

# 永磁同步交流伺服电机无传感器控制方法

王丽梅 罗睿夫 郭庆鼎

(电气工程系)

**摘 要** 提出了一种基于观测器理论的永磁同步电机无传感器控制方法。转子位置通过对磁通的估计而获得,速度反馈信息则通过一个闭环状态观测器进行估计,整个控制策略由一片 DSP320C25 执行,仿真表明,该方法在稳态、暂态条件下均能获得较好的结果。

**关键词** 永磁同步电机;无传感器控制;观测器

**中图分类号** TM351;TM383.42

## 0 引言

永磁同步电机以其高转矩惯量比、高能量密度和高效率等优异性能,在中小功率驱动范围内得到了日新月异的发展,引起了越来越多的重视。大多数变速驱动系统需要一些轴传感器,如编码器、旋变等安装在电机轴上提供转子位置信息,以保证定子磁场间的空间角度,使坐标变换成为可能。但是在实际应用中,传感器的存在降低了驱动系统的机械鲁棒性,提高了系统的价格。因此,在一些特殊场合及不要求较高低速特性的场合,无传感器得到了普遍重视。目前,各国学者已提出了许多方法用来完成转子速度和磁极位置的估算,其中一类方法为波形检测法。这类方法通过检测电机相绕组中的电压峰值和反电势过零点来决定电流换向的正确位置。但此种方法没有应用波形中所含的所有电气信息,精度较差。另一类方法为磁通法。它通过对电机的电压与电流的检测,合成积分得出定子磁场磁通矢量,进而通过磁通与电流间的夹角获得最优转矩控制。但这种方法在速度的估算中容易引入量化噪声,且对估算磁通的校正问题较难解决。除以上两种方法外,近年来,观测法也得到广泛应用,由于采用了非线性观测器、最优观测器和卡尔曼滤波器等技术,使得对电机转子位置和速度的估算可在较大运行范围内达到并保持较高的精度。此法唯一的缺点是应用起来实时性差,成本高。

本文将磁通法与观测器相结合,提出了一种基于观测器理论的磁极位置及速度的估算方法。该法只需检测定子绕组电压和电流。通过对线电流和磁链的估算、校正来估算校正轴位置,而速度信息则由估得的位置和计算的电磁转矩利用闭环观测器来实现。通过实验结果及仿真结果表明,该方法切实可行,无论在稳态和暂态方面都能获得较好的性能。

## 1 转子位置估算的理论基础

本文所控制的电机为一 4 极凸装式(表面安装)永磁同步电机,它具有星形连接的三相平

本文收到日期:1995-12-26 第一作者:女,28岁,讲师

衡定子绕组,其等效电路可依据磁链变量给出

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中  $V_1, V_2, V_3$  为相电压,  $R$  为定子绕组电阻,  $i_1, i_2, i_3$  为相电流,  $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$  为定子绕组磁链。

上式右边第二项  $\frac{d}{dt} [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]^T$  可由(2)式确定

$$\text{测法得到此种} \quad \begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta) & M_{12}(\theta) & M_{13}(\theta) \\ M_{21}(\theta) & L_{22}(\theta) & M_{23}(\theta) \\ M_{31}(\theta) & M_{32}(\theta) & L_{33}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m(\theta) \\ m(\theta) - \frac{2}{3} \\ m(\theta) + \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $m(\theta)$  为磁极位置的函数:  $m(\theta) = m \sin$

在本文所用电机中,电感不随  $\theta$  而变,且  $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ , 进一步假设:

$$L_{11} = L_{22} = L_{33} = L_1$$

$$M_{12} = M_{21} = M_{13} = M_{31} = M_{23} = M_{32} = M_1$$

$$L = L_1 - M_1, \text{得}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} m(\theta) \\ m(\theta) - \frac{2}{3} \\ m(\theta) + \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad te \quad (3)$$

由(3)式可知,包含转子磁极位置信息的转子磁链可通过  $V, R, i, L$  计算获得,其中  $V, i$  可由传感器测定,  $R, L$  为已知电机参数。本文提出的转子位置观测器即是基于(3)式而建立的。

## 2 转子位置的估算和速度观测器的实现

### 2.1 转子位置的估算

#### 2.1.1 磁链的估计

为便于计算机计算,将(1)式离散化得

$$\hat{\lambda}_n(k) = T[V_n(k) - Ri_n(k)] + \hat{\lambda}_n(k-1) \quad n = 1, 2, 3; k = 1, 2, \dots \quad (4)$$

从(4)式可知,  $V, i$  为实测值,  $R$  已知,  $T$  为采样周期,只要  $\lambda(0)$  已知,即可估算出  $\lambda$ 。在 SPM 中,  $\lambda$  的初值由磁极位置初值决定。因此,本系统在控制开始时采用固定的相序以等宽的脉冲通入定子绕组,使其停在一已知位置  $\lambda(0)$  上。

#### 2.1.2 电流的估计

对于每相绕组来说,当磁极位置估出后,三相估算电流  $\hat{i}_n$  ( $n = 1, 2, 3$ ) 可写成

$$\begin{aligned} \hat{i}_1(k) &= [\hat{\lambda}_1(k) + m \cos \theta] / L \\ \hat{i}_2(k) &= [\hat{\lambda}_2(k) + m \cos(\theta + 120^\circ)] / L \\ \hat{i}_3(k) &= [\hat{\lambda}_3(k) + m \cos(\theta + 240^\circ)] / L \end{aligned} \quad (5)$$

### 2.1.3 磁极位置的估算

由(2)式可知,  $\hat{\theta} = (\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3)$ 。因此,磁链的变化可依据各参量的变化写出:

$$\hat{\psi}_n(k) = \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_1(k)} \hat{i}_1(k) + \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_2(k)} \hat{i}_2(k) + \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_3(k)} \hat{i}_3(k) - \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}(k)} \hat{\psi}(k) \quad (6)$$

式中  $\hat{i}_1(k), \hat{i}_2(k), \hat{i}_3(k)$  为电流误差,  $\hat{\psi}(k)$  为位置误差。

$$\frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_1(k)} = \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_2(k)} = \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_3(k)} = L \quad (7)$$

$$\frac{\hat{\theta}_1}{\hat{\theta}} = (\hat{\theta}_1 + m \cos(\theta))$$

$$\frac{\hat{\theta}_2}{\hat{\theta}} = (\hat{\theta}_2 + m \cos(\theta + 120^\circ)) \quad (8)$$

$$\frac{\hat{\theta}_3}{\hat{\theta}} = (\hat{\theta}_3 + m \cos(\theta + 240^\circ))$$

假设磁链估计正确,则位置误差将由线电流误差估算产生

$$\hat{\psi}_n(k) = (\frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_1(k)} \hat{i}_1(k) + \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_2(k)} \hat{i}_2(k) + \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}_3(k)} \hat{i}_3(k)) / \frac{\hat{\theta}_n(k)}{\hat{\theta}(k)} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \hat{i}_1(k) &= i_1(k) - \hat{i}_1(k) \\ \hat{i}_2(k) &= i_2(k) - \hat{i}_2(k) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_3(k) = i_3(k) - \hat{i}_3(k) \\ \begin{cases} 1 = -L \cdot \hat{i}_1(k) / m \sin(\theta) \\ 2 = -L \cdot \hat{i}_2(k) / m \sin(\theta + 120^\circ) \\ 3 = -L \cdot \hat{i}_3(k) / m \sin(\theta + 240^\circ) \end{cases} \end{cases} \quad (11)$$

由此可得出磁极位置的递推公式

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \hat{\psi}(k) \quad (12)$$

其中

$$\hat{\psi}(k) = (\hat{i}_1(k) + \hat{i}_2(k) + \hat{i}_3(k)) / 3 \quad (13)$$

### 2.2 转速的估算

转速的估算在本系统中由一闭环状态观测器实现,而不是采用传统的通过计算定子电压或对位置微分信号的滤波的方法。由于观测器的应用,避免了测量噪声和量化噪声的引入,因而获得了高精度的转速估算值。在 SPM 模型中,有状态方程(14):

$$\dot{r} = (T_e - B \cdot r - T_l) / J \quad (14)$$

其中,  $r$  为转速,  $B$  为粘滞系数,  $J$  为转动惯量,  $T_e$  为电磁转矩,  $T_l$  为负载转矩。根据闭

环观测器原理,观测器可看作是真实系统的实时仿真,同时考虑到负载的变化,令控制器的转矩指令作为观测器的前馈补偿输入,则速度观测器如图 1 所示(忽略粘滞摩擦的影响)。

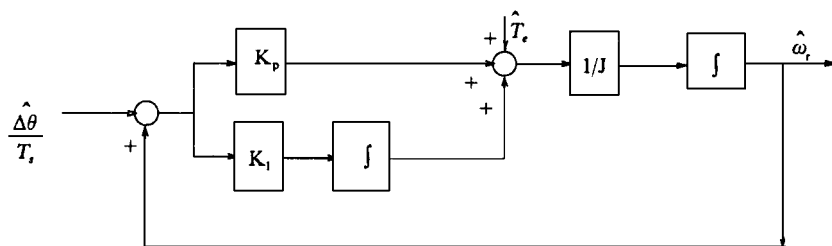


图 1 速度观测器原理图

### 2.3 磁链的矫正

由上文可知, 的估算是由积分过程实现的,这会在磁链波形中产生不必要的干扰值。其中温度偏移是最大的干扰,此外其他干扰,如电流和电压采集引入的干扰也会破坏积分的准确性。为了减少这些干扰,本系统采用了一个磁链矫正环,它由下一时刻的预测位置和估算的电流值进行矫正。这里假设磁链中的误差仅由电流误差产生,则

$$n(k+1) = \frac{\hat{\theta}_n(k+1)}{\hat{\theta}_{i_1}(k+1)} \hat{i}_1(k+1) + \frac{\hat{\theta}_n(k+1)}{\hat{\theta}_{i_2}(k+1)} \hat{i}_2(k) + \frac{\hat{\theta}_n(k+1)}{\hat{\theta}_{i_3}(k+1)} \hat{i}_3(k+1) \quad (15)$$

其中,  $i_n(k+1)$  重复(6)的步骤,而计算  $k+1$  时刻的电流和磁通所需的转子位置信息  $(k+1)$  则可通过外推法,由前几个采样时刻的转子位置信息经曲线拟和而得。根据电机的运行特性可知,一条二阶曲线足以满足拟合精度。假设:  $= (t)^2 + (t) +$ , 则可得

$$(k+1) = 3 \cdot (k) - 3 \cdot (k-1) + (k-2) \quad (16)$$

所以, 的估算值如下式所示

$$n^*(k) = n(k) + n(k) \quad (17)$$

其中  $n^*(k)$  为校正后的磁链。

## 3 仿 真

为了检验本文所提出的转子位置和速度观测器的正确性,对速度的动态和稳态特性分别进行了仿真测试。其采用的电机模型为三相星连接的 SPM 电机。图 2 为电机 0~500r/min 速度估算与误差波形。从图 2 中可看出,估计的速度与磁极反馈信号在电机启动后即产生误差,达到稳态后 ( $>1000$  r/min),误差逐渐减小,仅存在微小的等幅振荡。

## 4 结 论

本文提出一种基于观测器的无位置速度传感器的 PMSM 控制方法。它利用电机中易测

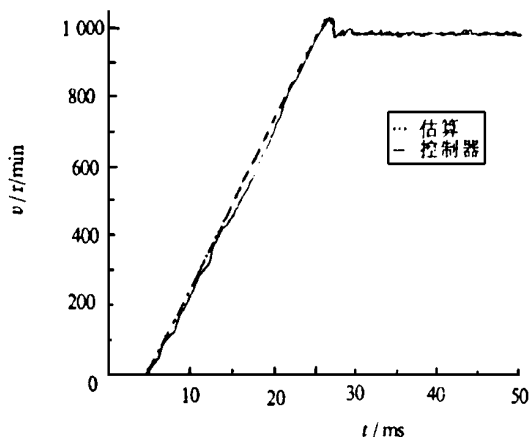


图 2 电机的起动曲线

得的定子电流和电压,通过对磁通和电流的估计和校正来观测转子位置。并用观得的位置和转矩信号构成一闭环观测速度信息。经过仿真验证,该方法能够较平稳的起动,并能在速度达到稳态后( $> 200 \text{ r/min}$ )进行准确的位置和速度估算。

#### 参考文献

- 1 Jacques Davoine, Robert Perret Hoang Le - Huy. Operation of a Self-controlled Synchrnous Motor, Without a Shaft Position Sensor, IEEE Trans. Ind. 1983,19(2):217~222
- 2 Bahlmann J P M. A full-wave motor drive IC based on the back EMF sensing principle, IEEE Trans. Consum. 1989,35,(3):415~420
- 3 Liu T H Chang C P. Controller desing for a sensorless permanent-magnet synchronous drive system, IEE Pt.B, 1993,140(6):369~378

## Shaft Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System

*Wang Limei, Luo Ruifu, Guo Qingding*

(Dept. of Electrical Engineering)

#### Abstract

This paper presents a position and velocity sensorless control algorithm based on observer theory. Rotor position can be attained by flux linkage and line current estimation. A colsedloop state observer is implemented to compute the speed feedback signal. The control is realized by software using TMS DSP320C25. Experiment results on a SPM are reliable in both steady and transient states.

**Key words :**PMSM;sensorless control; observerr

(上接接第 13 面)

## Application of AHP Method in the Coefficients of Evaluarion Target of Determining the Lead Area of Science And Technology

*Jiang Enyao, Wang Xiaobo, Teng Yongping*

(Business and Economics School)

#### Abstract

The discision of application of AHP method in the coefficients of evaluation target of determining the lead area of sciece and technolog yreveals that AHP can determime all kinds of coefficieuts of qualltative target.

**Key words :**singal order of hierarchy;the geneeral order of hierarchy; unity