

# 永磁无刷直流电机转子位置估算方法

董亚晖, 龚世纓, 孙剑波

(华中科技大学, 湖北武汉 430074)

## A Approach for Position Estimation of BLDCM

DONG Ya - hui, GONG Shi - ying, SUN Jian - bo

(Huazhong University of Science and Technology, Hubei Wuhan 430074, China)

**摘 要:** 文章提出了一种方法, 通过测量非导通相的反电势波形, 运用 Kalman 滤波器, 估算出永磁无刷直流电机的转子位置, 与传统的反电势深度滤波不同, 它无时间延迟, 能得到瞬时的转子位置和速度。

**关键词:** 转子位置估算; 反电势; Kalman 滤波

**中图分类号:** TM33 **文献标识码:** A

**文章编号:** 1004 - 7018(2002)02 - 0011 - 02

**Abstract:** This paper proposes a approach to estimate the rotor's position, by detecting back - EMF of non - conducted phase of BLDCM through Kalman filter, compared with traditional deep filtering back - EMF, the position and velocity of rotor is gotten without time delay.

**Keywords:** rotor position estimation; back - EMF; Kalman filter

## 1 引言

在永磁无刷直流电机中, 为了实现正确的换相, 必须准确可靠地检测转子位置。通常有直接式位置检测法和间接式检测法。直接式方法一般有电磁式、磁敏式和光电式等。间接式的方法又称为无位置传感器方法, 通过检测电气参数提取转子位置信号。

关于无位置传感器的转子位置估算方法, 目前有很多种, 大致可分为两种类型。一种是基于电机的 dq 模型<sup>[1,2]</sup>, 由于 dq 变换条件是磁场不饱和且具有正弦分布, 这种方法对于具有梯形波反电势分布的直流无刷电机来说, 是不适用的。另一种类型是检测反电势过零点的时间<sup>[3]</sup>。由于在反电势过零点时, 信噪比较小, 有用信号提取比较困难, 使用中受到很大的限制。

本文根据非导通相反电势的数学表达式, 用 Kalman 滤波器实时估算转子的位置和速度。

## 2 反电势为梯形波的情况

图 1 为永磁无刷直流电机的主电路拓扑, 电机三相绕组星形联接, 无中点引出。采用两相导通的工作方式, 双极性斩波。

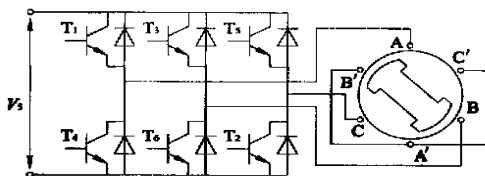
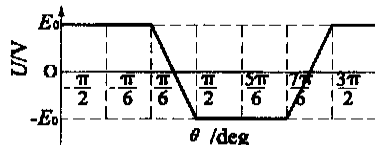
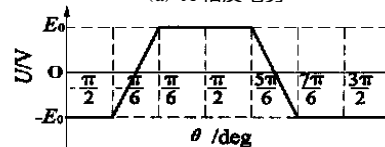


图1 主电路拓扑

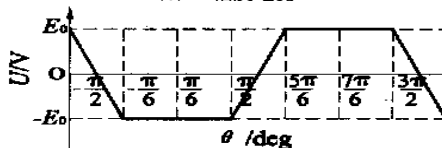
假设电机的反电势随时间的变化近似为梯形波, 如图2所示。在转子转过一个2 电角度( )内, 有六次换相。



(a) A相反电势



(b) B相反电势



(c) C相反电势

图2 梯形波反电势

在  $-\pi/6 \sim \pi/6$  区间, 转速变化不大,

$$\text{即: } \frac{d}{dt} \approx 0 \quad (1)$$

根据转速与角速度的关系, 可写出:

$$\frac{d}{dt} = \quad (2)$$

式中:  $\omega$  为转子旋转电角速度,  $\theta$  为电角度。

在  $-\pi/6 \sim \pi/6$  区间,  $T_1, T_2$  导通, B 相反电势  $E_b$  如图 2b 近似线性上升, 定义反电势过零点, 为零度。从  $-E_0$  到  $E_0$ , 其变化率为:

$$\frac{dE}{dt} = \frac{E}{t} = \frac{E_0 - (-E_0)}{\frac{2\pi}{3}} = \frac{6}{\pi} E_0 \quad (3)$$

收稿日期: 2001 - 04 - 20

修稿日期: 2001 - 06 - 22

$$E_0 = 0 \quad (4)$$

式中:  $\phi_0$  为转子永磁体在定子绕组中产生的磁链, 为常数

$$\frac{d\phi}{dt} = \phi_0 \omega \quad (5)$$

联立式(1)和式(5), 实际上, 由于电角速度时刻在变化, 将这种变化计入模型误差  $w_1(t)$ ,  $w_2(t)$ , 可得:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi}{dt} &= 0 + w_1(t) \\ \frac{d\phi}{dt} &= \phi_0 \omega + w_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

由于测量的是反电势, 考虑到测量噪声  $v(t)$  的影响。可得:

$$y = e(t) + v(t) \quad (7)$$

由于模型为非线性, 可用扩展 Kalman 滤波器进行状态估计, 但扩展的 Kalman 滤波器对参数变化比较敏感。分析式(6)可看到, 对它稍加变化即可得到线性模型。

令  $\phi^2$  作为状态变量, 得下式:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi^2}{dt} &= 0 + w_1(t) \\ \frac{d\phi}{dt} &= \phi_0 \omega + w_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

对式(7)、(8)离散化后可用常系数 Kalman 滤波器进行状态估计, 得到  $\phi^2$  的估计后, 对其进行开方运算即可得到  $\phi$ , 经积分可求得  $\theta = \int \omega dt$ 。

### 3 反电势为正弦波的情况

假设反电势为正弦波, 如图 3 所示。

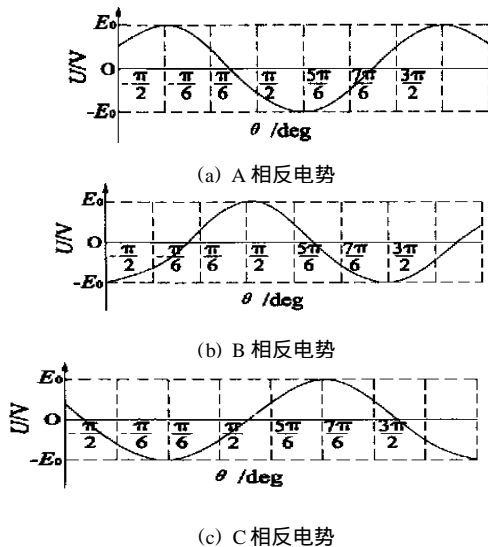


图 3 正弦波反电势

在  $-\frac{\pi}{6} \sim \frac{\pi}{6}$  区间,  $T_1, T_2$  导通, B 相反电势正弦上升, 定义 B 相反电势过零点时,  $\theta = 0$ 。有:

$$e(t) = E_0 \sin \left( \theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (9)$$

由式(1)、(2)得:

$$\frac{d\phi}{dt} = \phi_0 \omega \cos \theta \quad (10)$$

综上所述, 假定模型的误差为  $w_1(t)$ ,  $w_2(t)$ , 可得:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi}{dt} &= 0 + w_1(t) \\ \frac{d\phi}{dt} &= \phi_0 \omega \cos \theta + w_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$y = e(t) + v(t)$$

模型为非线性, 可用扩展 Kalman 滤波器进行状态估计, 但扩展的 Kalman 滤波器对参数变化比较敏感。与反电势为梯形波类似, 如用  $\phi^2$  作为状态变量, 可得:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi^2}{dt} &= 0 + w_1(t) \\ \frac{d\phi}{dt} &= \phi_0 \omega \cos \theta + w_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

分析式(10), 反电势的斜率在  $(-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6})$  变化不大, 为了工程计算的方便, 用简单的常数  $K$  将  $\cos \theta$  代替 (这样将在转速估计中带来误差, 但误差可以用下述方法解决: 选取适当的  $K$ ; 得到  $\phi^2$  后, 在对其进行平均值滤波。)得到下式:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi^2}{dt} &= 0 + w_1(t) \\ \frac{d\phi}{dt} &= K \phi_0 \omega + w_2(t) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

由于  $y = e(t) + v(t)$ , 可用 Kalman 滤波器对  $\phi^2$ 、 $e$  进行状态估计。得到  $\phi^2$  的估计后, 对其进行开方运算可得  $\phi$ , 然后积分可求得  $\theta = \int \omega dt$ 。

### 4 仿真结果

仿真过程中, 采用已知参数反电势为正弦波的三相永磁同步电机, 电机参数如下: 极对数  $p = 1$ ; 转子永磁体在定子绕组中产生的磁链:  $\phi_0 = 1 \text{ Wb}$ ; d 轴与 q 轴电感:  $L_d = L_q = 8.5 \times 10^{-3} \text{ H}$ ; 定子每相电阻:  $R_s = 2.875 \Omega$ ; 负载转矩为:  $T_L = 1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

假定转子的初始位置:  $\theta = 0$ , 令转子转速  $\omega = 100 \text{ rad/s}$ 。假定转子的初始位置已知, 即转子位置的估计初值:  $\hat{\theta} = 0$ , 转子转速的估计初值可在一定范围内任意给定, 在这里, 给定转子转速估计初值:  $\hat{\omega} = 0$ 。将式(13)离散化, 采用 Kalman 滤波算法, 用 MATLAB 仿真, 结果如图 4、5 所示。

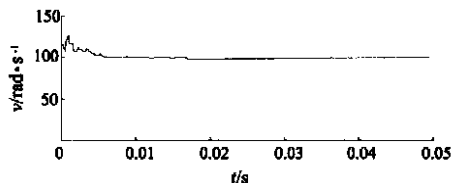


图 4 估计速度(真实速度为 100rad/s)

### 5 结论

仿真结果表明, 本文提出的应用 Kalman 滤波器进行状态估计, 可以在线获得电机转子的位置与速度。在具

(下转第 20 页)

响应必然变慢,过渡过程中速度辨识信号有一定的瞬态误差,这是由于 MRAS 速度辨识本身所引起的,但对电机轴上实际转速无明显影响。

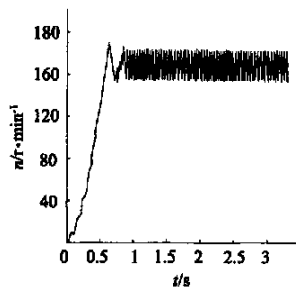


图5 转速辨识结果(MRAS)

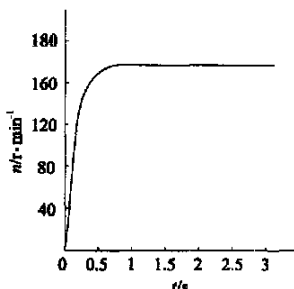
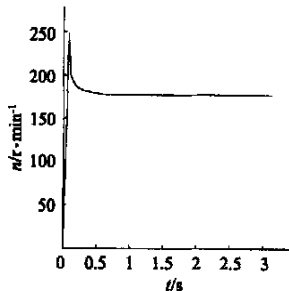
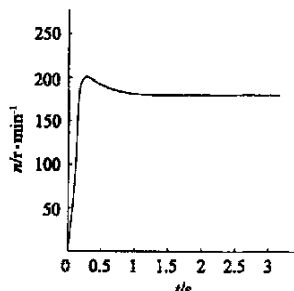


图6 滤波后的辨识转速波形(MRAS)



(a) 有速度传感器



(b) 无速度传感器

图7 电机实际转速

图8为转子磁链轨迹图,从图中可以看出 MRAS 无速度传感器矢量控制系统的转子磁场基本上是圆形旋转磁场,但磁场建立的过程比有速度传感器矢量控制的磁场建立过程复杂,这也是因为增加了速度辨识环节所引起的。

## 6 小结

从矢量控制基本方程式出发,利用解耦方法建立了转差型电压矢量解耦控制系统。基于模型参考自适应

(MRAS)的方法实现了速度辨识,并用 Simulink 对系统进行了建模和仿真,仿真结果表明无速度传感器矢量控制系统的转子磁场基本上是圆形旋转磁场,动态响应变慢,但基本可以满足一些对动态性能要求不是很高的场合。

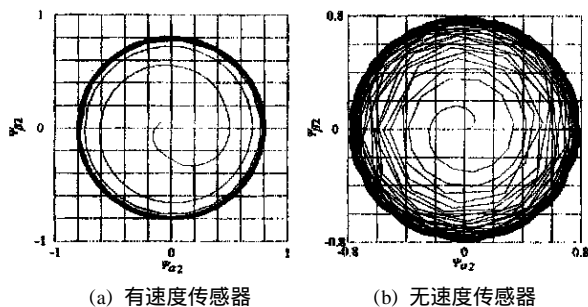


图8 转子磁链轨迹图

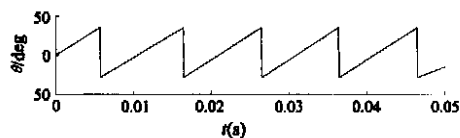
## 参考文献:

- [1] 冯焱生. 无速度传感器矢量控制原理与实践[M]. 北京:机械工业出版社,1998.
- [2] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计—MATLAB 语言及应用[M]. 北京:清华大学出版社,1996.
- [3] 程卫国. MATLAB5.3 应用指南[M]. 人民邮电出版社,1999.
- [4] 陈多磊. 无速度传感器矢量控制系统中转速估计的研究[J]. 电气自动化,2000,3.
- [5] 孙小鹏. 无速度传感器矢量控制系统速度估算新方法[J]. 电气自动化,1996,3.
- [6] 张伟. 异步电动机无速度传感器矢量控制的转速估计[J]. 中小型电机,2000,27(1).
- [7] Lazhar Ben - Brahim. Speed Control of Induction Motor Without Rotational Transducers[J]. IEEE Trans,1999,35(4):844 - 849.

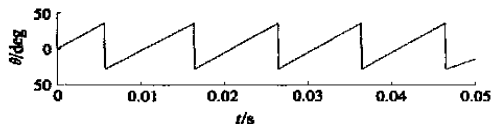
作者简介:郑婵瑛(1975-),女,硕士研究生,研究方向为电机控制。

(上接第12页)

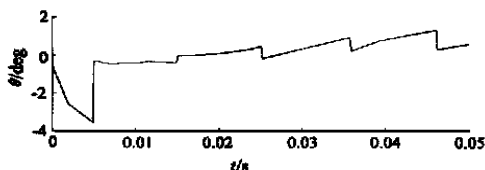
体应用中,由于在转子静止时,反电势为0,需要在启动时对转子位置进行初始定位<sup>[4]</sup>;然后开环以步进电机方式启动、加速,同时,应用 Kalman 滤波器进行状态估计,当



(a) 角度的真实值



(b) 角度的估计值



(c) 角度估计的误差

图5 角度的真实值、估计值与估计误差

检测到反电势过0时,计算其状态估算误差,若超过误差容限,令状态变量、误差方阵为初设值,重新进行状态估计;当估计精度达到要求时,用估计的转子位置与速度进行控制,这样切换到闭环自控式内同步方式。

## 参考文献:

- [1] Nobuyuki Kasa. A Mechanical Sensorless Control System for Salient - Pole Brushless DC Motor with Autocalibration for Estimated Position Angles[J]. IEEE Trans. Ind. Electron,2000,47:389 - 395.
- [2] Silverio Bolognani. Sensorless Full - Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position[J]. IEEE Trans. Ind. Electron,1999,146:184 - 191.
- [3] Satoshi Ogasawara. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor [J]. IEEE Trans. Ind. Applicat,1991,27:928 - 933.
- [4] Implementation of a Sensorless Speed Controlled Brushless DC drive using TMS320F240[M]. Texas Instruments Europe,1997.

作者简介:董亚晖(1977-),男,硕士研究生,研究方向为永磁无刷电机的数字控制。