

# 永磁无刷直流电动机运行特性的研究

鲍晓华, 刘 根, 张敬华

(合肥工业大学, 安徽 合肥 230009)

**摘 要:** 从永磁无刷直流电动机的基本工作原理出发, 推导了其数学模型。在数学模型的仿真求解中, 着重分析了切换角对绕组电流、换流重叠角、电磁效率的影响。

**关键词:** 永磁无刷直流电动机; 切换角; 重叠角

**中图分类号:** TM 351; TM 301. 4

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1001- 6848(2002)02- 0007- 03

## Work on the Circulating Characteristics of the Permanent Magnet Brushless DC Motor

BAO Xiao- hua, L U Gen, ZHAN G Jing- hua

(Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract** From the basic operation principles of the permanent magnet brushless DC motor, this paper deduced it mathematical model. During the simulation to the mathematical model, the influence of the commutating angle to the electrical current, to the overlap angle and to the electromagnetism efficiency is emphasized.

**Key words:** BDCM; commutating angle; overlap angle

## 1 引言

直流电动机的主要优点是调速和起动特性好, 因而广泛应用于驱动和伺服系统中。但是, 普通直流电动机具有电刷和换向器, 需要机械换向, 所以工作不可靠, 寿命短, 需要经常维护, 并有噪声和无线电干扰等缺点。无刷直流电动机(The Brushless DC Motor, 简称BDCM)兼有直流电动机调速和起动性能好、交流电动机的结构简单维护方便的优点。永

磁体的转子结构简单、运行可靠, 定子多相绕组, 由固态逆变器和位置检测装置组成电子换向器。位置检测器相当于普通无刷直流电动机的电刷, 逆变器的输出受位置检测器的控制, 转子位置检测器决定着绕组电流的相位及绕组磁势在空间的分布, 改变转子位置检测器的相对位置, 就可以改变绕组中电流对电势的相位差和电枢反应磁势对磁极的相对位置。

无刷直流电动机的方框原理图如图1所示。

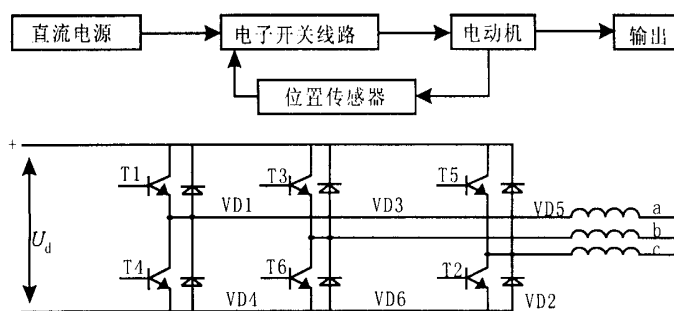


图1 无刷直流电动机系统主电路图

## 2 无刷直流电动机系统分析

### 2.1 切换角<sup>[1]</sup>

从直流电机理论中可以知道, 直流电机电

刷的位置对电机的运行性能有着重大影响, BDCM中等效电刷的位置取决于相绕组电流切换的相位(切换角 $\delta$ ), 切换相位超前 $\delta > 0$ <sup>[2]</sup>, 这相当于直流电机电刷位置从几何中性线逆着转子旋转的方向移动。切换相位滞后 $\delta < 0$ , 这相当于直流电机的电刷位置从几何中性线顺着转子旋转的方向移动,  $\delta = 0$ ,

收稿日期: 2001- 12- 03

相当于直流电机电刷处在磁极几何中性线。在 BD-CM 系统中, 切换角  $\delta$  是由位置检测器所整定的。

## 2 2 换流重叠角

对于逆变器为 120 导通型, 在不考虑开关管换流过程的理想情况下每个开关管元件导通 1/3 周期, 任何瞬时只有两个开关管导通, 但是在计及开关管元件换流的实际运行情况时, 则每个元件导通时

间将稍大于 120°; 每种运行状态中将包含只有 2 个开关管导通的换流模式(如表 1 的模式 A) 及只有 3 个开关管导通的换流模式<sup>[3]</sup>(如表 1 的模式 B), 两种导通模式总的持续时间仍为 1/6 周期。一个完整运行周期内 6 种状态下导通开关管的组合情况, 导通模式如表 1 所示。

表 1 开关管导通模式

状态	1	1'	2	2'	3	3'	4	4'	5	5'	6	6'
模式	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
导通元件	T1 T6	T1 VD3 T2	T1 T2	VD4 T3 T2	T3 T2	T4 T3 VD5	T4 T3	T4 VD6 T5	T4 T5	VD1 T6 T5	T6 T5	T1 T6 VD2

在 BDCM 中, 电机每转过 60 电角度, 电枢绕组就要进行 1 次换相, 每次换相的持续时间由换流重叠角  $\mu$  表示。

## 2 3 电磁效率

BDCM 在 120 导通状态下电磁功率为  $P_M$ , 电机输入功率为  $P$ , 电磁功率和输入功率的比值就定义为电磁效率(未计及元器件损耗), 记为  $\eta$ , 即  $\eta = \frac{P_M}{P}$ 。由后面的数学模型可知, 电磁效率是切换角和换流重叠角的函数。

## 2 4 无刷直流电动机的数学模型

永磁无刷直流电动机, 定子三相交流绕组, 转子磁钢布置采用径向结构, 钕铁硼永磁体安装在转子表面, 这种稀土永磁材料其相对导磁率近于空气, 在这种表面安装磁极的转子结构中, 永磁体可以看作气隙的一部分, 无凸极效应的影响。在电机模型的建立时, 认为电机的气隙是均匀的。

假设:

- (1) 磁路不饱和。
- (2) 忽略高次空间磁势谐波的影响。
- (3) 忽略磁滞、涡流的影响。

记两种导通模式总的持续时间即 1/6 周期为 1 个导通区间, 取转子磁场在 1 个导通区间内的中心位置为  $\theta = 0$  的位置。

切换角  $\delta$  定义为: 通电线圈的几何中心线与  $\theta = 0$  坐标轴之间的夹角。

永磁体的磁通链在 BDCM 的运行中可以当作常数  $\Psi_{f0}$ , 定子磁链方程为:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_A &= L_{AA} i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \Psi_{f0} \sin(\theta - \delta) \\ \Psi_B &= M_{BA} i_A + L_{BB} i_B + M_{BC} i_C + \Psi_{f0} \sin(\theta - \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ \Psi_C &= M_{CA} i_A + M_{CB} i_B + L_{CC} i_C + \Psi_{f0} \sin(\theta - \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

定子电压方程式为:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R_a i_A + \frac{d}{dt} \Psi_A \\ u_B &= R_b i_B + \frac{d}{dt} \Psi_B \\ u_C &= R_c i_C + \frac{d}{dt} \Psi_C \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

据假定有:

$$\begin{aligned} R_a &= R_b = R_c = R \\ L_{AA} &= L_{BB} = L_{CC} = L \\ M_{AB} &= M_{BA} = M_{AC} = M_{CA} = M_{BC} = M_{CB} = M \end{aligned}$$

式中,  $\Psi_A$ 、 $\Psi_B$ 、 $\Psi_C$  为定子三相磁通链,  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  为定子电流,  $L$  为定子绕组自感,  $M$  为定子绕组互感,  $\Psi_{f0}$  为转子永磁体磁通链,  $\theta$  为转子位置角, 即转子  $d$  轴和 A 相轴线的夹角。注意到任何时候都有:

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

把电流对时间的导数转换为电流对角度的导数, 即  $\frac{d}{dt} i = \frac{d}{d\theta} i \left( \frac{d}{dt} \theta \right) = \omega \frac{d}{d\theta} i$  可得电压方程式:

$$\left. \begin{aligned} u_A &= R i_A + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_A + \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta) \\ u_B &= R i_B + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_B + \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ u_C &= R i_C + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_C + \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\text{记: } \left. \begin{aligned} e_A &= \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta) \\ e_B &= \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ e_C &= \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

电磁转矩为:

$$T_e = \frac{1}{\omega} (e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C) \quad (5)$$

记  $U_d$  为直流电源电压,  $I$  为电源输出电流, 则电机输入功率为  $P = U_d I$ ; 电磁功率  $P_M = T_e \omega$

利用电机中电参量的单相半波对称性和三相的对称性, 可以把无刷直流电动机的稳态运行求解过程归结到一个导通区间内求解, 现只考虑  $-\frac{\pi}{6} \sim \theta$

$\frac{\pi}{6}$  区间内的情况。假定在  $\theta = -\frac{\pi}{6}$  时, 电机 C、B 两相导通, 换相为 A、B 两相导通。

在 BDCM 的逆变器线路中, 每个开关元件实际上都并有续流二极管 (如图 1 所示), 在换相时, 线圈中的磁场能量通过二极管释放。由于续流二极管的接入, 使得换相并不是在瞬间完成, 导致了换流重叠角的存在, 这也就是换流重叠角产生的原因。在从 C、B 两相通电转换为 A、B 两相通电的瞬间, C 相内尚有一定的电流, 它必然要经过线圈 C、线圈 B、T6、VD2 释放, 直到流过二极管的电流为零, 此时  $\theta = \theta_0$ 。

在第一种导通模式, 由于二极管的续流作用, 此时 A、B、C 三相绕组都有电流通过 (见图 2), 此时电极端部约束条件是:

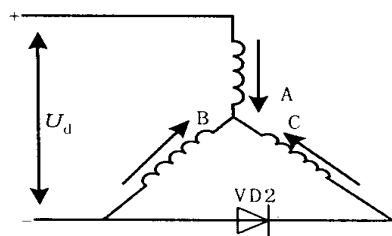


图2 换流模式

$$U_d = u_A - u_C$$

$$u_A = u_B$$

又因为  $u_A + u_B + u_C = 0$ , 所以有:

$$U_d = \frac{3}{2} u_A$$

$$u_B = u_C$$

求得数学模型一为  $(-\frac{\pi}{6} \sim \theta \sim \theta_0)$ :

$$\left. \begin{aligned} R i_A + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_A + \frac{\sqrt{3}}{2} \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta) &= \frac{3}{2} U_d \\ R i_C + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_C - \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta - \frac{\pi}{3}) &= -\frac{1}{3} U_d \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

在第二种导通模式 (见图 3), 只是 A、B 两相通电时, 电机端部约束条件:

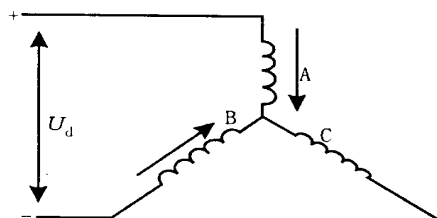


图3 单流模式

$$U_d = u_A - u_B$$

$$i_C = 0$$

求得数学模型二为  $(\theta \sim \theta \sim \frac{\pi}{6})$ :

$$\left. \begin{aligned} R i_A + \omega(L - M) \frac{d}{d\theta} i_A + \omega \Psi_{f0} \cos(\theta - \delta + \frac{\pi}{6}) &= \frac{1}{2} U_d \\ i_C &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

### 3 切换角对换流重叠角的影响以及切换角对电流、电磁效率的影响

在直流电机模型中, 每次换向过程的持续时间是由电刷的宽度决定的, 而在 BDCM 中, 每次换向过程的持续时间是由换流重叠角决定的。当电机处在某一恒定速度下运行时, 切换角对换流重叠角的影响如图 4 所示。电磁功率的大小决定了电机的出力比例, 在一定的范围内, 随着切换角的增大, 电机的电磁效率增大, 到一个最大值时再下降 (如图 5 所示)。

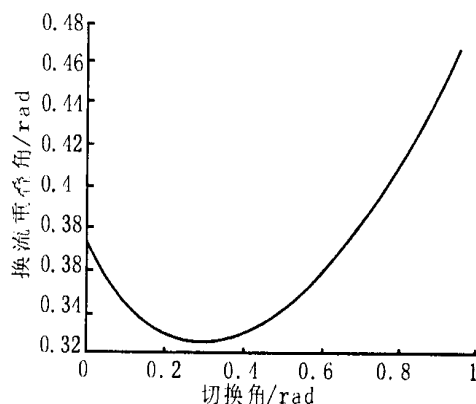


图4 切换角对换流重叠角的影响

(下转第 26 页)

而在门限内时只用相位差  $P$  控制,即采取频率和相位差双控制,相信会使响应时间和超调量均满足要求。至于系统稳定性,由于将输入信号进行了限幅处理,系统不存在稳定问题。

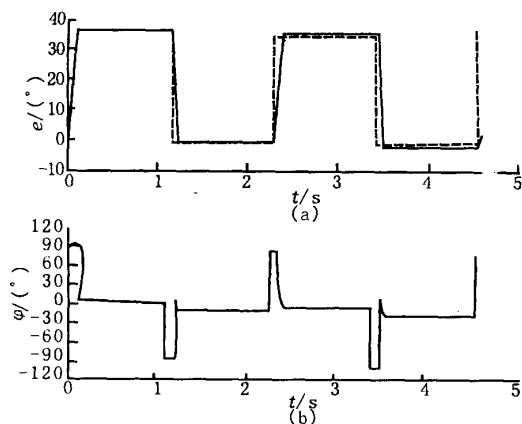


图 9  $K_p = 1, K_i = 0.25, T_s = 1.024\text{ms}$ , 相位差  $PI$  控制

## 4 结 论

本文探讨了对超声波电机频率和相位差采用  $P$  和  $PI$  进行精密位置控制,定位精度可达到  $0.036^\circ$ 。

(上接第 9 页)

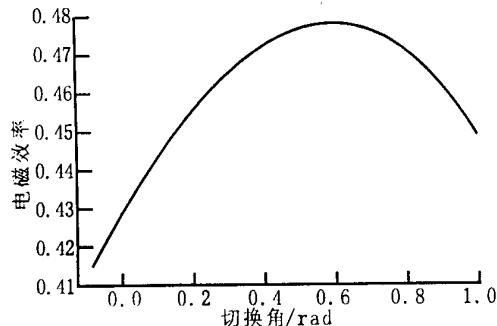


图 5 切换角对电磁效率的影响

理想状态下,无刷直流电动机的电流波形为方波,开关元件导通  $120^\circ$ 。

但是在实际情况下,由于开关线路中续流二极管的续流作用,使得无刷直流电动机的电流波形有其特殊性,并且受切换角的影响,开关元件实际导通电角度为(见图 6):

$\delta = 0$  时导通  $141.44^\circ$

$\delta = 12$  时导通  $138.82^\circ$

$\delta = 24$  时导通  $138.98^\circ$

## 4 结 论

当无刷直流电动机的空载换流超前角(切换角)为  $\delta$  时,记及换流重叠角  $\mu$  的影响,电流的基波将在

实验结果表明,采用频率控制响应速度快,但振荡也大;而采用相位差控制振荡小,但响应速度较慢。为实现快速精密定位控制,可采用频率相位差双输入控制策略。

## 参考文献:

- [1] Toshiiku Sashida, Takashi Kenjo. An Introduction to Ultrasonic Motors[M]. Oxford Clarendon, 1993
- [2] S Ueha, Y. Tomikawa. Ultrasonic Motors Theory and Applications[M]. Oxford Clarendon, 1993
- [3] Shi, Yikai. Development Status and Application Prospects of Ultrasonic [J]. Mechanical Science and Technology, 1998(4): 626-629
- [4] Das H, Bao X. Robot Manipulator Technologies for Planetary Exploration [J]. Proceedings of the 1999 Smart Structures and Materials, 1999(1): 175-182

作者简介: 李华峰(1974-),男,博士研究生,从事超声波电机及其控制系统的研究。

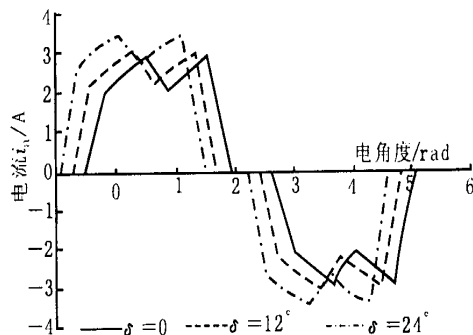


图 6 试验电机的仿真波形

原基波的基础上向后移  $\frac{\mu}{2}$  角,变成超前于空载电势一个  $(\delta - \frac{\mu}{2})$  角。由位置传感器所整定的切换角,它的变换引起电枢反应性质的变化,它对无刷直流电动机的运行特性有重大影响。

## 参考文献:

- [1] 莫会成. 参数对永磁无刷直流电动机稳态性能的影响 [J]. 微电机, 1994, 27(1): 8-12
- [2] 许大中. 晶闸管无换向器电机[M]. 科学出版社, 1984
- [3] 贺益康. 交流电机调速系统计算机仿真[M]. 浙江大学出版社, 1993

作者简介: 鲍晓华(1972-),男,硕士研究生,主要研究方向为电机电器及其控制技术。