

转子磁钢表贴式永磁同步电机转子初始位置检测

刘颖, 周波, 李帅, 冯瑛

(南京航空航天大学自动化学院, 江苏省南京市 210016)

Initial Rotor Position Detection of Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor

LIU Ying, ZHOU Bo, LI Shuai, FENG Ying

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A new method for initial rotor position detection of surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM) without any rotational transducer is presented. The method can effectively improve the shortcomings of traditional methods in execution time and implementation complexity. It is realized in two steps. Firstly a high-frequency sinusoidal voltage signal is injected into the estimated synchronous rotating coordinate system, thus the first estimated value of rotor position can be estimated through closed-loop adjustment. Then pole polarity is determined using different time constant characteristics of d -axis equivalent circuit under different poles. Combined with the estimated value, the correct initial position can be obtained. Experimental verification of arbitrary initial rotor angle is carried out on dSPACE real-time simulation system. The results show that the proposed method can realize fast and accurate initial position detection of SPMSM.

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sensorless; initial position detection; signal injection; magnetic pole determination

摘要: 针对转子磁钢表贴式永磁同步电机(surface mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM), 提出一种无位置传感器转子初始位置检测方法, 有效地改善了传统方法中存在的算法执行时间长、实施复杂等缺点。该方法分 2 步实现, 在估算的同步旋转坐标系中注入高频正弦电压信号, 通过闭环调节得出转子位置初次估算值; 再利用不同磁极下直轴等效电路时间常数不同的特性, 判断出 d 轴正方向, 结合初次估算值, 从而得到正确的初始位置信息。运用 dSPACE 实时仿真系统进行了转子任意初始角度的实验验证。结果表明, 所提方法能够快速、准确地检测出 SPMSM 的初始位置。

关键词: 永磁同步电机; 无位置传感器; 初始位置检测; 信号注入; 磁极判断

基金项目: 江苏省创新学者攀登计划(BK2009019)。

Project Supported by Innovation Scholars Climbing Program in Jiangsu Province (BK2009019).

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其功率密度高、转矩/惯量比高、动态响应快等优点, 在各种高性能驱动系统中得到广泛应用。无论是采用增量式光电编码器, 还是采用无位置传感器技术, 初始位置检测一直是 PMSM 顺利起动的关键之一^[1-3]。一些学者针对带增量式光电编码器的 PMSM 精确检测转子的初始位置, 提出了相关的解决方法^[4-6]。

无位置传感器技术难以在电机静止时从电气特性获取转子的初始位置信息, 因此转子初始位置检测是 PMSM 实现无位置传感器运行的首要问题, 特别是转子磁钢表贴式永磁同步电机(surface mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM), 其直轴和交轴电感近似相等, 相对于内埋式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous machine, IPMSM)检测难度更高^[7-8]。现有检测 PMSM 初始位置的方法可分为 2 类: 一类是利用电机自身具有的凸极特性; 另一类是基于电机定子铁心非线性饱和特性^[9]。这些方法通常存在以下问题: 1) 实施过程所需时间长, 多适用于离线测量; 2) 由于检测过程没有构成闭环, 检测精度不高; 3) 未能给出全面的实验验证。

文献[10-14]利用 IPMSM 特有的凸极性, 提出了几种实现转子位置检测的方法。对于 SPMSM, 文献[15-17]提出基于测试矢量励磁及比较电流幅值来实现转子初始位置检测的方法, 在电机静止时施加幅值相同、方向不同的一系列电压脉冲, 检测并比较其相应的定子电流大小来估算转子位置。该方法通过不断的角度细分进行判断, 理论上可以实现较高的检测精度, 且不依赖电机参数, 但所需时

间较长, 并受到实际采样电路精度的制约。文献[18]通过向电机 α - β 轴注入高频电压后, 从电流响应中提取出转子位置信息。该方法实施简单且快速实用, 但在信息提取过程中依赖电机参数, 采用开环结构进行位置辨识, 误差仅能达到 10° 电角度以内。文献[19]利用高频电压信号注入导致电感的变化, 根据高频阻抗大小与注入位置关系来获得转子初始位置。文献[20-21]利用有限元仿真软件分析了一种定子闭口槽型 SPMSM, 获得高频阻抗随位置变化的规律, 以此判断获得转子位置, 但电机经过特殊设计, 不具普遍性。另外, 上述诸多方法都需要判断转子 d 轴正方向, 通常采用的方法是, 在估算坐标系下向 d 轴通入正反方向的等宽电压脉冲, 利用它们所产生的电流响应的峰值不同来判断。这种方法对电流采样电路要求较高, 实现具有一定的难度, 系统采样频率也会影响其判断的准确性。

本文基于 SPMSM 定子铁心的非线性饱和特性, 提出了一种转子初始位置检测的新方法。首先, 在估算的同步旋转 d - q 坐标系中的 d 轴上注入高频正弦电压信号, 通过闭环调节得到转子位置初次估算值; 其次, 利用不同磁极下 d 轴等效电路时间常数不同的特性, 判断 d 轴正方向, 结合初次估算值, 最终得到正确的转子初始位置信息。文中采用 dSPACE 单板系统 DS1104, 构建了控制系统, 进行实验验证, 并给出相应结论。

1 转子位置初次估算基本原理

1.1 定子铁心的非线性饱和特性

由于 SPMSM 永磁体磁导率十分接近于空气磁导率, 通常情况下交、直轴电感相等; 但随着电机磁路的饱和, 会导致直轴电感变小, 此时 SPMSM 呈现出“小凸极性”, 也就是电感饱和效应^[22-24]。直轴磁路的 ψ - i 特性曲线可近似为图 1 所示, i_f 为永磁体等效励磁电流, A 点为直轴磁路的工作点。当通入能够产生相同磁链 $\Delta\psi$ 的正、反向 d 轴电流

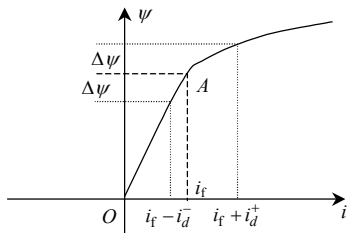


图 1 直轴磁路 ψ - i 特性曲线
Fig. 1 ψ - i characteristic curve of direct-axis magnetic circuit

i_d^+ 和 i_d^- 后, 存在 $L_d^+ < L_d^-$; 交轴磁路特性曲线与直轴基本相同, 工作点在原点, 不存在磁路饱和现象, 则有 $L_q^+ = L_q^- = L_q$; 因此通入适当的正向 d 轴电流时, 有 $L_d < L_q$ 。

1.2 高频信号注入与位置信号提取

SPMSM 在同步旋转 d - q 坐标系下动态等效电路如图 2 所示。

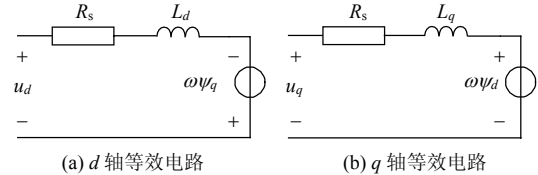


图 2 d 、 q 轴等效电路

Fig. 2 d 、 q -axis equivalent circuit

当电机处于静止状态时, SPMSM 在 d - q 坐标系下电压方程可简化为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_d & 0 \\ 0 & 1/Z_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中 Z_d 、 Z_q 分别为 d 、 q 轴的阻抗。

定义估算位置误差 $\Delta\theta$ 为

$$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta} \quad (2)$$

实际转子位置 θ 、估算转子位置 $\hat{\theta}$ 和估算误差 $\Delta\theta$ 之间的关系如图 3 所示。

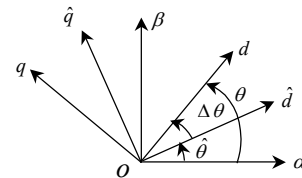


图 3 各坐标系关系图

Fig. 3 Relationship between the different reference frame

图 3 中 d - q 为实际旋转坐标系, \hat{d} - \hat{q} 为估算旋转坐标系, 两坐标系有如下关系:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta \\ -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 \hat{u}_d 、 \hat{u}_q 和 \hat{i}_d 、 \hat{i}_q 分别为估算旋转坐标系下 d 、 q 轴电压与电流。由式(1)、(3)、(4)可得

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_d Z_q} \begin{bmatrix} Z - \Delta Z \cos(2\Delta\theta) & -\Delta Z \sin(2\Delta\theta) \\ -\Delta Z \sin(2\Delta\theta) & Z + \Delta Z \cos(2\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $Z = \frac{Z_d + Z_q}{2}$; $\Delta Z = \frac{Z_d - Z_q}{2}$ 。

为能提取 $\Delta\theta$, 可在估算坐标系施加以下高频

电压信号: 1) 信号①, $\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix}$; 2)

信号②, $\begin{bmatrix} \hat{u}_d \\ \hat{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_m \cos(\omega_h t) \end{bmatrix}$ 。注入信号①时检测

\hat{i}_q , 注入信号②时检测 \hat{i}_d 。若采用信号①注入, 将它代入式(5)求解出电流响应:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z - \Delta Z \cos(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) \\ \frac{-\Delta Z \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

若采用信号②注入, 同理求解出电流响应:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\Delta Z \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) \\ \frac{Z + \Delta Z \cos(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 U_m 、 ω_h 分别为所注入电压的幅值与角频率。比较式(6)与式(7), 从 \hat{i}_q 的表达式可以看出, 当估算误差 $\Delta\theta=0$ 时, 注入信号②产生的 \hat{i}_q 有较大的脉动, 致使电机抖动, 影响初始位置检测精度。本文采用信号①注入。

对 \hat{i}_q 进行适当的变换可得(推导过程见附表A)

$$\hat{i}_q = \frac{\omega_h \Delta L U_m}{|Z_d \parallel Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(2\Delta\theta) \quad (8)$$

$$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (9)$$

式中: $|Z_d|$ 、 $|Z_q|$ 和 φ_d 、 φ_q 分别为 d 、 q 轴高频阻抗幅值与相角。可见, 通过检测包含位置误差信息的电流 \hat{i}_q , 经适当的信号处理, 能够获得估算转子位置。

构建转子位置初次估算的控制结构框图如图4所示。

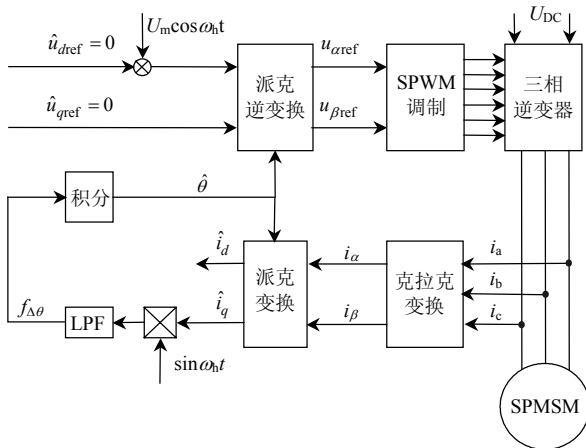


图4 转子位置初次估算的控制结构框图

Fig. 4 Diagram of the first estimated position

从图4可以看出, \hat{i}_q 经过乘法器和低通滤波器(LPF)后, 获得含有位置误差信息的 $f_{\Delta\theta}$ 信号(推导过程见附表B):

$$f_{\Delta\theta} = k \sin(2\Delta\theta) \quad (10)$$

其中,

$$k = \frac{\omega_h U_m \Delta L \cos(\varphi_d + \varphi_q)}{2 |Z_d \parallel Z_q|} \quad (11)$$

对 $f_{\Delta\theta}$ 信号积分后得到转子位置初次估算值。

2 初次估算系统分析

2.1 系统稳定性与稳态误差

当估算初始位置与实际初始位置足够相近时, 由式(10)可得

$$\hat{\theta} = f_{\Delta\theta} k_i / s \approx \frac{2kk_i}{s} \Delta\theta \quad (12)$$

式中 k_i 为积分增益, $k_i > 0$ 。可将式(12)等效为单位负反馈系统, 其结构如图5所示。

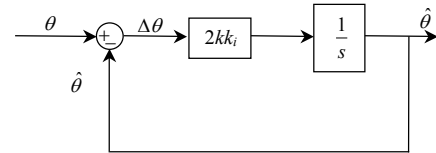


图5 等效单位负反馈系统

Fig. 5 Equivalent unit negative feedback system

为保证系统为负反馈稳定系统, 需满足 $k > 0$ 。

从式(11)可以看出, 由于式(8)中 $\Delta L < 0$, 那么 $\cos(\varphi_d + \varphi_q) < 0$; 根据电机静止时 R - L 串联等效模型, 在高频电压激励下, 存在 $0 < \varphi_d < \varphi_q < \pi/2$ 。综合以上分析, 并考虑一定的余量, 在选择所注入信号频率时, 需满足 $\pi/4 < \varphi_d < \varphi_q < \pi/2$, 即 d 、 q 轴阻抗需满足 $\omega_h L_q > \omega_h L_d > R_s$, 此时对应的注入高频信号最低频率为 $\omega_h > R_s / L_d$ 。

在初始位置检测的过程中, 位置估算系统是为了实现估算值对实际位置值的准确跟踪, 由于电机的实际转子初始位置是固定不变的, 可以看作是估算系统的阶跃信号给定, 由于图5为I型系统, 理论上可实现估算位置对实际位置的无静差跟踪。

2.2 初次估算系统收敛性

为了便于分析, 假设估算位置初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}} = 0$, 将一个电角度 $(-\pi, \pi)$ 分为4个开区间和4个边界点, 分别进行收敛性分析。当实际转子初始位置 $\theta \in (-\pi, -\pi/2)$, $\Delta\theta \in (-\pi, -\pi/2)$, 由式(10)可知 $f_{\Delta\theta} > 0$, 经图4所示的系统调节后, $\hat{\theta}$ 会变大并收敛于 $\theta + \pi$ 。

同理, 当 $\theta \in (-\pi/2, 0)$ 时, $f_{\Delta\theta} < 0$, 则 $\hat{\theta}$ 变小收敛

于 θ ；当 $\theta \in (0, \pi/2)$ 时， $f_{\Delta\theta} > 0$ ，则 $\hat{\theta}$ 变大收敛于 θ ；当 $\theta \in (\pi/2, \pi)$ 时， $f_{\Delta\theta} < 0$ ，则 $\hat{\theta}$ 变小收敛于 $\theta - \pi$ 。当 $\theta = 0, \pi$ 或 $\pm\pi/2$ 时， $f_{\Delta\theta}$ 恒为 0， $\hat{\theta}$ 保持不变， $\hat{\theta} = \hat{\theta}_{\text{initial}} = 0$ 。

当实际转子初始位于 4 个开区间内时，转子位置初次估算系统可以正常工作，得出初次判断值，再结合 d 轴的正方向判断，便可获得最终的转子初始位置估算值；当实际转子初始位于 4 个边界点上时，估算系统无法正常运行。因此，需对上述初次估算系统作改进处理，具体实施方法如下：

1) 设置转子位置估算初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}} = 0 \text{ rad}$ ，向估算坐标系的 \hat{d} 轴注入高频电压，经过估算系统得到一个估算值，判断它是否为 0。如果为 0，执行步骤 2)；如果不为 0，跳转执行步骤 3)。

2) 改变设置转子位置估计初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}} = a \text{ rad}$ (a 为常数且不等于边界点值)，使得式(10)中 $\sin(2\Delta\theta) \neq 0$ ，此时 $f_{\Delta\theta}$ 也不再恒为 0，从而保证估算系统能够正常运行。

3) 继续向 \hat{d} 轴注入高频电压，持续一段时间，最终收敛得到初次估算值。

3 d 轴正方向判断

虽然转子位置初次估算系统可以提取出转子的位置信息，但无法判断出实际的 d 轴正方向。该问题解决的方法通常是利用磁路的饱和效应，在估算坐标系下通入 \hat{d} 轴正负方向的等宽电压脉冲。当电压脉冲方向与实际的 d 轴正方向相同时，电流形成的磁势会加深磁路的饱和，当电压脉冲方向与 d 轴正方向相反时，会使磁路饱和程度减小。通过检测等宽电压脉冲所产生的电流响应的峰值不同，判断出 d 轴的正方向。由于该方法需要检测电流峰值，对采样电路要求较高，系统采样频率也会影响其判断的准确性。本文在此基础上，利用不同磁极下 d 轴等效电路时间常数不同的特性，通过检测电流从稳态值衰减到 0 的时间不等，判断出实际的 d 轴正方向，无需对电流峰值进行检测。

SPMSM 直轴等效电路如图 2(a)所示，电机静止时，直轴电路可等效成 $R-L$ 串联电路。当通入与实际 d 轴正方向相同的电压脉冲 u_d 时，根据电感饱和效应可知 $L = L_d^+$ ，此时电路时间常数为 τ_N ；当通入与实际 d 轴正方向相反的电压脉冲时， $L = L_d^-$ ，此时电路时间常数为 τ_S 。由于 $L_d^+ < L_d^-$ ，则 $\tau_N < \tau_S$ 。

选取适当的电压脉冲 u_d (既不会使电机转动，

又可以使 $R-L$ 串联电路达到稳态)，分别作用于估算 \hat{d} 轴正反方向，两电压脉冲所产生的电流从稳态值衰减到 0 所需时间分别为 t_{dN} 、 t_{dS} 。由于 $\tau_N < \tau_S$ ，通过比较两者时间大小，时间较小者对应于实际的 d 轴正方向。据此判断结果，再结合转子位置初次估算值，最终得到转子的实际初始角度。

4 实验结果分析

实验用 SPMSM 参数如下：额定功率 800 W，极对数为 2，额定电流为 4.2 A，每相电枢绕组的电阻为 1.5 Ω ，直轴电感为 1.48 mH，交轴电感为 1.48 mH，转动惯量为 1.03 $\text{kg}\cdot\text{cm}^2$ 。IPM 工作频率设置为 10 kHz。结合本文所提方法，系统控制框图如图 6 所示。采用 dSPACE 实时仿真系统 DS1104，利用快速原型法自动完成代码的生成与下载^[25-26]，系统硬件框图如图 7 所示。本文所提方法的具体实施流程图如图 8 所示。

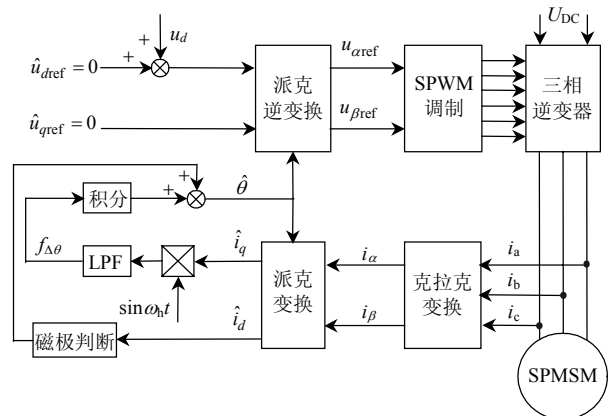


图 6 初始位置估算结构框图

Fig. 6 Diagram of initial rotor position estimation

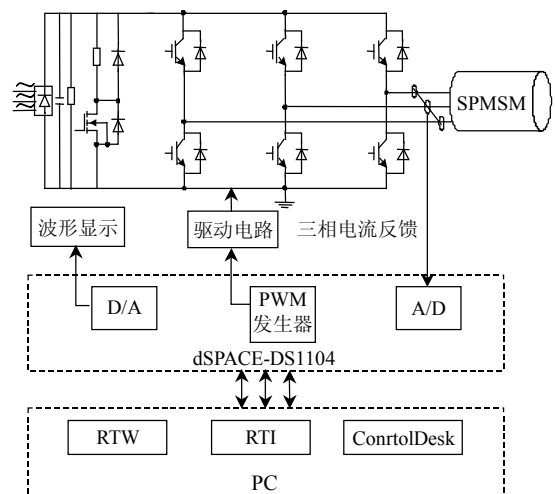


图 7 系统硬件框图

Fig. 7 System hardware diagram

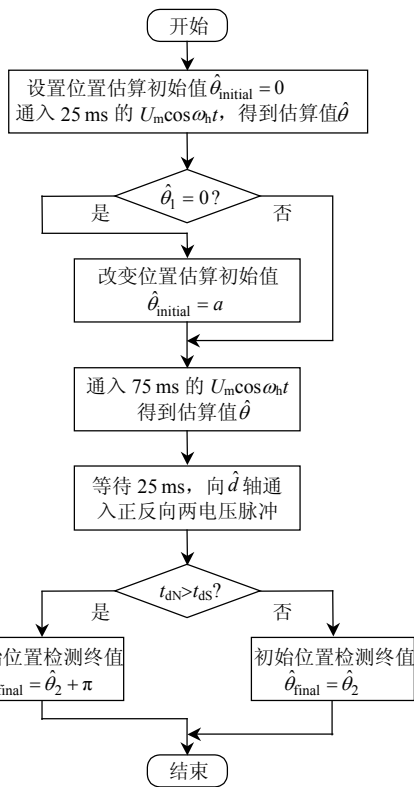


图 8 实施流程图

Fig. 8 Diagram of control scheme implementation

图 9(a)、(b)分别为向估算 \hat{d} 轴正反方向通入电压脉冲后, i_d 的响应波形。图 9(a)、(b)中, 电压波形可分为 2 段, 前段是向电机注入的脉冲电压, 对应 \hat{d} 轴电流上升段; 后段是由于电机电感放电而形成的反向电压, 对应 \hat{d} 轴电流下降段。从图中可以看出, 当通入的电压脉冲方向与估算 \hat{d} 轴正方向相同时, 所产生电流从稳态值 10 A 衰减到 0 所需时间为 $t_{dN}=2.5$ ms; 当通入的电压脉冲方向与估算 \hat{d} 轴正方向相反时, 所产生电流从稳态值衰减到 0 所需时间 $t_{dS}=4.8$ ms。因为 $t_{dN} < t_{dS}$, 可以判定, 此时估算 \hat{d} 轴正方向与实际 d 轴正方向一致。

从图 9(a)、(b)可以看出, 所加电压脉冲足够使 R-L 串联电路的电流达到稳态, 并保持一段很短的时间。从图 9(c)可以看出, 在注入正、反方向电压脉冲时, 电机的实际位置有轻微的抖动, 但没有发生明显地转动。

图 10、11 为电机实际转子位于 $(-\pi, \pi]$ 内不同位置处的实验波形。为验证本文所提方法的正确性, 结合初次估算系统收敛性分析, 实验中使实际转子初始位置分别位于 4 个区间内以及 4 个边界点上, 考查各自的估算结果。

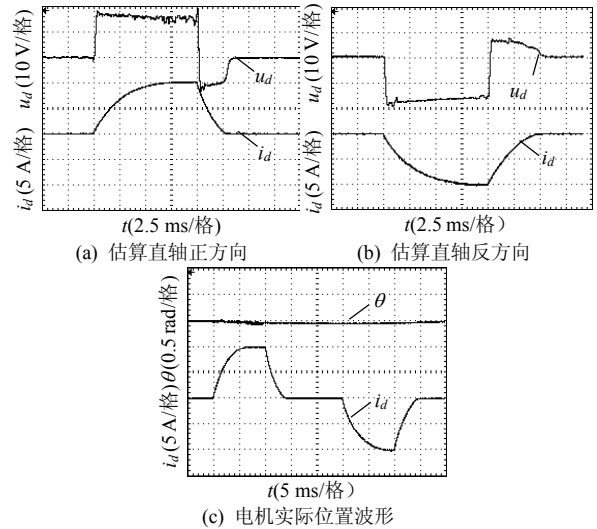


图 9 直轴电流响应的波形

Fig. 9 Waveforms of current responses i_d

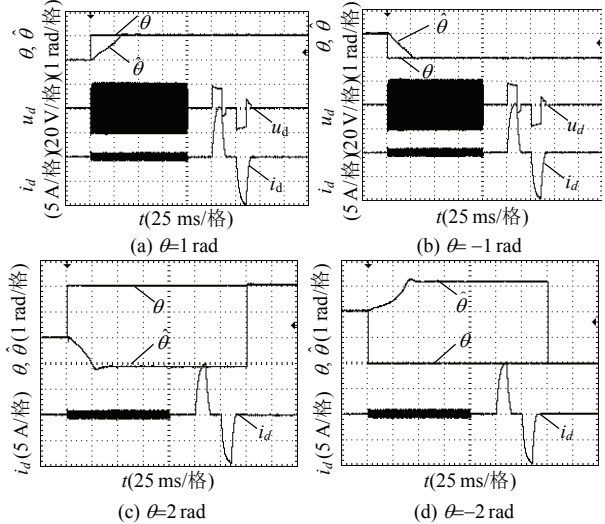


图 10 4 个区间内不同初始位置时实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of different rotor initial position in the intervals

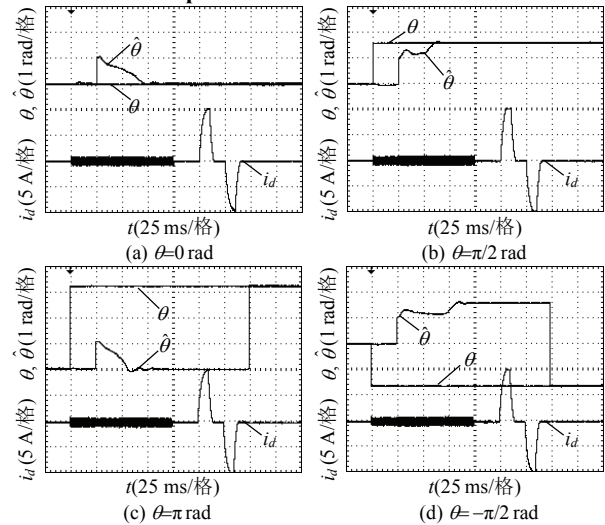


图 11 转子处于 4 个边界点位置时实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of special rotor position at the four boundary points

以图 10(a)为例, 实际转子初始位置 $\theta=1$ rad。首先向估算 \hat{d} 轴通入了 100 ms 的幅值为 20 V、频率为 1 kHz 高频电压, 估算位置 $\hat{\theta}$ 经过约 70 ms 初次估算算法后, 从估算初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}}=0$ rad 收敛到初次估算角度 1 rad; 等待 25 ms, 再分别向 \hat{d} 轴正反方向通入幅值为 15 V、宽度为 10 ms 电压脉冲, 两脉冲间隔 15 ms, 进行 d 轴正方向判断, 得出估算 \hat{d} 轴正方向与实际 d 轴正方向一致。结合初次估算值和 d 轴正方向判断的结果, 在转子初始位置检测系统运行 175 ms 时, 得到正确的检测值 $\hat{\theta}=1$ rad。

以图 11(a)为例, 实际转子初始位置 $\theta=0$ rad, 估算初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}}=0$ rad。在初次估算系统运行 25 ms 时, 检测到估算值仍然为 0, 此时改变估算初始值 $\hat{\theta}_{\text{initial}}=1$ rad。之后估算系统能够正常运行, 并收敛到正确的初次估算值, 再经过 d 轴正方向判断, 得到最终的初始位置检测值。实验结果表明, 电机实际初始位置处于不同位置时, 该方法均能快速估算出正确位置信息。

图 12 给出了不同的电机转子位置时, 初始位置估计的误差图。其中最大的误差为 4.7° 电角度, 平均误差为 1.72° 电角度。采用其他文献所提方法得到的估算误差为: 文献[15]采用基于测试矢量励磁及电流幅值比较实现转子初始位置检测, 平均估算误差为 3.8° 电角度, 最大的误差为 18.75° 电角度; 文献[17]对此方法进行了改进, 最终检测精度为 $\pm 1.875^\circ$ 电角度; 文献[18]通过向电机 $\alpha\text{-}\beta$ 轴注入高频电压后, 从电流响应中提取出转子位置信息, 最大估计误差约在 10° 电角度内。可以看出, 采用本文所提方法的检测精度更高。

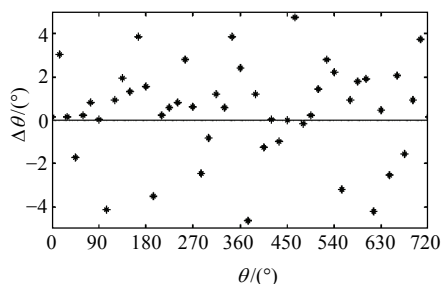


图 12 初始位置估计误差

Fig. 12 Experimental of initial position estimation error

从图 12 可以看出, 误差较大点主要位于电机实际初始位置位于 4 个边界点附近, 即 $\theta=0, 90^\circ, 180^\circ$ 和 270° 相邻的区域, 由于此时的包含位置误差信息、用于积分器输入的信号 $f_{\Delta\theta}$ 较小, 易受信号处理和系统干扰等因素影响。

5 结论

本文提出了一种 SPMSM 无位置传感器初始位置检测的新方法, 从理论分析和实验验证两方面进行了深入的研究。所提方法分 2 步实现了电机转子任意初始位置检测, 无需电机的准确参数和额外的硬件电路, 具有快速的检测过程和较高的辨识精度, 理论上可实现无误差检测, 且算法简单, 易于软件实现, 参数整定方便。为采用增量式光电编码器或无位置传感器技术的 SPMSM 可靠起动, 提供了理论和实验参考, 该方法有待推广于 IPMSM 和无刷直流电机。

参考文献

- [1] Yan Y, Zhu J G, Guo Y G. Initial rotor position estimation and sensorless direct torque control of surface-mounted permanent magnet synchronous motors considering saturation saliency[J]. IET Electric Power Applications, 2008, 2(1): 42-48.
- [2] Tursini M, Petrella R, Parasiliti F. Initial rotor position estimation method for PM motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1630-1640.
- [3] Pekarek S, Beccue P. Using torque-ripple-induced vibration to determine the initial rotor position of a permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 818-821.
- [4] 张剑, 温旭辉, 刘钧, 等. 一种基于 DSP 的 PMSM 转子位置及速度估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 144-148. Zhang Jian, Wen Xuhui, Liu Jun, et al. A novel sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor using digital signal processor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 144-148(in Chinese).
- [5] 王宏, 于泳, 徐殿国. 永磁同步电动机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 151-155. Wang Hong, Yu Yong, Xu Dianguo. The position servo system of PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 151-155(in Chinese).
- [6] 滕福林, 胡育文, 黄文新. 永磁同步伺服系统初始位置修正算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 109-113. Teng Fulin, Hu Yuwen, Huang Wenxin. Amending algorithm to measure motor's initial position in PMSM servo systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 109-113(in Chinese).
- [7] Hu Jiangang, Liu Jingbo, Xu Longya. Eddy current effects on rotor position estimation and magnetic pole identification of PMSM at zero and low speeds[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2565-2575.
- [8] Jang J H, Sul S K, Ha J I, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031-1039.
- [9] 谷善茂, 何凤有, 谭国俊, 等. 永磁同步电动机无位置控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 15-20. Gu Shanmao, He Fengyou, Tan Guojun, et al. A review of sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(11): 15-20(in Chinese).
- [10] 刘毅, 贺益康, 秦峰, 等. 基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(17):

- 122-126.
- Liu Yi, He Yikang, Qin Feng, et al. Investigation of rotor saliency-tracking based sensorless vector control drive for PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(17): 122-126(in Chinese).
- [11] Boussak M. Implementation and experimental investigation of sensorless speed control with initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1413-1422.
- [12] Ha J I, Ide K, Sawa T, et al. Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(3): 761-767.
- [13] Haque M E, Limin Zhong, Rahman M F. A sensorless initial rotor position estimation scheme for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1376-1383.
- [14] Kim H, Huh K K, Lorenz R D, et al. A novel method for initial rotor position estimation for IPM synchronous machine drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(5): 1369-1378.
- [15] Nakashima S, Inagaki Y, Miki I. Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1598-1603.
- [16] 梁艳, 李永东. 无传感器永磁同步电机矢量控制中转子初始位置的估算方法[J]. 电工技术杂志, 2003(2): 10-13.
- Liang Yan, Li Yongdong. Initial rotor position estimation for the sensorless vector control of PMSM[J]. Electrotechnical Journal, 2003(2): 10-13(in Chinese).
- [17] 韦鲲, 金幸海. 表面式永磁同步电机初始转子位置估计技术[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 105-109.
- Wei Kun, Jin Xinhai. Initial rotor position estimate technique on surface mounted permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 105-109(in Chinese).
- [18] 万山明, 吴芳, 黄声华. 基于高频电压信号注入的永磁同步电机转子初始位置估计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 82-86.
- Wan Shanming, Wu Fang, Huang Shenghua. Initial rotor position estimation of permanent magnet synchronous motor based on high frequency voltage signal injection method[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 82-86(in Chinese).
- [19] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电动机转子初始位置检测研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 25(15): 15-20.
- Jia Hongping, He Yikang. Study on inspection of the initial rotor position of a PMSM based on high-frequency signal injection [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 25(15): 15-20(in Chinese).
- [20] Ha J I, Ohto M, Jang J H, et al. Design and selection of AC machines for saliency-based sensorless control[C]. IEEE IAS' 2002, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 2002.
- [21] 胡家兵, 贺益康, 年珩, 等. 基于磁饱和和凸极效应的面贴式 PMSM 零速下无传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 152-157.
- Hu Jiabing, He Yikang, Nian Heng, et al. The zero-speed sensorless control for surface mounted PMSM based on the magnetic-saturation saliency-effect[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 152-157(in Chinese).
- [22] 陈书锦, 李华德, 李擎, 等. 永磁同步电动机起动过程控制[J]. 电工技术学报, 2008, 23(7): 39-44.
- Chen Shujin, Li Huade, Li Qing, et al. Start process control of permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(7): 39-44(in Chinese).
- [23] Jeong Y S, Lorenz R D, Jahns T M, et al. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(1): 38-45.
- [24] 任雷, 崔芮华, 王宗培, 等. 永磁同步电机绕组电感的饱和效应[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 21-25.
- Ren Lei, Cui Ruihua, Wang Zongpei, et al. Saturation effect of PMSM windings inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(1): 21-25(in Chinese).
- [25] dSPACE. Real time interface implementation guide for release 4.2 [M]. Paderborn: dSPACE GmbH, 2005: 241-270.
- [26] dSPACE. ControlDesk experiment guide for release 4.2 [M]. Paderborn: dSPACE GmbH, 2005: 77-118.

附录 A

公式(8)的推导过程如下, 根据式(5)

$$\Delta Z = \frac{Z_d - Z_q}{2} = j\omega \frac{L_d - L_q}{2} = j\omega \Delta L \quad (A1)$$

式中: $Z_d = |Z_d| \angle \varphi_d$; $Z_q = |Z_q| \angle \varphi_q$ 。将式(A1)代入式(6), 得到

$$\begin{aligned} \hat{i}_q &= \frac{-\Delta Z \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) = \\ &= \frac{-j\omega_h \Delta L \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_m \cos(\omega_h t) = \\ &= \frac{\omega_h \Delta L \angle -\frac{\pi}{2}}{|Z_d| |Z_q| \angle (\varphi_d + \varphi_q)} U_m \cos(\omega_h t) \sin(2\Delta\theta) = \\ &= \frac{\omega_h U_m \Delta L}{|Z_d| |Z_q|} \cos(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q - \frac{\pi}{2}) \sin(2\Delta\theta) = \\ &= \frac{\omega_h U_m \Delta L}{|Z_d| |Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(2\Delta\theta) \quad (A2) \end{aligned}$$

附录 B

公式(10)的推导过程如下, \hat{i}_q 与高频信号 $\sin(\omega_h t)$ 相乘后, 得到

$$\begin{aligned} \hat{i}_q \sin(\omega_h t) &= \frac{\omega_h \Delta L U_m}{|Z_d| |Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(2\Delta\theta) \sin(\omega_h t) = \\ &= \frac{\omega_h \Delta L U_m \sin(2\Delta\theta)}{|Z_d| |Z_q|} \sin(\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q) \sin(\omega_h t) = \\ &= \frac{\omega_h \Delta L U_m \sin(2\Delta\theta) [\cos(\varphi_d + \varphi_q) - \cos(2\omega_h t - \varphi_d - \varphi_q)]}{2 |Z_d| |Z_q|} \quad (B1) \end{aligned}$$

对信号 $\hat{i}_q \sin(\omega_h t)$ 进行低通滤波后得到

$$f_{\Delta\theta} = \frac{\omega_h \Delta L U_m \cos(\varphi_d + \varphi_q)}{2 |Z_d| |Z_q|} \sin(2\Delta\theta) \quad (B2)$$



刘颖

收稿日期: 2010-04-21.

作者简介:

刘颖(1984), 男, 博士研究生, 研究方向为电机及其控制, liuying8498@hotmail.com;

周波(1961), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为风力发电技术、航空电源系统、电机及其控制、功率变换技术。

(编辑 李婧妍)