

基于双三相永磁同步电机的 EPS 系统低速段无位置传感器控制

周中坚, 张成宝

(上海汽车集团股份有限公司技术中心, 上海 201804)

摘要: 在双三相永磁同步电机(PMSM)电动助力转向(EPS)系统低速段无位置传感器冗余控制中, 传统高频脉振电压注入法依赖于电机凸极效应, 因而存在位置相关信号的信噪比很小的固有问题。从 $\alpha\text{-}\beta$ 两相静止坐标系提取高频电流响应信号, 直接调制静止两相高频电流, 使位置角估算只与直轴电感值相关。将该方法用于饱和凸极性较小的表贴式双三相 PMSM。通过仿真和试验验证了所提方法的有效性和正确性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 电动助力转向; 无传感器控制; 高频脉振电压注入; 凸极效应

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)12-0099-06

Position Sensorless Control of EPS System at Low Speed Based on Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHOU Zhongjian, ZHANG Chengbao

(Technology Center of Shanghai Automotive Group Co., Ltd., Shanghai 201804, China)

Abstract: In the low-speed sensorless redundant control of dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) electric power steering (EPS) system, there was an inherent problem that the signal-to-noise ratio of the position-dependent signal was small due to the salient effect of the motor for the conventional strategy based on high-frequency pulsating voltage injection method. To solve this problem, the high-frequency current response was extracted from the $\alpha\text{-}\beta$ stationary reference frame, and the $\alpha\text{-}\beta$ high-frequency current modulation was directly applied, so that the position angle estimation was only related to the direct-axis inductance value. This method was applied to a surface-mounted dual three-phase PMSM with a small saturation polarity. The effectiveness and correctness of the proposed method were verified by simulation and experiment.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; electric power steering (EPS); sensorless control; high-frequency pulsating voltage injection; salient effect

0 引言

随着汽车科技的进步, 汽车电动助力转向(EPS)系统已逐步应用于中小型乘用车领域^[1]。EPS 系统的控制核心在于对助力电机的控制, 与传统有刷直流助力电机系统^[2]相比, 以双三相永磁同步电机(PMSM)作为助力电机的 EPS 系统具有更优异的转矩转速响应性能和容错控制等^[3]。双三相 PMSM 应用于 EPS 系统中转子位

置信息必不可少, 故设置位置传感器来获取助力电机的转子实时位置信息。当位置传感器系统出现故障时, 无位置传感器控制技术可发挥冗余保护的作用。但是当电机运行在低速范围时, 因为反电动势信号的幅度小, 所以许多无位置传感器的控制方法将不能准确估算出转子的位置角^[4-6]。

高频电压注入法在 PMSM 低速运行时对转子位置估算精确^[7-8]; 高频脉振电压注入法^[9-10]

作者简介: 周中坚(1961—), 男, 副教授, 研究方向为乘用车转向系统开发。

张成宝(1971—), 男, 高级工程师, 研究方向为乘用车转向系统开发。

转矩脉动小,因此常用来估算转子位置角。文献[11]提出将高频脉振电压注入法应用于内置式永磁同步电机(IPMSM)。该方法在全速域中运行良好,然而当电机处于低速运行时所利用的是IPMSM显著的凸极效应,若将其实际应用到凸极效应不明显的表贴式永磁同步电机(SPMSM)时,将会严重影响SPMSM无传感器的控制精度。文献[12]提出的改进高频脉振电压注入法在信号解调过程中分析了低通滤波器(LPF)对系统带宽和结构的影响,但是没有考虑信号解调过程中带通滤波器(BPF)对系统信号幅值和相位产生的影响以及对无位置传感器控制系统结构的影响。

针对上述问题,本文从 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系中的高频电流响应信号中提取转子位置角信息,使得位置估算只与直轴电感值相关,适用于凸极效应不明显的SPMSM;同时,简化了从BPF中提取高频信号的过程,直接将 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系中的高频电流信号解调后通过转子位置观测器获得转子位置信息。最后,通过搭建的双三相同相位SPMSM无位置传感器低速控制系统验证了所提无位置传感器低速控制策略的有效性和可靠性。

1 EPS助力电机转子位置冗余保护策略

1.1 EPS工作原理

图1所示为EPS系统结构简图。

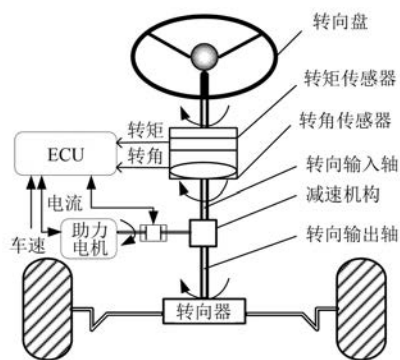


图1 EPS系统结构简图

其基本工作原理是安装在转向管柱上的传感器把转向盘转矩和转角信号传递给电子控制单元ECU;ECU根据车速信号、电机反馈电流信号和位置信号判断汽车转向状态,计算出电机助力电流

的大小,并通过电压控制信号控制助力电机转动;经过减速机构增加扭矩实现转向助力控制。

1.2 转子位置冗余保护策略

助力电机的转子位置信息获取是EPS系统控制的关键。为了避免位置传感器出现故障导致EPS系统无法正常工作,加入无位置传感器控制作冗余保护。转子位置冗余保护策略流程图如图2所示。

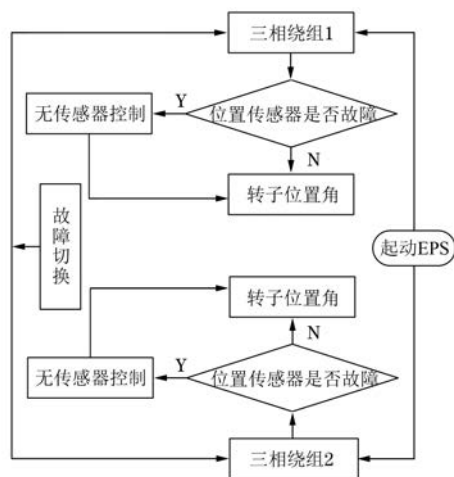


图2 转子位置冗余保护策略流程图

2 传统高频脉振电压注入法

双三相同相位PMSM其中一个三相绕组在 dq 两相旋转坐标系上的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_{ds}^r = R i_{ds}^r + L_{ds} \frac{d i_{ds}^r}{dt} - \omega_e L_{qs} i_{qs}^r \\ u_{qs}^r = R i_{qs}^r + L_{qs} \frac{d i_{qs}^r}{dt} + \omega_e L_{ds} i_{ds}^r + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{ds}^r 、 u_{qs}^r —— d 、 q 轴定子电压;

R ——定子电阻;

i_{ds}^r 、 i_{qs}^r —— d 、 q 轴定子电流;

L_{ds} 、 L_{qs} —— d 、 q 轴电感分量;

ω_e ——转子的电角速度;

ψ_f ——永磁体磁链。

当注入信号的频率远大于电机自身旋转频率时,可以把高频信号注入下的PMSM等效为纯电感模型,且当电机处于零速和低速段时,可以忽略与转子的电角速度 ω_e 有关的项,则式(1)在高频信号注入下可以简化为

响应:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha sh} \\ i_{\beta sh} \end{bmatrix} = T^{-1}(\theta_r) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dsh}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qsh}} \end{bmatrix} T(\Delta\theta_{err}) \begin{bmatrix} \hat{u}_{dsh}^r \\ \hat{u}_{qsh}^r \end{bmatrix} \quad (7)$$

在估计的 d 轴注入高频脉振信号 $\hat{u}_{dsh}^r = U_h \cos \omega_h t$, 代入式(7)可得:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha sh} \\ i_{\beta sh} \end{bmatrix} = \frac{U_h}{\omega_h} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{dsh}} \cos \theta_r \cos \Delta\theta_{err} + \frac{1}{L_{qsh}} \sin \theta_r \sin \Delta\theta_{err} \\ \frac{1}{L_{dsh}} \sin \theta_r \cos \Delta\theta_{err} - \frac{1}{L_{qsh}} \cos \theta_r \sin \Delta\theta_{err} \end{bmatrix} \sin \omega_h t \quad (8)$$

由式(8)可以看出, 对于 SPMSM, 有 $L_{dsh} = L_{qsh}$ 。如果角度误差足够小时 $\Delta\theta_{err} = 0$, 此时估计的转子位置收敛于实际转子位置, 静止两相高频电流响应可以简化为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha sh} \\ i_{\beta sh} \end{bmatrix} = \frac{U_h}{\omega_h L_{dsh}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \sin \omega_h t \quad (9)$$

由式(9)可以看出, 改进的高频脉振电压注入法只与电感值相关, 不依赖 PMSM 的凸极性, 因此适用于凸极性较小的 SPMSM。同时, 做简化系统结构的处理, 当对高频电流信号进行处理时, 直接将两相静止坐标系下的电流矢量 $i_{\alpha\beta}$ 与 $2\sin \omega_h t$ 相乘。简化后的转子位置估计结构图如图 6 所示。

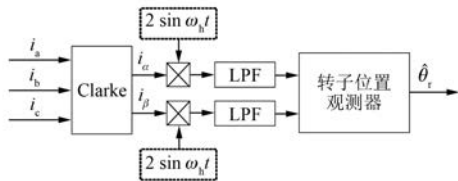


图 6 简化后的转子位置估计结构图

双三相 PMSM 在低速运行过程中, 基波电流 $i_{\alpha\beta}$ 与调制信号 $2\sin \omega_h t$ 相乘, 可得:

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta} \times 2\sin \omega_h t &= 2k \begin{bmatrix} \cos \omega_r t - \theta_p \\ \sin \omega_r t - \theta_p \end{bmatrix} \sin \omega_h t = \\ k \begin{bmatrix} \sin(\omega_r + \omega_h)t + \sin(\omega_h - \omega_r)t - 2\theta_p \sin \omega_h t \\ \cos(\omega_r + \omega_h)t - \cos(\omega_h - \omega_r)t - 2\theta_p \sin \omega_h t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

式中: k ——基波电流的幅值;

ω_r ——电机的旋转角频率;

θ_p ——基波电流的相位偏差值。

由于低速运行下基波电流的旋转频率较低, ω_r 远小于 ω_h , 所以由式(10)可以看出, $i_{\alpha\beta}$ 与 $2\sin \omega_h t$ 相乘后得到的信号由 3 个高频信号组合而成。同理, 高次谐波电流 $i_{\alpha\beta}$ 频率一般在开关频率附近, 频率远大于注入信号频率, 与 $2\sin \omega_h t$ 相乘后得到的信号仍然为高频谐波信号, 均可以被 LPF 滤除。由此可以得出:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{\alpha l} \\ i_{\beta l} \end{bmatrix} &= \text{LPF} \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} 2\sin \omega_h t \right) = \\ \text{LPF} \left(\begin{bmatrix} i_{\alpha sh} \\ i_{\beta sh} \end{bmatrix} 2\sin \omega_h t \right) &= \frac{U_h}{\omega_h L_{dsh}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

3.2 转子位置观测器

本文采用两相型锁相环观测器对转子位置和转速进行观测。其具体结构如图 7 所示。

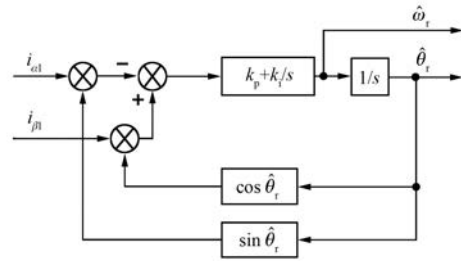


图 7 两相型锁相环结构框图

由图 7 可得观测用的转子位置误差信号:

$$\varepsilon = i_{\beta l} \cos \hat{\theta}_r - i_{\alpha l} \sin \hat{\theta}_r = k_h \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (12)$$

其中: $k_h = \frac{U_h}{\omega_h L_{dsh}}$ 。

当估算角度与实际角度的角度误差 $\theta_r - \hat{\theta}_r$ 较小, 式(12)可简化为

$$\varepsilon = k_h \sin(\theta_r - \hat{\theta}_r) \approx k_h(\theta_r - \hat{\theta}_r) \quad (13)$$

锁相环的闭环传递函数可表示为

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{k_h k_p s + k_h k_i}{s^2 + k_h k_p s + k_h k_i} \quad (14)$$

由于 $k_h = \frac{U_h}{\omega_h L_{dsh}}$ 为正数, 由劳斯 - 霍尔维兹

定理可以判断出当 $k_h k_p$ 、 $k_h k_i$ 均为正数时系统稳定, 所以锁相环能很好地锁住角度, 估计的转子位置能收敛于实际的转子位置。

4 仿真结果分析

本文仿真与试验使用的 1 台双三相 SPMSM 相关电气参数如表 1 所示。仿真设置如下,在估计的 d 轴上注入频率为 900 Hz、幅值为 5 V 的高频正弦信号,从两相静止坐标系的高频电流响应中提取转子位置信息,BPF 高通截止频率设为 1 200 Hz,低通截止频率设为 600 Hz,确保有效地提取高频电流响应信号。调制用高频正弦信号幅值为 2 V,频率为 900 Hz,提取调制后信号的低通滤波器的截止频率设置为 300 Hz。仿真波形如图 8、图 9 所示。

表 1 双三相 SPMSM 电气参数	
参数名称	参数值
极对数	4
母线电压/V	12
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.001
额定电流/A	84
额定转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	4.7

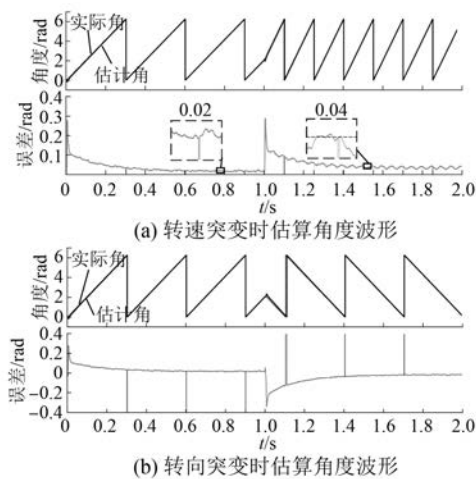


图 8 传统的高频脉振电压注入法动态性能

图 8(a)为传统方法中电机转速突变时的实际角度和估计角度的对比波形,电机在 1.0 s 时转速由 50 r/min 突然加速到 100 r/min,角度误差约为 0.3 rad。图 8(b)为 PMSM 在 1.0 s 时转速由 50 r/min 突变到 -50 r/min,可以看出,在正反转时,角度估计产生小幅波动,角度误差在 0.4 rad 以内,估计角度基本跟随实际角度。

图 9(a)为改进方法在电机运行到 1.0 s 时转

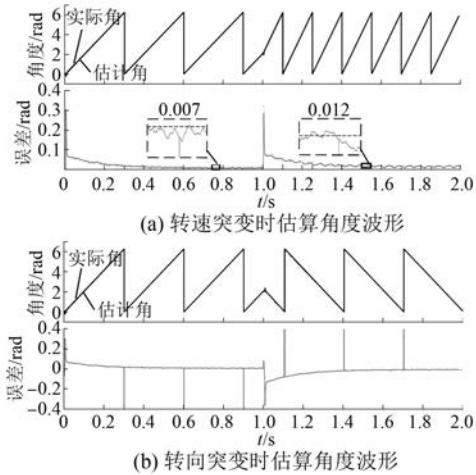


图 9 改进的高频脉振电压注入法动态性能

速由 50 r/min 突然加速到 100 r/min 的仿真波形,可以看出,在转速突变时估计角度并未受到明显的影响,仅仅在转速增加的瞬间产生微小的波动,与传统方法相比,估算角度能更快地收敛于实际角度。在稳态情况下 100 和 50 r/min 的估算误差约为 0.007 和 0.003 rad,远小于改进前的 0.04 和 0.02 rad,估算精度更高。图 9(b)为电机在 1.0 s 时转速由 50 r/min 突变到 -50 r/min,可以看出,在正反转时,角度估计会产生小幅的波动,与传统方法相比,估计角度能更快跟随实际角度,并且相位延迟更小。可见改进的高频脉振电压注入法估算精度更高,动态性能更优。

5 试验结果分析

试验给定电机转速为 100 r/min。图 10 所示

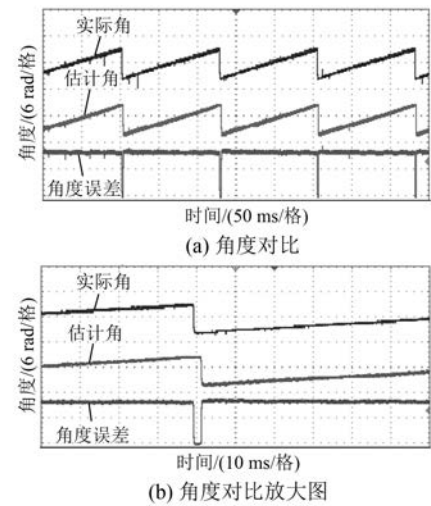


图 10 传统的高频脉振电压注入法转子观测

为传统的高频脉振电压注入法的转子位置观测试验波形。图 11 所示为改进的高频脉振电压注入法转子位置观测试验波形。

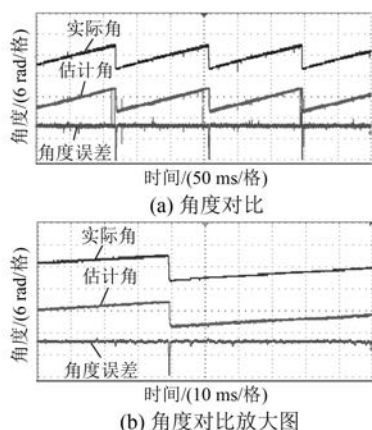


图 11 改进的高频脉振电压注入法转子位置

由试验波形可以看出,传统高频脉振电压注入法估计的角度与实际角度的稳态误差约为 0.12 rad,相位滞后约为 0.06 rad;改进的高频脉振电压注入法估计的角度与实际角度的稳态误差约为 0.08 rad,相位滞后约为 0.03 rad。与传统法相比,改进的高频脉振电压注入法估算精度更高,同时降低角度估算的相位延迟,因此转子位置估算性能更优。

6 结 语

针对双三相同相位 PMSM EPS 系统低速段无位置传感器冗余控制中,传统高频脉振电压注入法不适用于饱和凸极效应不明显的电机而导致与转子位置相关信号信噪比很小的问题,本文采用了一种提取 $\alpha\beta$ 两相静止参考系下高频电流响应信号的方法,通过将 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下高频电流 $i_{\alpha sh}$ 和 $i_{\beta sh}$ 直接调制来获取转子位置信息,在传统高频脉振电压注入法的基础上简化了系统结构。最后,进行了仿真试验,试验结果表明该方法的转子位置估算性能优于传统方法。

【参 考 文 献】

[1] 张虎.基于永磁同步电机的电动助力转向系统力矩控制算法研究[D].长春:吉林大学,2015.

[2] 曾强淋.基于 PMSM 的全地形车用电动助力转向控制器的设计与实现[D].天津:天津工业大学,2016.

[3] 周长攀.双三相永磁同步电机驱动及容错控制技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2016.

[4] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报,2014,34(6): 897.

[5] 陆斌泉,林鹤云,韩俊林.永磁同步电机的扰动观测器无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2016,36(5): 1387.

[6] 毛永乐,杨家强,赵寿华,等.带负载转矩估算的非线性观测器内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2252.

[7] 于艳君,柴凤,欧景,等.基于旋转高频信号法的 IPMSM 无位置传感器控制[J].电工技术学报,2013,28(7): 26.

[8] WANG G, YANG L, YUAN B, et al. Pseudo-random high-frequency square-wave voltage injection based sensorless control of IPMSM drives for audible noise reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7423.

[9] 许家群,杜明成.基于电流响应包络线的永磁同步电机转子初始位置检测[J].中国电机工程学报,2018,38(11): 3344.

[10] YANG S C, LORENZ R D. Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(3): 977.

[11] 王高林,张国强,贵献国,等.永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24): 103.

[12] ZHANG X, LI H, YANG S, et al. Improved initial rotor position estimation for PMSM drives based on HF pulsating voltage signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 4702.

[13] LI H, ZHANG X, YANG S, et al. Improved initial rotor position estimation of IPMSM using amplitude demodulation method based on HF carrier signal injection[C]//IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017.

收稿日期: 2019-10-20