

基于载波频率成分的永磁同步电机转子定位研究

朱军, 田淼, 付融冰, 刘慧君

(河南理工大学电气学院, 河南 焦作 454002)

摘要: 针对传统永磁同步电机(PMSM)无位置传感器控制中转子定位可能反相、低速时转子位置精度差等问题, 研究一种基于载波频率成分的转子定位方法。在分析载波频率成分法原理的基础上, 利用逆变器固有的含载波频率成分的电流信号, 通过建立新的坐标系, 将电流信号经带通滤波处理得到载波频率成分电流, 用滤波后的峰值电流估算出转子位置。分别在 Matlab/Simulink 和基于 DSP 的硬件平台中对该方法进行仿真和实验验证。实验数据表明, 载波频率成分法转子计算误差在合理范围内, 在电机启动和低速阶段也能很好地估算出转子位置, 该方法能准确估算出转子位置。

关键词: 永磁同步电机; 载波频率成分法; 转子位置

Research on rotor position of permanent magnet synchronous motor based on carrier frequency component

ZHU Jun, TIAN Miao, FU Rongbing, LIU Huijun

(School of Electrical Engineering, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454002, China)

Abstract: An approach to locate the rotor position based on carrier frequency component is proposed aiming at the problems of reverse phase and poor accuracy at low speed of rotor position in traditional PMSM sensorless control. Based on analyzing the theory of carrier frequency component method, using the inherent current signal which contains the carrier frequency component of the inverter, it establishes a new coordinate system, then processes the current signal by the band-pass filter to obtain the carrier frequency component current, and estimates the rotor position by using the peak of filtered current. The simulation with MATLAB/Simulink and the experiment based on DSP hardware platform are used to verify the method. The experimental data shows that the rotor calculation error of the carrier frequency component method is within reasonable limits, and the proposed method also estimates the rotor position at start-up and low-speed stage excellently, so it is accurate.

Key words: permanent magnet synchronous motor; carrier frequency component method; rotor position

中图分类号: TM341 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)14-0048-07

0 引言

传统永磁同步电机无位置传感器控制策略, 需要进行复杂的坐标轴系变换^[1]。其中, 由三相静止坐标系到两相静止坐标系及两相旋转坐标系的变换过程中, 令旋转坐标轴 d 轴与转子磁场方向重合, q 轴超前 d 轴 90° 。因此, 进行坐标变换前, 首先必须确定转子的位置, 然后才能进行磁场的定向研究。

基金项目: 河南省教育厅科学技术研究重点项目(12A47000); 河南理工大学博士基金(B2011-104); 中国煤炭工业协会科学技术研究项目(MTKJ2012-376)

目前, 对于永磁同步电机的无位置传感器控制, 主要使用反电动势法和高频注入法^[2-3]进行转子定位。最简单的无位置传感器控制方法是文献[4]提出的基于对检测到的电机反电动势进行积分, 但是该方法在零速或者低速时因反电动势太小而失败。其他利用感应电动势的方法, 如直接计算法、基于观测器的估算法、模型参考自适应法等^[5-11], 在电机零速时无法检测出转子位置。高频注入法分为多种类型, 其主要是高频激励类型、测量信号类型和数量, 以及估计转子位置的信号处理方法不同, 但该方法容易使转子初始位置估算结果反向, 对凸极性不明显的永磁同步电机检测效果不佳, 且对电机的

性能有一定的影响^[12-15]。如文献[12]使用的高频注入方法, 通过分析不同磁极下的直流等效电路时间常数辅助进行转子定位, 虽然缩短了算法的时间, 但当电机转子处在特定位置时容易受到信号处理和系统干扰等因素影响。文献[13]使用的改进的高频注入方法, 同时分析高频电流负序分量和旋转电流矢量辅助变化, 能很好地进行转子 N/S 极性判定, 但仅适用特定的电机, 不具有普遍性。

基于以上, 载波频率成分位置估算法越来越受到人们关注。载波频率成分无需额外的信号注入, 利用电压型逆变器输出的固有谐波电压及其相应的电流响应, 通过对高频电流的坐标变换和带通滤波, 利用滤波后的峰值电流估算出转子位置。

1 载波频率成分法原理

逆变器调制模式使用相位相差 120° 的三相三角波的 SPWM, 这样就能得到含有载波频率成分的电压矢量和电流矢量。三相三角波载波调制波形如图 1 所示。

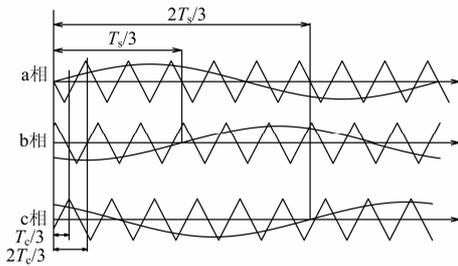


图 1 三相三角波载波调制波形

Fig. 1 Waveforms using three-phase triangle carrier

在该调制模式下, 载波频率成分电压方程为^[16]

$$\begin{bmatrix} u_{ac} \\ u_{bc} \\ u_{cc} \end{bmatrix} = \frac{2U_{dc}}{\pi} J_0 \left(\frac{M\pi}{2} \right) \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_c t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $J_0 \left(\frac{M\pi}{2} \right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(k!)^2} \left(\frac{M\pi}{4} \right)^{2k}$; u_{ac} , u_{bc} , u_{cc} 为三相载波频率成分电压; U_{dc} 为直流母线电压; J_0 为贝塞尔函数(Bessel); M 为逆变器的调制比; ω_c 为载波角速度。

电机在起动或者低速阶段时, $J_0 \left(\frac{M\pi}{2} \right) \approx 1$,

式(1)可简化为

$$\begin{bmatrix} u_{ac} \\ u_{bc} \\ u_{cc} \end{bmatrix} \approx \frac{2U_{dc}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \cos(\omega_c t - 120^\circ) \\ \cos(\omega_c t + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

因为载波频率成分是高频率模型, 为此建立永磁

同步电机的高频成分模型。在 $\alpha-\beta$ 轴系下, 永磁同步电机的高频成分电压和电流分别表示为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha c} \\ u_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sum} + L_{diff} \cos(2\theta_e) & L_{diff} \sin(2\theta_e) \\ L_{diff} \sin(2\theta_e) & L_{sum} - L_{diff} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sum} - L_{diff} \cos(2\theta_e) & -L_{diff} \sin(2\theta_e) \\ -L_{diff} \sin(2\theta_e) & L_{sum} + L_{diff} \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} \int u_{\alpha c} dt \\ \int u_{\beta c} dt \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $L_{sum} = (L_d + L_q)/2$; $L_{diff} = (L_d - L_q)/2$; L_d 、 L_q 为电机的 d 轴和 q 轴的电感分量; θ_e 为电机转子的空间位置角。

建立超前 $\alpha-\beta$ 轴系 45° 的 $k-l$ 轴系, 定子电感中转子位置相关的部分就增加一倍, 其他部分可以被消去。其空间矢量关系如图 2 所示, 可得在 $k-l$ 轴系下的高频成分电压和电流方程为

$$\begin{bmatrix} u_{kc} \\ u_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sum} + L_{diff} \sin(2\theta_e) & -L_{diff} \cos(2\theta_e) \\ -L_{diff} \cos(2\theta_e) & L_{sum} - L_{diff} \sin(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{kc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{kc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sum} - L_{diff} \sin(2\theta_e) & L_{diff} \cos(2\theta_e) \\ L_{diff} \cos(2\theta_e) & L_{sum} + L_{diff} \sin(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} \int u_{kc} dt \\ \int u_{lc} dt \end{bmatrix} \quad (6)$$

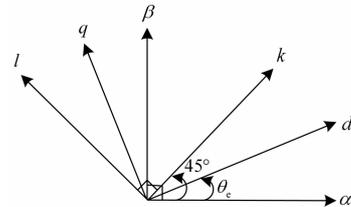


图 2 $k-l$ 轴系空间矢量图

Fig. 2 Space vector of $k-l$ coordinate

将式(2)变换到两相 $\alpha-\beta$ 轴系下, 可得载波频率成分电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha c} \\ u_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t) \\ \sin(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

同样, 可得在 $k-l$ 轴系下的载波频率成分电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{kc} \\ u_{lc} \end{bmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi} \begin{bmatrix} \cos(\omega_c t - 45^\circ) \\ \sin(\omega_c t - 45^\circ) \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(7)代入式(4), 式(8)代入式(6), 可得

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha c} \\ i_{\beta c} \end{bmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi\omega_c} \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} L_{sum} \sin(\omega_c t) + L_{diff} \sin(\omega_c t - 2\theta_e) \\ -L_{sum} \cos(\omega_c t) + L_{diff} \cos(\omega_c t - 2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{kc} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi\omega_c} \frac{1}{L_{sum}^2 - L_{diff}^2} \begin{bmatrix} L_{sum} \sin(\omega_c t - 45^\circ) - L_{diff} \sin(\omega_c t - 2\theta_e - 135^\circ) \\ -L_{sum} \cos(\omega_c t - 45^\circ) + L_{diff} \cos(\omega_c t - 2\theta_e - 135^\circ) \end{bmatrix} \quad (10)$$

应用余弦定理, 由式(9)和式(10)可推导出永磁同步电机在 $\alpha-\beta$ 和 $k-l$ 轴系下的载波频率成分电流包络线方程为

$$\begin{pmatrix} |i_{\alpha c}|_{peak} \\ |i_{\beta c}|_{peak} \end{pmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi\omega_c (L_{sum}^2 - L_{diff}^2)} \begin{pmatrix} \sqrt{L_{sum}^2 + L_{diff}^2 + 2L_{sum}L_{diff} \cos(2\theta_e)} \\ \sqrt{L_{sum}^2 + L_{diff}^2 - 2L_{sum}L_{diff} \cos(2\theta_e)} \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} |i_{kc}|_{peak} \\ |i_{lc}|_{peak} \end{pmatrix} = \frac{3U_{dc}}{\pi\omega_c (L_{sum}^2 - L_{diff}^2)} \begin{pmatrix} \sqrt{L_{sum}^2 + L_{diff}^2 + 2L_{sum}L_{diff} \sin(2\theta_e)} \\ \sqrt{L_{sum}^2 + L_{diff}^2 - 2L_{sum}L_{diff} \sin(2\theta_e)} \end{pmatrix} \quad (12)$$

式中, $|i_{\alpha c}|_{peak}$, $|i_{\beta c}|_{peak}$, $|i_{kc}|_{peak}$, $|i_{lc}|_{peak}$ 分别为 α 、 β 、 k 和 l 轴的载波频率成分电流包络线。进一步可推导出

$$|i_{\alpha c}|_{peak}^2 - |i_{\beta c}|_{peak}^2 = k \cos(2\theta_e) \quad (13)$$

$$|i_{kc}|_{peak}^2 - |i_{lc}|_{peak}^2 = k \sin(2\theta_e) \quad (14)$$

$$\text{式中, } k = \frac{36U_{dc}^2 L_{sum} L_{diff}}{\pi^2 \omega_c^2 (L_{sum}^2 - L_{diff}^2)^2}。$$

由式(13)和式(14)可推导出基于载波频率成分法的转子位置估算公式为

$$\theta_e = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{|i_{cfck}|_{peak}^2 - |i_{cfcl}|_{peak}^2}{|i_{cfca}|_{peak}^2 - |i_{cfcb}|_{peak}^2} \right) \quad (15)$$

当永磁同步电机静止时, 只需含有高频电流, 该方法也可估算出转子位置。

2 基于 DSP 的转子位置检测

本文实验平台使用基于高速数字信号处理器 TMS320F2812 的硬件控制系统, 其系统原理图如图 3 所示。

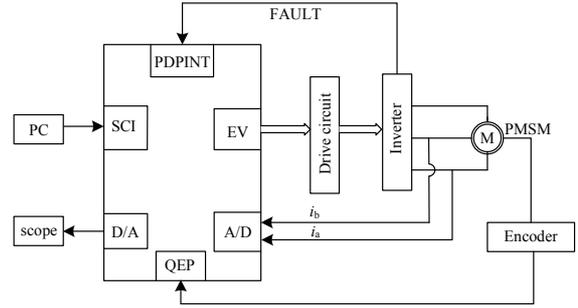


图 3 DSP 硬件系统框图

Fig. 3 DSP hardware system block diagram

其中, EV 模块通过输出 PWM 波给门极驱动电路, 用来控制驱动器。DSP 的 PDPINT 引脚接收驱动器的故障检测信号 FAULT, 通过拉低 PDPINT 引脚的输入电平, 关断 DSP 的所有信号输出来进行保护。电流 i_a 和 i_b 通过 A/D 采样电路后, 在 DSP 内部坐标变换为 i_k 、 i_l 后, 分别对 i_a 、 i_b 、 i_k 和 i_l 带通滤波处理, 得到载波频率成分电流, 按照式(15)进行数学运算, 可估算出电机转子位置。

DSP 的 QEP 模块对编码器发出的脉冲进行采样, 通过 M/T 法计算出电机实际的转子位置, 从而与估算位置进行对比分析。整个系统程序流程图如图 4 所示。

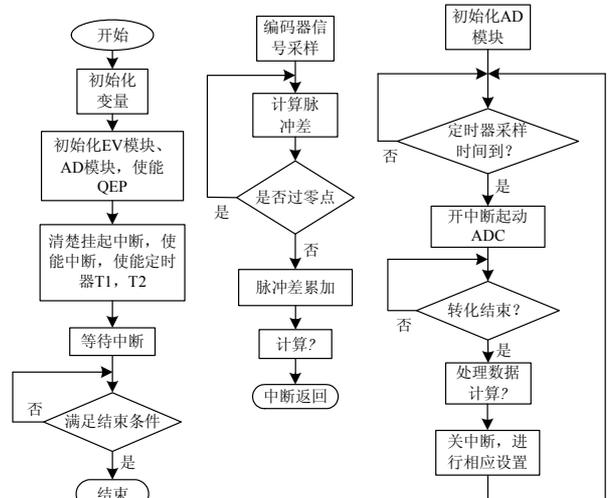


图 4 程序流程图

Fig. 4 Program flow chart

其中主程序的周期为 $250 \mu\text{s}$, 通过中断和调用子程序的方式进行编码器转子位置程序和 AD 采样估算转子位置程序。

3 实验对比分析

3.1 仿真

为了验证上述方法的正确性, 在 Simulink 中搭建基于载波频率法的 PMSM 电机控制仿真。电机极对数为 4, 定子电阻为 4.54, 母线电压为 310 V。基于载波频率法的逻辑运算框图如图 5 所示。

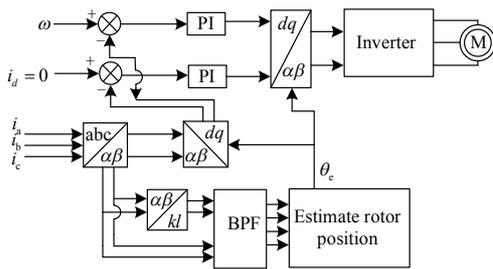


图 5 载波频率成分法逻辑运算框图

Fig. 5 Logical block diagram of carrier frequency component method

在 Simulink 中, 载波频率成分法中的电流处理模块如图 6 所示, 将电流 i_{ac} 、 i_{bc} 坐标变换到 $k-l$ 轴系后, 利用 Analog Filter Design 模块进行带通滤波, 滤波后得到载波频率成分电流, 其包络线含有转子位置信息, 按照式(15)对其进行代数运算可估算出转子位置。

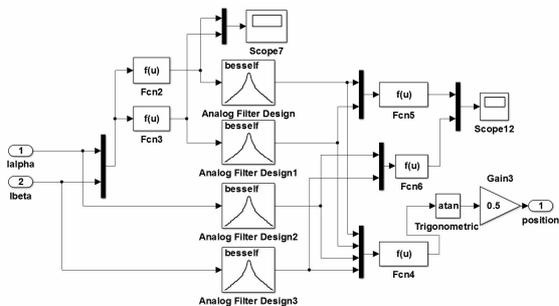


图 6 电流处理模块

Fig. 6 Current processing module

图 7 和图 8 分别为 $\alpha-\beta$ 和变换到 $k-l$ 轴系下起动阶段的基波和载波频率成分的电流响应, 对应式(9)和式(10)。

图 9 为对 i_{ac} 、 i_{bc} 、 i_{kc} 和 i_{lc} 4 路电流经过带通滤波得到载波频率电流后, 按照式(13)和式(14)计算, 得到的包含转子位置信息的 $k \cos(2\theta_e)$ 和 $k \sin(2\theta_e)$ 值。

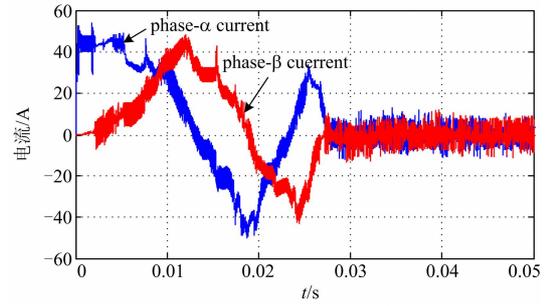


图 7 α 和 β 相电流

Fig. 7 α phase current and β phase current

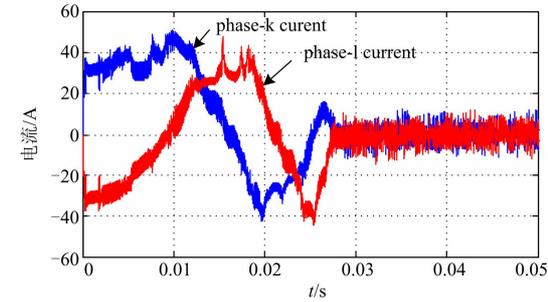


图 8 k 和 l 相电流

Fig. 8 k phase current and l phase current

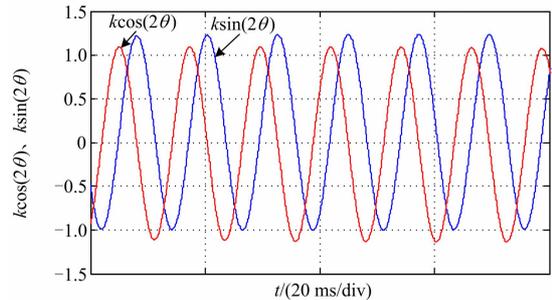


图 9 $k \cos(2\theta_e)$ 和 $k \sin(2\theta_e)$ 仿真曲线

Fig. 9 Simulation curve $k \cos(2\theta_e)$ of and $k \sin(2\theta_e)$

图 10 为经式(15)计算后得到的转子位置。图 11 所示为电机实际转子位置, 图 12 所示为实际转子位置与载波频率成分法估测转子位置的误差分析。由实验数据可知, 误差在 5° 范围内, 在合理的范围内,

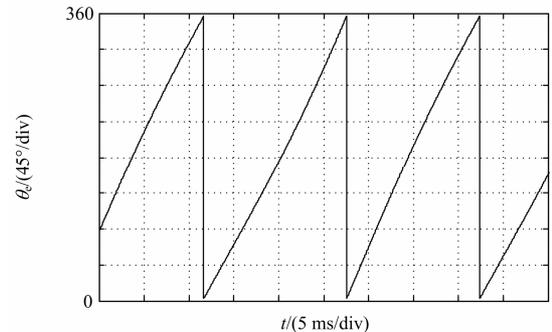


图 10 估算转子位置

Fig. 10 Rotor position estimation

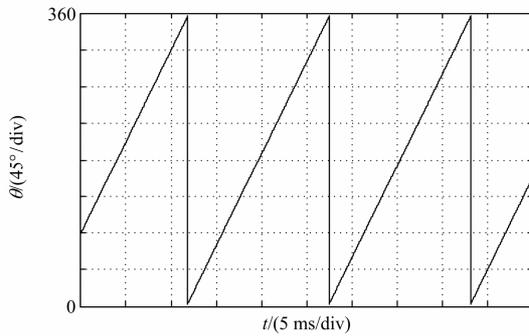


图 11 实际转子位置
Fig. 11 Actual rotor position

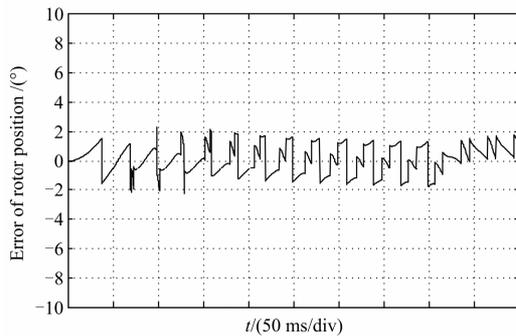


图 12 转子位置误差
Fig. 12 Error of rotor position

该方法能很好估算出转子位置，证明了第一部分的理论内容。

图 13 所示为起动阶段的转速图和估测转子位置图。该图表明，载波频率成分法在电机的起动阶段，也能稳定、精确地估测出转子位置信息。

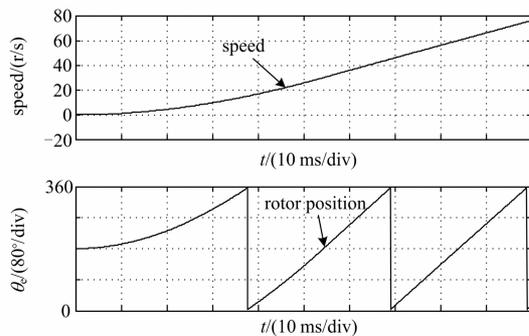


图 13 起动阶段转速与转子位置
Fig. 13 Starting phase speed and rotor position

3.2 实验

为了实际验证该方法的可行性，选取 400 W 的永磁同步电机进行实验。整个实验平台如图 14 所示。

在 CCS 软件中使用图形显示功能对运算结果进行显示。图 15 为电机运行时 A 相与 B 相的电流波形。其中上方图的 A 相超前下方图的 B 相 120°。

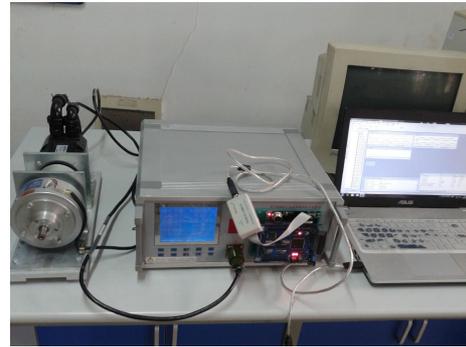


图 14 实验平台
Fig. 14 Experimental platform

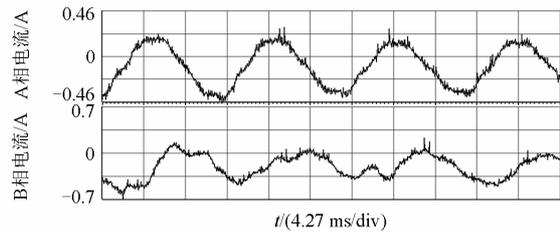


图 15 A 相与 B 相电流波形
Fig. 15 A phase current and B phase current

编码器选用欧姆龙 E6C2-CWZ3EH，其旋转一圈发出 1024 个脉冲，通过 M/T 法计算出实际的转子位置。在 CCS 软件中使用图形显示功能对运算结果进行显示。通过对编码器发出的脉冲进行采集和运算处理得到的实际转子位置图如图 16 所示。

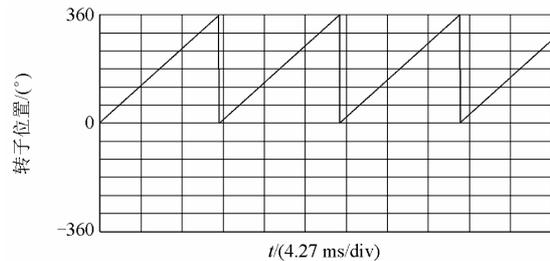


图 16 实际转子位置
Fig. 16 Actual rotor position

通过对 A 相和 B 相电流进行 CLARK 变换为 α 和 β 相电流后，按照第一部分再变换为 k 和 l 相电流。在 CCS 中通过编写带通滤波代码后对 α 、 β 、k 和 l 相电流带通滤波，代数运算后，可估算出转子位置信息。获得如图 17 所示转子估测位置图。通过与图 16 的转子位置数据相对比，表明该方法在实际应用中，能很好地估算出转子位置信息。

图 18 所示为实际转子位置与估算转子位置误差图。该图表明转子位置误差在合理的范围内。

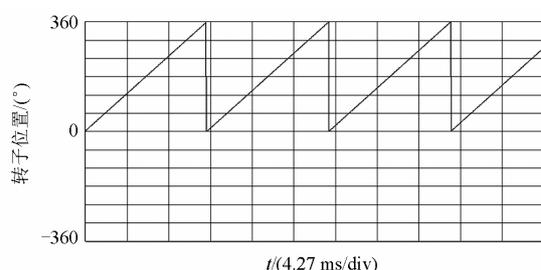


图 17 估算转子位置

Fig. 17 Rotor position estimation

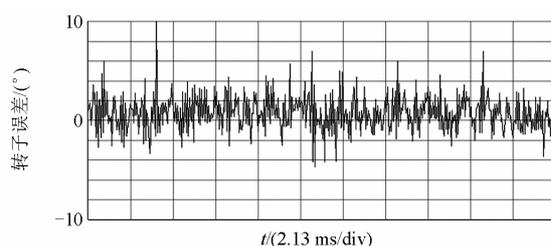


图 18 转子位置误差图

Fig. 18 Error of rotor position

4 结论

本文采用载波频率成分法进行永磁同步电机转子位置的定位研究, 不仅延续了高频注入法无需额外的编码器、提高系统稳定性的优点, 而且不需要信号注入, 弥补了高频注入对电机的性能会有影响的缺陷。通过在 Matlab/Simulink 和基于 DSP 的硬件平台上进行仿真和实验测试, 对转子实际位置和估测位置进行对比分析, 表明该方法能很好地估算出转子位置, 误差在合理的范围内, 在电机启动和低速阶段也能很好地估算出位置信息, 有很好的灵敏度和精度。

参考文献

- [1] 王高林, 杨荣峰, 李刚, 等. 基于高频信号注入的 IPMSM 无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 63-68.
WANG Gaolin, YANG Rongfeng, LI Gang, et al. Position sensorless control strategy of IPMSM based on high frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 63-68.
- [2] 刘颖, 周波, 冯琪, 等. 基于脉振高频电流注入 SPMSM 低速无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 139-145.
LIU Ying, ZHOU Bo, FENG Ying, et al. Sensorless control of SPMSM based on high frequency current

- signal injection in the direct axis at low and zero speed[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 139-145.
- [3] 郑泽东, 李永东. 采用 Kalman 滤波器进行信号处理的高频信号注入法在电动机控制中的应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 54-59.
ZHENG Zedong, LI Yongdong. Application of high frequency signal injection method in motor control using Kalman filter for signal[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 54-59.
- [4] WU R, SLEMON G R. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor[C] // IEEE Applications Society Annual Meeting, 1990, 1: 553-558.
- [5] 孙海军, 郭庆鼎, 高松巍, 等. 系统辨识法永磁同步电机无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(3): 244-247.
SUN Haijun, GUO Qingding, GAO Songwei, et al. Sensorless control of permanent magnetism synchronous motor using identification method[J]. Electric Machines and Control, 2008, 12(3): 244-247.
- [6] 祝晓辉, 李颖晖. 基于扰动滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(5): 456-461.
ZHU Xiaohui, LI Yinghui. Vector control for PMSM based on disturbance SMO[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(5): 456-461.
- [7] HAN Y S, CHOI JS, KIM Y S. Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2000, 36(4): 3588-3591.
- [8] 王庆龙, 张兴, 张崇巍, 等. 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): 897-902.
WANG Qinglong, ZHANG Xing, ZHANG Chongwei, et al. Double sliding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 897-902.
- [9] 朱喜华, 李颖晖, 张敬. 基于一种新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(13): 6-10.
ZHU Xihua, LI Yinghui, ZHANG Jing. Sensorless control of PMSM based on a novel sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(13): 6-10.

- [10] 安小宇, 崔光照, 丁国强, 等. 基于中心差分滤波算法的 PMSM 无传感器控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(23): 37-42.
AN Xiaoyu, CUI Guangzhao, DING Guoqiang, et al. The PMSM's sensorless vector control method based on CDKF algorithm[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(23): 37-42.
- [11] 王磊, 李颖晖, 祝晓辉, 等. 永磁同步电机转子位置提取近似分类支持向量机灰色预测方法[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(23): 97-102.
WANG Lei, LI Yinghui, ZHU Xiaohui, et al. Extraction of rotor position for PMSM using PSVMC-GMP system prediction[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(23): 97-102.
- [12] 刘颖, 周波, 李帅, 等. 转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 78-84.
LIU Ying, ZHOU Bo, LI Shuai, et al. Initial rotor position detection of surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 78-84.
- [13] 廖勇, 沈朗, 姚骏, 等. 改进的面贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(2): 203-207.
LIAO Yong, SHEN Lang, YAO Jun, et al. Initial rotor position detection for surface mounted PMSM based on rotating high frequency signal injection[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(2): 203-207.
- [14] 金光哲, 徐殿国, 高强, 等. 高频注入电压预估同步电机转子位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(9): 1376-1383.
JIN Guangzhe, XU Dianguo, GAO Qiang, et al. A synchronous motor rotor position detection method based on high-frequency injection voltage prediction[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(9): 1376-1383.
- [15] CHEN X, GU S, YE S, et al. Study on initial rotor position identification of permanent magnet synchronous motor based on high frequency signal injection[C] // Proceeding of 2nd International Asia Conference on CAR, Wuhan, China: IEEE, 2010: 397-401.
- [16] 高宏伟, 于艳君, 柴凤, 等. 基于载波频率成分法的内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 91-96.
GAO Hongwei, YU Yanjun, CHAI Feng, et al. Position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on carrier frequency component method[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 91-96.

收稿日期: 2014-10-08; 修回日期: 2015-01-13

作者简介:

朱军(1984-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为特种电机驱动与控制; E-mail: zhujun@hpu.edu.cn

田淼(1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向电力电子及电力驱动. E-mail: shoowtime@163.com

(编辑 周金梅)