$  时, 瞬态电流由两段分段函数组成,  $\mu \in (0, 1)$  时由三段分段函数组成。忽略电感 (下转第 24 页)

(2) 永磁体结构方面,表贴式结构具有机械对称性好、安装方便、成本较低等优点,在高速永磁电机的设计中较为常用,所以本设计采用了表贴式永磁体结构。

(3) 空载条件下,槽数越多,转子转矩脉动越小。额定负载情况下,随着槽数的增多,转子涡流损耗逐步减少。

(4) 空载条件下,转子损耗随气隙增大而减小。同时,气隙长度达到 2 mm 后,再增加气隙长度,对转子损耗的削弱效果不明显。

参考文献

[1] 沈建新,费伟中,陈利根. 气隙磁场波形及磁瓦充磁方式对无刷直流电动机性能的影响[J]. 微特电机, 2006(6): 7-9.  
 [2] 周凤争,沈建新,林瑞光. 从电机设计的角度减少高速永磁电机转子损耗[J]. 浙江大学学报, 2007, 41(9): 1588-1591.  
 [3] 周凤争,沈建新,王凯. 转子结构对高速无刷电机转子涡流损耗的影响[J]. 浙江大学学报, 2008, 42(9): 1588-1590.  
 [4] 余莉. 高速永磁无刷直流电机性能分析与设计的研究[D]. 南京: 东南大学, 2007.  
 [5] Hippner M, Harley R G. Looking for an optimal rotor for high-speed permanent-magnet synchronous machine [C]//Industry Application Society Annual Meeting, Conference Record of the

1992 IEEE, 1992, 1: 265-270.  
 [6] Binder A, Schneider T, Klohr M. Fixation of Buried and surface-mounted magnets in high-speed permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions On Industry Applications, 2006, 42(4): 1031-1037.  
 [7] 王继强,王凤翔,鲍文博,等. 高速永磁电机转子设计与强度分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 140.  
 [8] 王凤翔. 高速电机的设计特点及相关技术研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2006, 28(3): 258-264.  
 [9] 王继强. 高速永磁电机的机械和电磁特性研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2007.  
 [10] Hendershot J R, Miller T J E. Design of brushless permanent magnet motors [M]. Magna Physics Publishing & Clarendon Press, 1994.  
 [11] Zhu Z Q, Xia Z P, Wu L J, et al. Influence of Slot and Pole Number Combination on Radial Force and Vibration Modes in Fractional Slot PM Brushless Machines Having Single- and Double-layer Windings [C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, 2009: 3316-3323.  
 [12] 陈世坤. 电机设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000: 10-17.  
 [13] 周凤争,沈建新,王凯,等. 高速永磁无刷直流电动机拓扑结构的研究[J]. 微特电机, 2007(10): 1-3.

(上接第4页)

的电动机线电流计算值与实测值的误差随着  $\mu$  增大而增大,两者近似成正比关系。

(3) 借助 Matlab 软件对电动机线电流进行解析计算,计算精度较高,且简便、快速,可为无刷直流电动机的设计和应用提供一定参考。

参考文献

[1] 吴一辉,高庆嘉,白越,等. 反作用飞轮驱动电机的电磁设计[J]. 光学精密工程, 2010, 18(6): 1319-1325.  
 [2] 高庆嘉,白越,吴一辉,等. 姿控飞轮用永磁无刷直流电动机电磁设计与分析[J]. 微特电机, 2009, 10: 4-6.  
 [3] 张琛. 直流无刷电动机原理及应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.  
 [4] Hendershot Jr. J R, Miller T J E. Design of Brushless permanent-magnet motors [M]. Oxford University Press, 1995.  
 [5] 李钟明,刘卫国,刘景林,等. 稀土永磁电机 [M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.

(上接第12页)

[3] 吴德荣,李景川. 遗传算法在电机系列优化设计中的应用研究[J]. 西安交通大学学报, 1999(2): 16-20.  
 [4] 唐任远. 现代永磁电机-理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.  
 [5] 陈金涛,辜承林. 基于遗传算法的永磁直流电机优化设计[J]. 微电机, 2006, 39(8): 21-24, 81.  
 [6] 陈世坤. 电机设计(第2版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.  
 [7] 邢文训,谢金星. 现代优化计算方法 [M]. 北京: 清华大学出

[6] 叶金虎. 现代无刷直流永磁电动机的原理和设计 [M]. 北京: 科学出版社, 2007.  
 [7] 罗宏浩,吴峻,赵宏涛,等. 永磁无刷直流电机换相控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 108-122.  
 [8] 王淑红,熊光煜. 无刷直流电机换相转矩脉动减小及动态仿真[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(2): 169-173.  
 [9] 王晋,陶桂林,周理兵,等. 基于换相过程分析的无刷直流电动机机械特性的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 141-145.  
 [10] 谭建成. 无刷直流电动机换相分析和电流转矩解析表达式[J]. 微电机, 2010, 43(5): 13-18.  
 [11] 李鲲鹏,胡虔生,黄允凯. 计及绕组电感的永磁无刷直流电动机电路模型及其分析[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 76-80.

作者简介: 高庆嘉(1983-)男, 研究实习员, 主要从事永磁电动机及飞行器设计。

版社, 1998.  
 [8] 李鲲鹏,胡虔生. 遗传算法电机优化设计简介[J]. 微特电机, 2001(4): 32-33.  
 [9] 周克定. 遗传算法的基本理论及其在电机优化设计中的应用[J]. 湖北工学院学报, 1995(4): 1-6.  
 [10] 魏静微. 小功率永磁电机原理、设计与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.

作者简介: 王广生(1986-)男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, 电机控制。