

稀土永磁无刷直流电动机反电势及电磁转矩的计算

周元芳

(广西大学 南宁 530004)

Calculation of Back EMF and Electromagnetic Torque of Rare Earth Permanent Magnet Brushless DC Motor

Zhou Yuanfang

(Guangxi University, Nanning 530004)

【摘要】 用类似直流电机的分析方法,推导了永磁无刷直流电动机的电势和电磁转矩公式,讨论了这种电机的电枢反应,得出空载磁通与负载磁通近似相等的结论。

【关键词】 无刷直流电机 电势 电磁转矩 电枢反应

【Abstract】 Formulas of electromotive force and electromagnetic torque of rare earth permanent magnet brushless DC motor are developed by using the method of analysing DC motor. The armature reaction of the motor is discussed. The result that the flux per pole is approximately equal in no load and load is retained.

【Keywords】 brushless DC motor electromotive force electromagnetic torque armature reaction

1 引言

电势和电磁转矩的计算对永磁无刷直流电动机的设计有重要的意义,电动机负载后气隙磁场的变化又会对电势和电磁转矩产生一定的影响。永磁无刷直流电动机,本质上是一台永磁同步电动机,可以把它作为永磁同步电动机来设计。为了与逆变器相配合产生较大的转矩,有些永磁无刷电动机采用瓦形磁极或由若干块扁平磁钢组成一个磁极,极弧接近 180° ,气隙磁场为矩形波或梯形波。若用一般同步电机的计算公式去计算其电势和电磁转矩,会有较大的误差。既然是直流电机,我们就用分析直流电机的方法导出其电势和电磁转矩计算公式。这种电机的电枢反应不同于同步电动机,也不同于一般直流机,有必要进行认真的分析和研究。

2 电势的计算

我们讨论的电机转子采用稀土瓦形磁极,极弧 180° ,气隙均匀,即气隙磁场为矩形波。由于磁场有较强的三次谐波,为了减少附加损耗,定子采用星形接法。电机运行时总是两相通电,为三相六状态运行。转子每转过 60° 电角便有一次电流切换,每相连续通电 120° 电角。下面我们研究磁极移动时(先忽略电枢反应的影响),定子有效相电势变化情况。图 1 中(a)是定子由 CB 相通电转为 AB 相通电的瞬间,AB 相串联接向直流电源,导体 AAYY 处磁密均为 $B_{\theta 0}$; (b) 的瞬间转子已转过 30° ,AAYY 处于磁极中部,磁密仍为 $B_{\theta 0}$; (c) 的瞬间是磁极向右移动了 60° 的情况,B 相即将断电 C 相即将通电,AC 相将串联接向电源,这时 AAYZZZ 处的磁密均为 $B_{\theta 0}$ 。导体的感应电势与它们切割的磁密成正比,可见对于理想的矩形波磁场,电机运行时若转速不变,各导体电势均相等,电枢电势为两相串联导体电势之和。

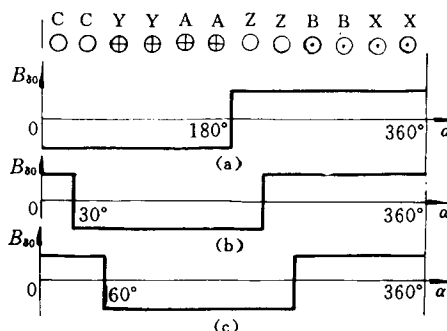


图 1 磁极磁场

设电机定子总导体数为 N ,并联支路数为 a ,则每相串联导体数为 $N/3a$,两相串联导体数为 $2N/3a$,设每根导体的电势为

本文 1996 年 1 月 9 日收到

$$e = B_{\delta 0} l v \quad (1)$$

式中: $B_{\delta 0}$ —气隙磁密;

l —导体有效长度;

v —导体相对于磁场的线速度;

$$v = \pi D_1 \frac{n}{60} = 2p\tau \frac{n}{60} \quad (2)$$

p —极对数;

τ —极距;

D_1 —定子内径;

n —电机转速(r/min)。

则电枢电势(即线电势)

$$E = \frac{2N}{3a} e \quad (3)$$

将式(2)代入式(1)得

$$e = B_{\delta 0} l 2p\tau \frac{n}{60} \quad (4)$$

因每极磁通

$$\Phi = B_{\delta 0} l \tau \quad (5)$$

故

$$e = 2p\Phi \frac{n}{60} \quad (6)$$

将式(6)代入式(3)得

$$\begin{aligned} E &= \frac{2N}{3a} 2p\Phi \frac{n}{60} \\ &= \frac{pN}{45a} \Phi n = K_e \Phi n \end{aligned} \quad (7)$$

式中: E 单位为 V, Φ 单位为 Wb;

K_e —电势常数;

$$K_e = \frac{pN}{45a}.$$

如果磁场为梯形波,式(7)应改成

$$E = k_b \frac{pN}{45a} \Phi n \quad (8)$$

式中: k_b —波形修正系数(计算方法见后);

$$K_e = k_b \frac{pN}{45a}.$$

3 磁场波形修正系数

如果气隙磁场为梯形波,则用公式(7)计算电势时,实际上是把磁场看作矩形波,其波幅为平均磁密 B_{av} 。对于一般直流电机来说,由于磁场布满导体,无论用实际磁密计算或是用平均磁密计算,结果是相同的。但对于永磁无刷直流电动机来说,由于有效相为两相,运行时其导体相对于磁场的位置在变动,导体感应电势也在变化。现在我们来研究一极下两相有效导体在梯形波磁场产生的电势和在其平均矩形波磁场产生的电势的差别。

先求梯形波磁场电势。设每极每相槽数为 q ,

稀土永磁无刷直流电动机反电势及电磁转矩的计算

每极有 n 个槽($n=3q$),磁场梯形波如图 2 所示。现在把梯形下底 n 等分,然后过等分点作垂线把梯形分成 n 个四边形,两旁为小梯形(或三角形)中间为矩形。分别算出梯形的面积和矩形的面积,用矩形的面积除小梯形的面积,其商即为小梯形的等值矩形的高的标么值(以大梯形的高作为基值)。为了叙述方便,设 $q=2$,中间四个矩形的高为 1,两旁等值矩形的高为 0.8,极中间部分的槽电势为 1,则一个极下通电导体电势之和在图 1

(a) 瞬间为 $E_{i1}=1+1+1+0.8=3.8$;

(b) 瞬间为 $E_{i2}=1+1+1+1=4$;

(c) 瞬间为 $E_{i3}=0.8+1+1+1=3.8$,

一个状态角范围内平均电势为 $E_T = E_{i1} + E_{i2} + E_{i3}/3 = 3.86$ 。

梯形波的平均矩形波如图 2 虚线所示,设平均矩形波高 $B_{av}=0.93$,一极下通电导体电势之和为 $E_{av}=4 \times 0.93=3.72$,波形修正系数为梯形波磁场产生的电势 E_T 与其平均矩形波磁场产生的电势之比,即

$$k_b = \frac{E_T}{E_{av}} \quad (9)$$

上述情况 $k_b = \frac{E_T}{E_{av}} = \frac{3.86}{3.72} = 1.038$

满足 $k_b \geq 1$ 的条件。

设计电机时无法获得准确的磁场波形,可根据转子外径、磁极厚度、极弧长度等尺寸推算出梯形波。参看图 3,算出 cd 和 ab 弧长,把 ab 弧折算到 cd 弧,折算值 $a'b' = \hat{ab} \cdot R_2/R_1$ 。选择一个适当的尺寸作为高,以 cd 作下底 $a'b'$ 作上底,便可作出一个如图 2 所示的梯形,算出磁场波形修正系数 k_b 。



图 2 梯形波与平均矩形波

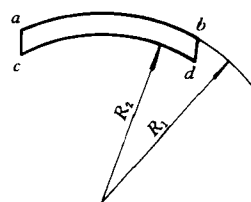


图 3 磁极

4 电枢反应对气隙磁场的影响

永磁无刷直流电动机的电枢反应比较复杂,

在图 1a 中由 CB 相通电转向 AB 相通电的瞬间开始,电枢反应起去磁作用。转子向右移动过程中,定子磁势不动,转子移动了 30°,如图 1b 的瞬间,定子磁势位于交轴,转子继续向右移动,电枢反应开始有助磁作用,在图 1c 的瞬间,助磁作用最大,马上由 AB 相通电转为 AC 相通电,电枢反应磁势向右跳过 60°,电枢反应又起去磁作用。如此循环,周而复始。表面上看,直流无刷电机的电枢反应,有时去磁有时交磁有时助磁,那么电机负载后每极磁通是否会减少呢?

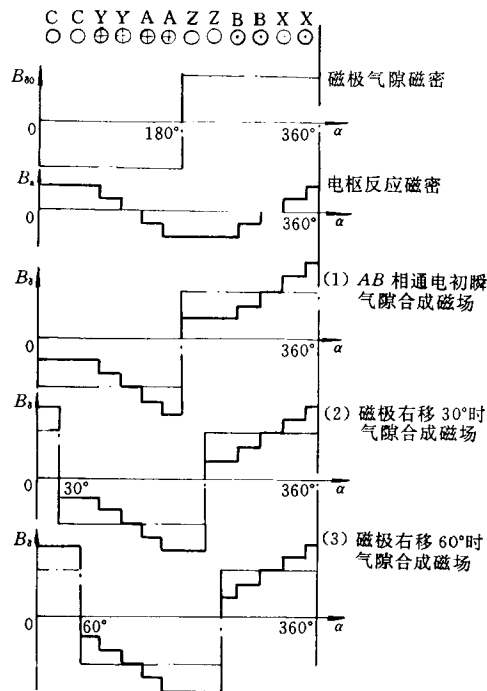
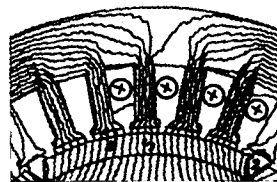


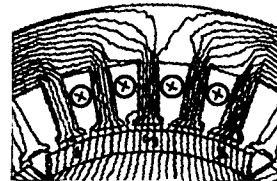
图 4 气隙磁密分布

每极磁通是否会减少与磁路的饱和程度有关。若磁极采用稀土永磁材料(如 NdFeB)其磁阻很大,如桂林稀土磁性材料厂产的钕铁硼磁钢 GLRH-30-H 磁导率 $\mu=1.3 \times 10^{-6} \text{H/m}$,与空气相差不多。磁极厚通常在 3mm 以上,相当于气隙增加了,这种电机的齿磁密设计得比较低,电机磁路接近不饱和。图 4 示出了负载后电机运行过程中气隙磁场变化情况。由于磁路不饱和,画图时采用迭加原理,气隙合成磁场由磁极产生的矩形波和电枢反应阶梯波迭加而成。从图 4 可见,电枢反应使极右侧增磁,极左侧去磁。我们还发现:1) 由 CB 相通电转为 AB 相通电的瞬间去磁多增磁少,每极磁通减少了;2) 磁极右移 30°的瞬间增磁与去磁相等,每极磁通不变;3) 磁极右移 60°的瞬间增磁比去磁多,每极磁通增加了。更重要的是我们发现,转子移动过程中,通电两相槽范围内的磁

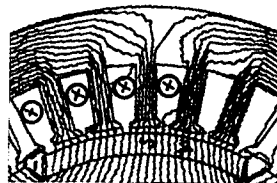
密波面积始终不变,即电枢电势大小不变,相当于每极磁通不变。我们用自己编制的钕铁硼永磁无刷直流电机电磁场数值分析软件分析了一台额定转矩为 30Nm 的无刷电机的磁场,共分析了转子三个不同的位置,如图 5 所示。其每极磁通、通电两相槽范围内的空载磁通,额定负载时的磁通列于下表。表中的数据表明:每极下通电两相槽范围内的磁通,空载与负载相差极小,可以认为相等。由于该机的磁场为梯形波,所以转子三个不同位置的空载磁密略有不同,每极磁通由小变大,与前面分析的结论相符。虽然表面上每极磁通有变化,但产生电势没有变化,所以说空载和负载时每极有效磁通相等。



(1) 电流切换初瞬



(2) 转子顺转 30°电角



(3) 转子顺转 60°电角

图 5 电枢反应

转子位置	空载有效槽磁通 (1-2点之间)/Wb	负载有效槽磁通 (1-2点之间)/Wb	负载每极磁通 /Wb
0°	0.3092×10^{-2}	0.3060×10^{-2}	0.4500×10^{-2}
30°	0.3535×10^{-2}	0.3524×10^{-2}	0.4720×10^{-2}
60°	0.2939×10^{-2}	0.3036×10^{-2}	0.4970×10^{-2}

5 电磁转矩的计算

电机负载后每极有效磁通不变,和空载时相同,平均磁密 $B_{av}=B_{\delta 0}$,故可以用空载的矩形波磁场计算负载时的电磁转矩。设电枢电流为 I ,导体有效长度为 l ,则导体受到的平均电磁力为

$$F_{av} = B_{\delta 0} l \frac{I}{a} \quad (10)$$

产生平均电磁转矩为

$$M_{av} = F_{av} \frac{D_i}{2} = B_{\delta 0} l \cdot \frac{I}{a} \cdot \frac{D_i}{2} \quad (11)$$

电机两相通电有效导体数为 $2N/3$, 故总电磁转矩为

$$M = \frac{2}{3} N M_{av} = \frac{2}{3} N B_{\delta 0} l \cdot \frac{I D_i}{2a} \quad (12)$$

因

$$\pi D_i = 2p\tau$$

$$\Phi = B_{\delta 0} l \tau$$

故式(12)可写成

$$M = \frac{2pN}{3\pi a} \Phi I = K_m \Phi I \quad (13)$$

式中: K_m — 转矩常数;

$$K_m = \frac{2pN}{3\pi a};$$

M 的单位为 Nm;

Φ 的单位为 Wb;

I 的单位为 A;

当磁场为梯形波时, 和电势一样, 式(13)右边应乘上 k_b , 即

$$M = \frac{2pN}{3\pi a} k_b \Phi I \quad (14)$$

$$K_m = \frac{2pN}{3\pi a} k_b$$

6 计算结果比较

为了说明上面推导的电势公式的准确性, 我们把电势的计算值与样机的测量值作一比较。电磁转矩不容易直接测量, 我们只好把计算值与用电磁场数值分析软件的计算值作比较。

我们设计和制造了一台额定转矩为 3Nm, 转

速为 4000r/min 的无刷直流电动机, 电势计算值为 204.6V, 样机作发电机运行时测得电压为 206.7V。电磁转矩计算值为 3.3Nm, 用加拿大《MAGNET》电磁场软件用能量法算得转矩为 3.2Nm。

我们设计的额定转矩为 30Nm, 转速为 2000r/min 的无刷直流电机, 电磁转矩的计算值为 32.33Nm。用自编的钕铁硼永磁无刷直流电动机电磁场数值分析软件, 用能量法得到的结果为 33.26Nm。

对上述结果比较后可知, 推导的公式是比较准确的。

7 结 论

我们根据稀土永磁无刷直流电动机的工作原理和结构特点, 对其电枢反应进行了分析, 得出负载时每极磁通与空载时近似相等的结论。我们用类似分析直流电机的方法导出了电势和电磁转矩公式, 并编制了永磁无刷直流电动机电磁计算及优化设计软件, 设计并制造了样机。试验结果表明, 我们推导的两个公式有相当的准确度。

参 考 文 献

- 1 叶金虎等. 无刷直流电机. 北京科学出版社, 1982.
- 2 Stone AC and Buckley MG. Novel design and control of a trapezoidal back EMF motor — the smooth transition from bush to brushless DC motor. CON April 1985 proceedings.
- 3 Jug M, Hriberik B, Hamler A. Analysis of electronically commutated DC motor by finite element method international conference on electrical machines, September 12–14, 1988.

(上接第 13 页)

优化设计变量	初始值	优化值
电枢外径 D_{e2}/cm	4.38	0.438221D+01
电枢铁芯轴向长度 $L_{\alpha 2}/\text{cm}$	5.3	0.467435D+01
槽顶过渡圆直径 d_{d12}/cm	3.88	0.391672D+01
槽底过渡圆直径 d_{d12}/cm	3.27	0.331589D+01
槽顶宽度 d_1/cm	0.5869	0.500431D+00
槽底圆直径 d_2/cm	0.41356	0.33418D+00
槽梯形高 h_2/cm	0.30347	0.373068D+00
放槽楔高 h_{22}/cm	0.19	0.191610D+00
匝数 W_s	14	0.125103D+02

$$\min F = 0.109916D + 03$$

由优化设计结果和电磁性能计算结果看出, 该电机体积小, 效率高, 其结果令人满意。该电机效率可提高到 82% (原电机为 74%), 体积为原来

的 88%。

上述方法研制的产品, 经测试和实践证明, 优化设计中所建立的数学模型是正确的, 所确定的设计变量、目标函数及约束条件是可行的。使用复合形法可以快捷灵活地找到最优点, 产品已成功地应用于无人遥控潜水器中, 并三批销往美国, 获得显著的经济效益和社会效益。

参 考 文 献

- 1 刘向群等. 永磁直流测速发电机的优化设计. 微特电机, 1995, (1): 16.
- 2 上海微电机研究所主编. 微特电机设计程序. 上海科学技术出版社, 1983.
- 3 张玉凯编. 机械优化设计入门. 天津科学技术出版社.