

内插式永磁同步电机无速度传感器控制

黄 鹏¹, 黄 雷²

(1. 天津工业大学 电气自动化学院, 天津 300160; 2. 中国汽车技术研究中心, 天津 300162)

摘要:为实现内插式永磁同步电机包含零速在内的全速度范围内无转子位置/速度准确检测,提出了一种无传感器复合方法。在高速范围,通过对扩展反电势的估算以得到转子位置和速度,低速时采用高频信号注入法进行转子位置检测。仿真研究结果表明,两种方法的结合既能在低速时准确地观测出转子的空间位置和速度,也能保证高速运行时较快的动态响应,适合于全速范围内电机的无传感器运行。

关键词:内插式永磁同步电机;无速度传感器控制;扩展反电势;高频信号注入

中图分类号:TM351

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)05-0120-04

Speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors

HUANG Peng¹, HUANG Lei²

(1. College of Electrical Engineering, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300160, China;

2. China Automotive Technology&Research Center, Tianjin 300162, China)

Abstract: Aiming at realizing the position and speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) during the full speed range including zero speed, a hybrid rotor position self-sensing approach was investigated. In the high speed range the method of extended-EMF estimation was used, in the low and zero speed ranges the high frequency signal injection method was used to get the position of the rotor. Experimental results show that the hybrid rotor position self-sensing approach can precisely estimate the rotor position and speed at the low speed range, and fast dynamic response at the high speed can be achieved. Therefore the proposed scheme is suitable for the sensorless vector control of an IPMSM in a wide speed range, including zero-speed.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM); speed sensorless; extended EMF; high frequency signal injection

0 引 言

目前,永磁同步电机的无位置/速度传感器控制研究可以分为两类:基波励磁法^[1-2]和 高频信号注入法^[3-8]。基波励磁法主要基于电机的基波动态模型,具体方法有:利用定子端电压和电流的直接计算法、观测器基础上的估算方法、模型参考自适应方法和人工智能理论基础上的估算方法等。

利用基波反电势的估算方法实现简单,在电机高速运行时,这类方法具有良好的动态性能,但对电机参数变化敏感,鲁棒性差,零速或低速时会因反电势过小或根本无法检测而失败,因此多适用于中高速段运行。

高频信号注入法基于检测电机的凸极效应,通过在电机中注入特定的高频电压(电流)信号,再检测其对应的电流(电压)信号以确定转子的凸极位置。由于是依赖外加持续高频激励来显示凸极性,与转速无关,使得这种凸极跟踪方法能够解决低速甚至零速下转子位置的估计,而且由于追踪的是转子的空间凸极效应,因此对电机参数的变化不敏感,鲁棒性好,但因信号处理过程较复杂,影响动态性能,因而较为适合低速运行。

为了实现包括零速在内全速度范围内 IPMSM 转子位置/速度的有效检测,本研究将两种方法相结合,即低速时采用旋转高频电压信号注入法实现转子位置

和速度的精确检测,高速时采用反电势估算方法确保快速的动态响应。仿真研究验证这种方法的有效性。

1 高速下扩展反电势方法

$d-q$ 同步旋转坐标系如图 1 所示, d 轴与转子 N 极对齐,实际位置角为 θ 。 $\gamma-\delta$ 坐标系为估算的旋转坐标系。 θ_M 为估算的转子位置, $\Delta\theta$ 为估算位置误差。

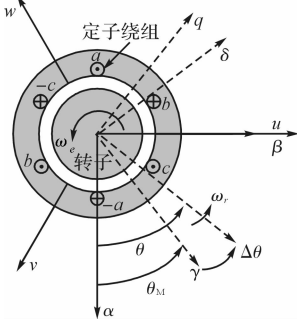


图 1 坐标系定义

在 $d-q$ 旋转坐标系中,IPMSM 的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_E \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 $[v_d \ v_q]^T$ —旋转坐标系下电压; $[i_d \ i_q]^T$ —旋转坐标系下电流; R_s —一定子电阻; L_s —一定子电感; p —微分算子; ω_r —转子角速度(电角度); K_E —反电势常数; L_d — d 轴电感; L_q — q 轴电感。

将式(1)变换到 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下,得到:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega K_E \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 $[v_\alpha \ v_\beta]^T$ —静止坐标系下电压; $[i_\alpha \ i_\beta]^T$ —静止坐标系下电流; $L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta$; $L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta$; $L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta$; $L_0 = (L_d + L_q)/2$; $L_1 = (L_d - L_q)/2$ 。

式(2)中包含有 $\theta, 2\theta$ 项,其中 2θ 将增加计算的难度,可通过适当的变换使其消除。

因而,将 $d-q$ 轴下 IPMSM 的电压方程重写为:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r K_E + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - i_q) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中 E_{ex} —扩展反电势(Extended EMF, EEMF)^[9], $E_{ex} = \omega_r K_E + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - i_q)$ 。

将式(3)变换到 $\gamma-\delta$ 坐标系下,得:

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + e_{\gamma\delta} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{aligned} e_{\gamma\delta} &= \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = \{ \omega_r K_E + (L_d - L_q)(\omega_r i_d - i_q) \} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \\ &= E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

由式(4)可知, nT 时刻 $\gamma-\delta$ 坐标系下的实际电流可表示为:

$$\begin{aligned} i_{\gamma\delta}(n) &= \left[\left(1 - \frac{R}{L_d} T \right) I - \omega_M(n-1) \frac{L_q}{L_d} T J \right] i_{\gamma\delta}(n-1) + \\ &\quad \frac{T}{L_d} v_{\gamma\delta}(n-1) - \frac{T}{L_d} e_{\gamma\delta}(n-1) \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $v_{\gamma\delta} = [v_\gamma \ v_\delta]^T$; $i_{\gamma\delta} = [i_\gamma \ i_\delta]^T$; $I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$;

$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; T 为采样周期。

另外,估计的电流可以通过估计的扩展反电势 $e_{M\gamma\delta}$ 得到:

$$\begin{aligned} i_{M\gamma\delta}(n) &= \left[\left(1 - \frac{R}{L_d} T \right) I - \omega_M(n-1) \frac{L_q}{L_d} T J \right] i_{\gamma\delta}(n-1) + \\ &\quad \frac{T}{L_d} v_{\gamma\delta}(n-1) - \frac{T}{L_d} e_{M\gamma\delta}(n-1) \end{aligned} \quad (6)$$

从而,实际电流与估计电流之间的误差为:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\gamma\delta}(n) &= i_{\gamma\delta}(n) - i_{M\gamma\delta}(n) \\ &= -\frac{T}{L_d} [e_{\gamma\delta}(n-1) - e_{M\gamma\delta}(n-1)] \\ &= -\frac{T}{L_d} \Delta e_{\gamma\delta}(n-1) \end{aligned} \quad (7)$$

从而可以得到扩展反电势的估算表达式:

$$e_{M\gamma\delta}(n) = e_{M\gamma\delta}(n-1) - \frac{L_d}{T} \Delta i_{\gamma\delta}(n) \quad (8)$$

由式(4)得:

$$\Delta\theta(n) = \arctan \left(\frac{-e_{M\gamma}}{e_{M\delta}} \right) \quad (9)$$

$$\omega_M = K_p \Delta\theta + K_i \int \Delta\theta dt \quad (10)$$

通过 PI 调节后 $\Delta\theta$ 趋近于零, ω_M 趋近于实际转速。转子位置角可以通过 ω_M 的积分得到。

2 低速基于高频注入法的转子位置检测

众所周知,内插式永磁同步电机其 q 轴与 d 轴电感大小不同,从而为通过注入高频载波信号来跟踪转子凸极提供了可能。

高频载波信号注入法可分为电流注入法和电压注入法,其中电压注入法实现较为简单。设注入的三相

平衡电压用一个以载波信号频率 ω_c 旋转的载波电压矢量 $v_{qds_c}^s$ 来表示:

$$v_{qds_c}^s = \begin{bmatrix} v_{qs_c}^s \\ v_{ds_c}^s \end{bmatrix} = V_{sc} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ -\sin(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_{sc} e^{j\omega_c t} \quad (11)$$

式中 $v_{qds_c}^s$ —静止 $d-q$ 坐标系中注入的高频载波电压; V_{sc} —载波电压矢量的幅值。

在 SPWM 电压源型逆变器供电的拖动系统中, 可以通过逆变器将高频载波信号直接加在电机的基波励磁上, 如图 2 所示。此时, 电机的端电压应为:

$$v_{qds}^s = V_{sc} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ -\sin(\omega_c t) \end{bmatrix} + V_{se} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ -\sin(\omega_c t) \end{bmatrix} = V_{se} e^{j\omega_c t} + V_{sc} e^{j\omega_c t} \quad (12)$$

式中 V_{se} —基波电压矢量的幅值。

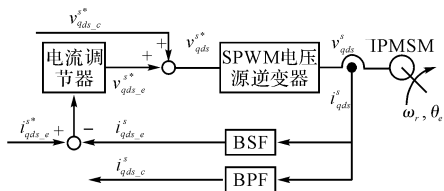


图 2 SPWM 电压源逆变器高频载波信号注入原理

高频载波信号的频率远高于基波频率, 此时电机的模型可以简化为:

$$v_{qds_c}^s \cong j\omega_c L_{qd}^s i_{qds_c}^s \quad (13)$$

如果电机在每一个极距范围内只呈现出一个空间凸极, 那么在以基波频率同步旋转的 $d-q$ 坐标系中, 电机定子电感可以表示为:

$$L_{qd}^c = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_d \end{bmatrix} \quad (14)$$

在静止 $d-q$ 坐标系中, 上式可以进一步转化为:

$$L_{qd}^s = \begin{bmatrix} L + \Delta L \cos(2\theta_e) & -\Delta L \sin(2\theta_e) \\ -\Delta L \sin(2\theta_e) & L - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中 L —定子平均电感, $L = (L_q + L_d)/2$; ΔL —定子微分电感, $\Delta L = (L_q - L_d)/2$; θ_e —以电角度表示的凸极位置。

载波电压矢量作用在有凸极效应的电机中, 产生的载波电流矢量包含有正相序和负相序二分量, 即:

$$i_{qds_c}^s = I_{cp} e^{j(\omega_c t - \pi/2)} + I_{cn} e^{j(2\theta_e - \omega_c t + \pi/2)} \quad (16)$$

式中 I_{cp} —载波电流正相序分量的幅值, $I_{cp} =$

$$\left[\frac{L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{V_{sc}}{\omega_c}; I_{cn} \text{—载波电流负相序分量的幅值, } I_{cn} = \left[\frac{\Delta L}{L^2 - \Delta L^2} \right] \frac{V_{sc}}{\omega_c}。$$

其中, 正相序分量不包含位置信息, 其幅值与平均电感成正比; 负相序分量包含位置信息 θ_e , 其幅值与微

分电感成正比。

为了提取载波电流负相序分量相角中包含的转子凸极位置信息, 必须滤除基波电流和载波

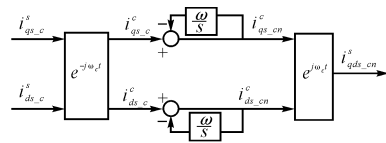


图 3 同步高通滤波器

电流的正相序分量。基波电流与载波电流频率相差较大, 可简单地采用带通滤波器滤除。载波电流正相序分量与负相序分量的旋转方向相反, 因此可以先将载波信号电流转换到与载波信号电压同步旋转的参考坐标系中, 使载波电流的正相序分量呈现为直流, 再利用高通滤波器将其滤除。这种同步高通滤波器的框图如图 3 所示。

在滤除定子电流的基波分量和正相序载波电流分量后, 可利用转子位置跟踪观测器实现转子空间位置的自检测, 如图 4 所示。跟踪观测器采用外差法, 通过单位幅值载波电流负相序分量与实际载波电流负相序分量的矢量叉乘, 获得转子位置误差信号 ε , 即:

$$\varepsilon = \hat{i}_{qds_cn}^s \times i_{qds_cn}^s = I_{cn} \sin(2(\theta_e - \hat{\theta}_e)) \quad (17)$$

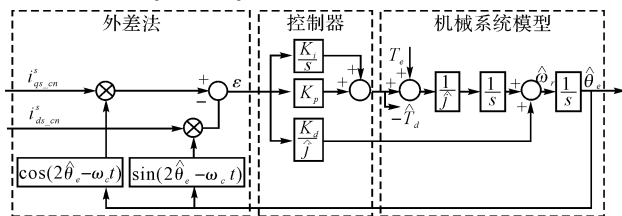


图 4 转子位置跟踪观测器

由于负相序载波电流分量的估计值采用了单位幅值表达, 因此估计值对电机参数的变化不敏感。

3 仿真研究

为验证本研究提出的 IPMSM 无位置传感器控制算法的可行性和有效性, 笔者对一台内插式永磁同步电机进行了仿真研究。电机主要参数为: 额定功率 $P_N = 400 \text{ W}$, 额定电压 $U_N = 220 \text{ V}$, 额定电流 $I_N = 5 \text{ A}$, 额定转速 $n_N = 3000 \text{ r/min}$ 。转矩绕组参数分别为: 极对数 $p_1 = 2$, 绕组电阻 $R_s = 1.01 \Omega$, 绕组自感 $L_d = 0.0048 \text{ H}$, $L_q = 0.0096 \text{ H}$, 永磁体磁链 $\Psi_{pm} = 0.1073 \text{ Wb}$ 。

为考核包括接近零速的全速范围内转子位置检测的有效性, 本研究选择了 60 r/min 及 6000 r/min 进行了仿真。转速为 60 r/min 时, 采用高频信号注入法估算与实际测得的转子位置曲线如图 5 所示, 估算位置与转子实际位置的差值如图 6 所示。由图可见采用高频信号注入法在低速下能很好地检测转子位置及速

度。转速为 6 000 r/min 时,采用扩展反电势法得到的转子的估算位置与实际位置以及两者的差值如图 7、图 8 所示。由图可以看出,两种方法在低速和高速都能很好地跟踪电机转子实际位置,获得良好的跟踪精度。

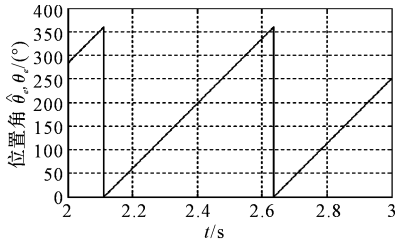


图5 转子位置的测量值与估算值(60 r/min)

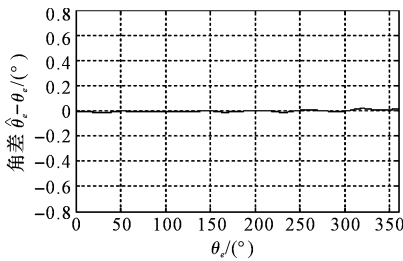


图6 转子位置估算值与测量值的差值(60 r/min)

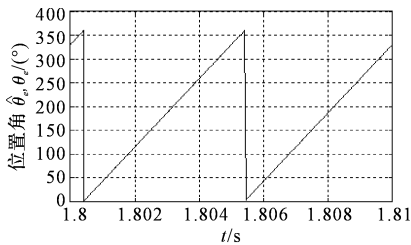


图7 转子位置的测量值与估算值(6 000 r/min)

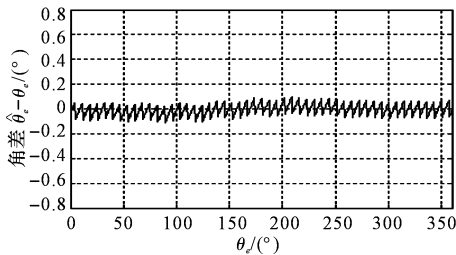


图8 转子位置估算值与测量值的差值(6 000 r/min)

选择两种方法的速度切换位置为 80 r/min,空载时电机起动到 30 r/min,1 s 时转速指令变为 600 r/min,2 s 时转速指令变为 30 r/min,该过程的仿真波形如图 9 所示。由于 30 r/min ~ 600 r/min 的速度区间包含了速度切换区间,因此仿真结果表明这种基于旋转高频电压信号注入法和反电势估算法相结合的转子位置检测方法能够在两种方法之间实现平滑的切换,证明了该方法的可行性。

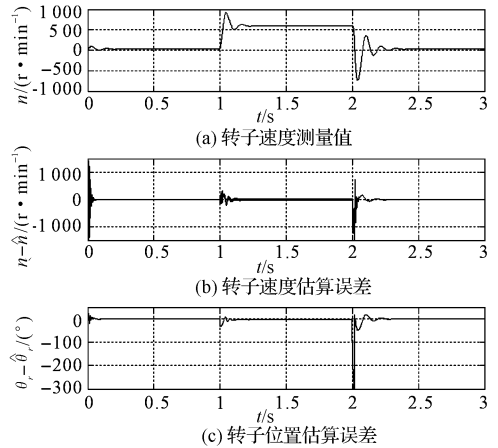


图9 速度指令在 30 r/min ~ 600 r/min 切换时的仿真结果

4 结束语

本研究提出了一种基于扩展反电势估算和高频电压信号注入法相结合的内插式永磁同步电动机无传感器方法。扩展反电势估算方法在电机低速运行存在一定问题,但其动态响应快,适合于高速运行需要;旋转高频电压信号注入法对参数变化不敏感,对外界干扰也有很好的鲁棒性,能在低速时准确地检测转子的位置和速度,有利于实现低速时电机的无位置传感器运行。仿真结果表明,两种方法的结合能够在全速范围内有效地检测出转子的空间位置和速度。

参考文献 (References):

- [1] 林 平,胡长生,李明峰,等. 基于模型参考自适应系统算法的速度估算核的研制[J]. 中国电机工程学报,2004,24(1):118-123.
- [2] 邹继斌,徐永向,于成龙. 正弦波无刷直流电机的新型转子位置检测方法[J]. 中国电机工程学报,2002,22(12):47-49.
- [3] LORENZ R D. Practical Issues and Research Opportunities When Implementing Zero Speed Sensorless Control [C]. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, Shenyang,2001.
- [4] WANG Li-mei, GUO Qing-ding, LORENZ R D. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor [C]//Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference, Beijing,2000:186-190.
- [5] 秦 峰,贺益康,刘 毅. 永磁同步电机转子位置的无传感器自检测[J]. 浙江大学学报:工学版,2004,38(4):465-469.
- [6] 刘 毅,贺益康,秦 峰. 基于传感器集成概念的永磁同步电机转子位置检测[J]. 电工电能新技术,2004,23(4):60-64.
- [7] 秦 峰,贺益康. 两种高频注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(5):116-121.
- [8] JANG J H, SUL S K, HA J I. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. **IEEE Trans. on Industry Applications**,2003,39(4):1031-1038.
- [9] CHEN Zhi-qian, TOMITA M, DOKI S, et al. An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors[J]. **IEEE Trans. Ind. Electron.**,2003,50(2):288-295. [编辑:柴福莉]