

# 内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法

何栋炜<sup>1</sup>, 彭侠夫<sup>1</sup>, 蒋学程<sup>2</sup>, 周结华<sup>1</sup>

(1. 厦门大学 信息科学与技术学院, 福建 厦门 361005; 2. 闽江学院 电子系, 福建 福州 350108)

**摘要:** 针对现有内置式永磁同步电机(IPMSM)转子初始位置估计方法设计复杂与计算量大的问题,提出了基于旋转高频信号注入和傅氏算法的改进方法。使用移相和傅氏算法从响应电流中提取转子位置初步估算值,利用磁路饱和特性获得转子磁极方向,综合其结果得到转子初始位置,并对死区效应等非线性因素对该方法的影响进行了分析。在此基础上提出使用移位代替移相滤波器(通过选择适当的PMW频率和注入信号频率)、平均滤波等方法改进算法实现。在实验平台上完成验证实验,实验结果表明本文提出的方法能够快速且准确地估算出IPMSM转子初始位置(误差小于6°电角度),并且该方法相比传统方法更容易实施、计算量更小,适合工程应用。

**关键词:** 内置式永磁同步电机; 傅氏算法; 高频信号注入; 初始位置估计; 磁极判断

中图分类号: TM 351

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2013)03-0049-07

## Initial rotor position estimation method for IPMSM

HE Dong-wei<sup>1</sup>, PENG Xia-fu<sup>1</sup>, JIANG Xue-cheng<sup>2</sup>, ZHOU Jie-hua<sup>1</sup>

(1. College of Information Science and Technology, Xiamen University, Xiamen 361005, China;

2. Department of Electronics, College of Minjiang, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** Aiming at the complicated design and large computation problem of the present initial rotor position estimation method for interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), an improved initial rotor position estimation method based on rotating high-frequency signal injection and Fourier algorithm is proposed in this paper. Phase shift and Fourier algorithm were used to obtain the preliminary estimation of rotor position from the response current, and the nonlinear characteristic of magnetic saturation was utilized to identify the rotor pole polarity. Finally the initial rotor position was determined by synthesizing the results above, and furthermore the effect of the nonlinear factor such as dead-time was analyzed. On that basis, methods such as using displacement instead of phase-shift filter (by selecting proper frequencies of the pulse width modulation (PWM) and injected signal), using averaging filter was proposed to improve the realization process. In the end, the verification experiments were implemented on the experimental platform. The experimental results show that the proposed method obtains the initial rotor position quickly and accurately (the estimation error is less than 6 electrical degrees), and it is simpler to realize and needs less computation than the traditional methods, which makes it suitable for engineering applications.

**Key words:** interior permanent magnet synchronous motors; Fourier algorithm; high frequency signal injection; initial position estimation; magnetic pole determination

收稿日期: 2012-05-25

基金项目: 国家985工程(0000-x07204); 福建省自然科学基金(2010J05141); 福建省教育厅资助科技项目(JA12262)

作者简介: 何栋炜(1985—),男,博士研究生,研究方向为永磁同步电机运动控制;

彭侠夫(1963—),男,教授,博士生导师,研究方向为运载器运动综合控制;

蒋学程(1979—),男,博士,研究方向为永磁同步电机运动控制;

周结华(1983—),男,博士,研究方向为运载器运动综合控制。

通讯作者: 彭侠夫

## 0 引言

对于永磁同步电机伺服系统,准确的转子位置是系统实现高精度与高动态性能控制的重要参数。对于使用增量式光电编码器或者无位置传感器技术的系统,转子初始位置是电机起动和运行性能的决定性因素。但在实际应用中,获取电机静止时的转子初始位置并不是一个简单问题,近年来研究人员围绕永磁同步电机转子初始位置检测的问题开展了大量的研究,提出了许多方法。对于内置式永磁同步电机(interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM),现有转子初始位置估计方法概括起来可以分为两类:1) 脉冲电压方法。2) 高频信号注入法。

脉冲电压方法是利用磁路的饱和特性,通过给电机注入一系列脉冲电压矢量,根据其电流的响应来搜索确定电机的转子位置<sup>[1-3]</sup>。理论上这种方法可以获得较高精度的估计结果,但是在实际应用中该方法的估计精度受限于传感器分辨率和逆变输出精度等因素,并且脉冲电压矢量的幅值和作用时间不容易选择。这类方法实现较复杂,主要是针对表贴式永磁同步电机(surface-mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM)。

高频信号注入法是通过给电机注入变幅值高频电压或者旋转高频电压,然后从响应电流中提取转子位置信息。由于转子凸极具有对称性,因此还需要结合永磁体的磁极方向来获取正确的转子位置。

提取转子位置信息方面。文献[4]提出了:在估计转子位置上注入高频信号,通过坐标系变化、高通滤波和观测器从响应电流信号中提取位置信息。文献[5-6]利用电机不同位置的高频激励阻抗差异,设计了一种位置搜索方法。文献[7]在前法基础上,提出了注入交变高频电压信号的方法以简化分析过程,并且考虑了直流母线电压波动对计算的干扰,但由于计算中涉及到具体的电流电压值,该方法的计算精度受限于传感器精度。文献[8]在前法的基础上增加一个反馈积分器来提高估计精度,但使得估计过程变得更加复杂,同时增加了反馈参数整定的困难。文献[9]在文献[7]基础上结合最小二乘法来提取位置初步估计值,一定程度上提高了估计精度。文献[10]提出旋转高频电压信号注入方法。文献[11-12]在此基础上进行了改进,其中文献[12]提出了PI跟踪器的方法提高辨识精度。

磁极方向判断是利用绕组磁路的饱和效应<sup>[13-15]</sup>,具体方法大概分为以下3种:1) 寻找响应电流矢量极大幅值对应点,判断磁极大致方向<sup>[8]</sup>,

这种方法最简单,但是要求传感器精度和采样频率足够高。2) 电流信号的二阶 Taylor 级数系数判断法,这种方法由于需要计算二阶导数,不适合实际应用。3) 在初步估计转子位置的正、反方向上注入一定的脉冲电压矢量,通过对比电流幅值或者电流衰减时间来判断磁极方向,显然这类方法会给工程实现增加了难度。

对比现有 IPMSM 转子初始位置估计方法可以发现:旋转高频电压信号注入方法的工程实现相对比较简单,且无需电机参数和额外的硬件。但是,现有的基于旋转高频电压信号的转子初始位置估计方法,都需要通过坐标系变换和数字滤波器来从电流信号中提取转子位置。由于数字滤波器存在相移和带宽的问题,此外死区时间等非线性因素使得电流信号中往往含有谐波<sup>[16]</sup>,因此只有针对性地设计的数字滤波器才能正确地完成转子位置信息的提取。针对这些问题本文提出了基于旋转高频电压信号注入法、移相和傅氏算法的转子初始位置估计方法:通过平均滤波、移相和傅氏算法从电流信号中提取转子位置信息分量,再结合转子磁极方向判断结果求取转子的初始位置。最后在实验平台上完成实验,验证本文提出方法的有效性和实用性。

## 1 基于旋转高频信号注入和傅氏算法的转子初始位置估计方法

### 1.1 旋转高频电压注入下 IPMSM 数学模型

静止时 IPMSM 在两相静止坐标系下的电压方程<sup>[10]</sup>可以描述为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + \Delta L \cos 2\theta & \Delta L \sin 2\theta \\ \Delta L \sin 2\theta & L_0 - \Delta L \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix}. \quad (1)$$

忽略定子电阻,并且令注入的电压为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = u_c \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

则电压方程可以表述为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L_0^2 - \Delta L^2} \begin{bmatrix} L_0 - \Delta L \cos 2\theta & -\Delta L \sin 2\theta \\ -\Delta L \sin 2\theta & L_0 + \Delta L \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

对式(3)两边积分得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sp} \sin(\omega t) + I_{si} \sin(-\omega t + 2\theta) \\ -I_{sp} \cos(\omega t) - I_{si} \cos(-\omega t + 2\theta) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

其中:  $I_{sp} = \frac{u_c L_0}{\omega(L_0^2 - \Delta L^2)}$ ,  $I_{si} = \frac{u_c \Delta L}{\omega(L_0^2 - \Delta L^2)}$ , 平均电感  $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$ , 半差  $\Delta L = \frac{L_q - L_d}{2}$ 。

由式(1)、式(4)和  $\Delta L$  可知: 由于 IPMSM 具有明显的凸极效应 ( $L_d < L_q$ ) 转子位置对高频电压注入下得到的电流影响明显; 而 SPMSM 理论上没有凸极效应 ( $L_d = L_q$ ), 因此电流信号不含转子位置信息。

## 1.2 傅氏算法

设给定目标信号为

$$i(t) = A \sin(\omega t + \theta), \quad (5)$$

其中:  $A$  为信号的幅值;  $\omega$  为信号的角速度;  $\theta$  为信号的初始相角。

通过傅氏变化可以得到目标信号的傅氏系数为

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(\omega t) dt, \\ b &= \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(\omega t) dt. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

进一步可以得到初始相角

$$\theta = \arctan\left(\frac{b}{a}\right). \quad (7)$$

## 1.3 基于旋转高频信号注入和傅氏算法的 IPMSM 转子初始位置估计方法

### 1.3.1 转子初始位置估计方法的原理

由式(4)可知: IPMSM 在旋转高频电压注入时, 其响应电流  $i_\alpha$ 、 $i_\beta$  由正序分量与逆序分量合成, 其中逆序分量包含转子位置信息。采用以下方法可以分离出逆序分量。

对  $i_\beta$  进行  $\frac{1}{4}$  周期相移, 可以得到

$$i_{\beta s} = -I_{sp} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) - I_{si} \cos\left(-\omega t + \frac{\pi}{2} + 2\theta\right) = -I_{sp} \sin(\omega t) + I_{si} \sin(-\omega t + 2\theta). \quad (8)$$

将  $i_{\beta s}$  分别与  $i_\alpha$  做相加和相减, 可以得到

$$i_{add} = i_\alpha + i_{\beta s} = 2I_{si} \sin(-\omega t + 2\theta), \quad (9)$$

$$i_{sub} = i_\alpha - i_{\beta s} = 2I_{sp} \sin(\omega t). \quad (10)$$

理论上注入的电压矢量的角度 ( $\omega t$ ) 是已知的, 因此可以对  $i_{add}$  使用傅氏算法(1.2节)得到转子位置初步估计值  $2\theta$ 。

### 1.3.2 非线性因素对计算的影响

实际应用中, 为了保证同一桥臂的开关管不发生直通, 必须在开通和关断信号间设置一个死区时间, 同时由于开关器件本身存在开通和关断延时, 因此理想调制信号和开关管的实际信号之间存在偏差, 这个偏差会引起死区效应, 使得输出电压波形产

生畸变, 降低基波幅值, 增加低次谐波含量和电机的谐波损耗<sup>[16]</sup>。此外, 实际工程中由于数字控制的使用, 实际电压输出存在延迟。实际输出电压可以描述为

$$\left. \begin{aligned} u_\alpha &= \sum_{n=0}^N u_\alpha(n) \cos(n\omega t + \psi_n + \theta_n) \\ u_\beta &= \sum_{n=0}^N u_\beta(n) \sin(n\omega t + \psi_n + \theta_n) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中:  $n$  为谐波次数;  $u_\alpha(n)$ 、 $u_\beta(n)$  为  $n$  次谐波的幅值;  $\psi_n$  为  $n$  次谐波的初始相角;  $\theta_n$  为输出延时对  $n$  次谐波造成的相位差。

考虑电压基波分量(由于傅氏算法具有正交特性, 基波的计算不会受到谐波影响), 有

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = u_b \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \theta_b) \\ \sin(\omega t + \theta_b) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

其中:  $u_b$  是基波电压幅值;  $\theta_b = \psi_1 + \theta_1$  是外在因素对电流基波影响的总和。

实际响应基波电流为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sp} \sin(\omega t + \theta_b) + I_{si} \sin(-\omega t - \theta_b + 2\theta) \\ -I_{sp} \cos(\omega t + \theta_b) - I_{si} \cos(-\omega t - \theta_b + 2\theta) \end{bmatrix}. \quad (13)$$

结合式(8)~式(10)可以得到

$$i_{add} = 2I_{si} \sin(-\omega t - \theta_b + 2\theta), \quad (14)$$

$$i_{sub} = 2I_{sp} \sin(\omega t + \theta_b). \quad (15)$$

对  $i_{add}$  使用傅氏算法得到

$$\theta_{add} = -\theta_b + 2\theta. \quad (16)$$

由式(16)可以看出非线性因素给计算结果带来了偏移。因此还需要对  $i_{sub}$  使用傅氏算法求出偏移

$$\theta_{sub} = \theta_b. \quad (17)$$

由式(16)、式(17)可以得到转子位置信息分量为

$$\theta_{add} + \theta_{sub} = 2\theta. \quad (18)$$

### 1.3.3 转子初始位置估计方法的应用公式

虽然本文提出的方法不需要使用低通或带通滤波器, 但是需要完成式(8)的相移。相移一般需要使用 Hilbert 滤波器来完成, 这样必然会带来复杂的设计和实现困难。因此, 实际应用中通过调整采样频率和注入信号的频率使得每个注入信号周期的采样点数满足  $4N+1$  关系 ( $N$  为正整数), 则通过采样点平移就可以完成相移。显然这个条件很容易通过修改程序实现。

显然使用采样点平移方法来完成相移会造成谐波分量产生错误的移向(除了基波及  $4k$  次谐波外, 相移都不是  $1/4$  周期 ( $k$  为正整数))。但本文提出

的方法使用傅氏算法对基波信号进行分析,由于算法的正交特性,因此计算结果不受到谐波电流分量的相移偏差影响。

同时实际应用中,由于采样电路与 AD 转换器的影响,采样结果往往带有随机噪声。为避免其影响计算结果,通常会使用低通滤波器或者带通滤波器对采样结果进行预处理,但这样必然会带来额外的设计问题和计算消耗。

一般情况下采样频率是电流频率的整数倍,即  $i(n) = i(N-1+n) = L = i((M-1)(N-1)+n)$ 。

其中:  $n$  为采样点序号 ( $n=1, L, N$ ),  $N$  为每个注入信号周期的采样点数;  $M$  为参与计算信号的周期数。因此可以采用多点平均的方法抑制噪声重构电流信号为

$$i_{re}(n) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} i(m(N-1)+n), \quad (20)$$

式中:  $i_{re}$  为重构获得的单周电流信号。对其进行基波傅氏计算得

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N-1} i_{re}(n) \cos\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right), \\ b &= \frac{2}{N} \sum_{n=1}^{N-1} i_{re}(n) \sin\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right). \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

其中:  $a, b$  为基波离散傅氏系数;  $T_s$  为采样周期;  $T_c$  为注入的高频电压信号的周期。

考虑三角函数周期性,有

$$\left. \begin{aligned} \cos\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right) &= \cos\left(\frac{2\pi(N-1+n)T_s}{T_c}\right) = L = \\ &\cos\left(\frac{2\pi((M-1)(N-1)+n)T_s}{T_c}\right), \\ \sin\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right) &= \sin\left(\frac{2\pi(N-1+n)T_s}{T_c}\right) = L = \\ &\sin\left(\frac{2\pi((M-1)(N-1)+n)T_s}{T_c}\right). \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

将式(19)、式(20)、式(22)代入式(21),则可以得到

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{2}{MN} \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} i(m(N-1)+n) \cos\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right) = \\ &\frac{2}{MN} \sum_{n=1}^{M(N-1)} i(n) \cos\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right), \\ b &= \frac{2}{MN} \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} i(m(N-1)+n) \sin\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right) = \\ &\frac{2}{MN} \sum_{n=1}^{M(N-1)} i(n) \sin\left(\frac{2\pi n T_s}{T_c}\right). \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

由式(23)可知:平均处理后再做傅氏计算相当

于使用多个周期的采样数据进行傅氏计算。直接做多周期采样数据的离散傅氏系数计算需要  $2 \times M \times (N-1)$  次乘法运算和  $2 \times [M \times (N-1) - 1]$  次加法运算,而平均处理后再做傅氏计算只需要  $2 \times (N-1)$  次乘法运算和  $2 \times [N \times (M+1) - 4]$  次加法运算。因此,平均处理后再做傅氏计算的方法更加简单高效。

此外,由于输出电压矢量为周期且固定,即  $\sin(\omega t), \cos(\omega t)$  点为固定序列,因此可以通过数组来存储这两个序列,而不需要在估算过程中实时计算生成,从而进一步减少估算过程的计算量。

综上所述:转子初始位置估算过程大约只需要  $4 \times (N-1)$  次乘法运算和  $4 \times [N \times (M+1) - 4]$  次加法运算,和 2 次反正切计算就可求得初步估计结果。

### 1.4 转子磁极方向的判断

根据 1.3 节中的方法可以获得初步估计结果  $2\theta$ , 由于转子凸极具有对称性,因此无法直接获得转子位置  $\theta$ , 需要结合转子磁极方向才能得到转子位置。

由于在永磁同步电机设计中为了提高材料的利用率,主磁路具有一定的饱和度<sup>[12,14]</sup>。因此,当外加电流形成的磁场与转子磁极方向(磁极 N 极方向)同向时,磁路的饱和程度会增大,则 d 轴电感会变小;当外加电流形成的磁场与转子磁极方向反向时,磁路的饱和程度会减小,则 d 轴电感变大。图 1 给出了外加电流矢量与磁极间的夹角和绕组电感的关系,其中  $\theta'$  表示外加电流矢量与永磁体磁极间的夹角。因此当注入电压幅值固定,外加电流矢量与转子磁极方向同相时的电机瞬时电流幅值较外加电流矢量与转子磁极方向反向时的电流幅值大(图 2)。

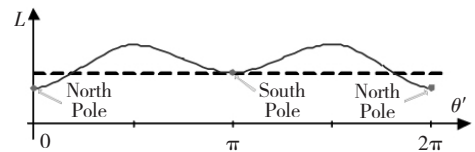


图 1 PMSM 绕组电感曲线

Fig. 1 Curve of winding inductance in PMSM

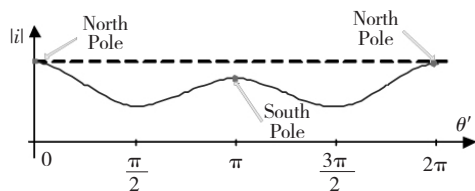


图 2 电流幅值曲线

Fig. 2 Curve of current amplitude using high frequency signal injection

利用这个特性,理论上只要采样频率和采样精

度足够高,通过寻找响应电流幅值最大点对应的电流矢量角度就可以求出转子磁极位置(即转子位置)。实际应用中,由于采样频率和采样精度有限,这个方法只能求出转子的大致位置,但足以确定磁极位置。结合 1.3 中方法获得的初步估计结果  $2\theta$  可以获得转子位置。

### 1.5 转子位置估计方法流程

本文提出的方法如图 3 所示。

1) 平均滤波。应用式(19)对采样数据进行平均处理。

2) 移相后分离出正序和逆序分量。对滤波后得到的  $i_\beta$  做四分之一周期平移完成移相,而后根据式(8)、式(9)求  $i_{add}$  和  $i_{sub}$ 。

3) 求初步估计值。利用式(20)的离散计算公式对  $i_{add}$ 、 $i_{sub}$  求取相角,最后应用式(18)求出转子位置初步估计值。

4) 磁极判断。寻找电流幅值的最大点,根据该点对应的电流矢量角确定磁极位置。

5) 综合初步估计值和磁极位置,获得最终估计值。

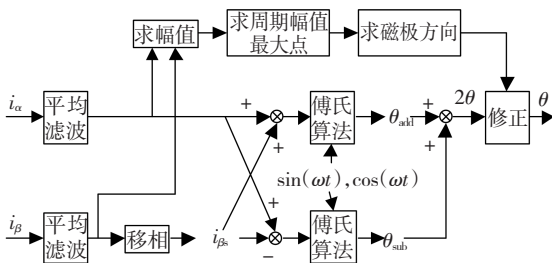


图 3 IPMSM 转子初始位置估计方法框图

Fig. 3 Block diagram of the proposed initial rotor position estimation method for IPMSM

## 2 实验与结果分析

实验平台使用的永磁同步电机参数为: 额定功率 200 W 额定转速 3 000 r/min, 最大转速 3 600 r/min, 标称绕组电阻 12.4  $\Omega$   $L_{cl}$  为 59.16 mH  $L_{cl}$  为 79.8 mH, 转子磁链 0.082 5 Wb, 极对数 4, 电机内置增量式光电编码器分辨率为 2 500 pulse/r。平台控制模块核心为 TI 公司的 32 位 DSP 芯片 TMS320F2812。实验平台完成数据采集、控制与估算算法实现。实验平台与数据记录平台(由通讯模块与上位机构成)相连接,实时地将指定数据(计算结果等)通过 SPI 总线发送给通讯模块(以 LPC1768 为核心),通讯模块再通过以太网将数据转发给上位机,上位机对数据进行记录存储以备实验后进行分析。为方便起见,实验数据利用 Matlab 来重现。

实验中 PWM 频率设置为 10 kHz,死区时间为 2  $\mu$ s, 电流采样频率与 PWM 频率相同。注入电压幅值方面,较大的注入电压可以增大响应电流幅值,从而提高电流采样结果的精度和磁极判断的准确性,但过大的电压容易导致转子发生转动。注入电压频率方面,频率越高响应电流幅值越大,但是由于 PWM 频率有限,过高的频率会降低输出电压的精度。此外本文提出的方法要求注入电压周期的采样点数满足  $4N+1$  关系。综合考虑,实验中选择注入旋转高频电压幅值为 45 V, 频率为 500 Hz, 使得每个信号周期获得 21 个采样点。考虑到绕组电流稳定的过程时间,实验中高频电压注入持续时间选择为 0.26 s(2 600 个 PWM 周期)。计算使用从第 2 000 个采样点开始的 30 个周期的采样数据。实验对电机的一个电角度周的 24 等分位置分别进行转子位置估计。由于实验条件有限,实验中将编码器获得的位置作为实际位置(电机启动找到零位置后再开始实验)。

以下给出转子位置为 277.13°(电角度,编码器计数值为 9 424) 时实验结果。图 4 给出了 5 个周期的定子两相电流,可以很清楚地看出: 电流信号受采样噪声等影响呈现无规则跳动。而通过平均滤波处理后得到的电流波形(图 5) 则相对规则、平滑,更接近理论波形。可见平均滤波在一定程度上抑制了随机噪声。此外,图 5 中还给出了对  $i_\beta$  使用移位得到的结果  $i_{\beta s}$ 。

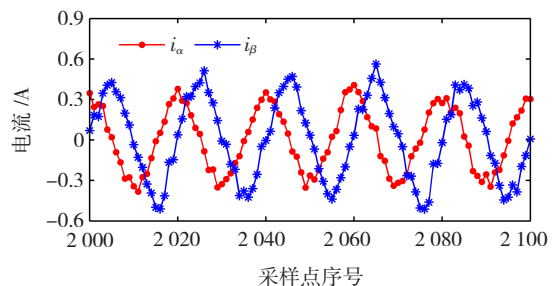


图 4 电流波形

Fig. 4 Waveform of the currents

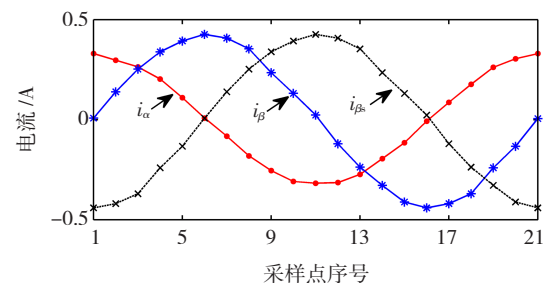


图 5 平均和移相处理后得到的波形

图 6 给出了计算得到的  $i_{add}$ 、 $i_{sub}$ , 从图中可以看

出由于  $i_{add}$  的幅值小于  $i_{sub}$  ,因此  $i_{add}$  波形受谐波影响发生呈现明显的变形 ,而  $i_{sub}$  则相对规则。图 7 给出的谐波分析 ( $i_{\alpha}$ ) 可知电流受非线性因素影响产生了一定的波形畸变。通过对  $i_{add}$ 、 $i_{sub}$  使用 1.3 节中的计算公式可以得到:  $\theta_{add} = 176.46^\circ$  电角度、偏差值  $\theta_{sub} = 16.76^\circ$  电角度。则转子位置的初步估计值  $2\theta = 193.22^\circ$  电角度。

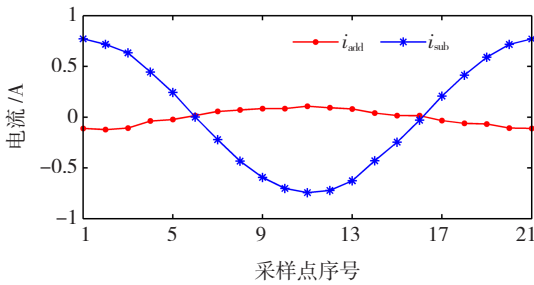


图 6  $i_{add}$ 、 $i_{sub}$  波形  
Fig. 6 Waveform of  $i_{add}$  and  $i_{sub}$

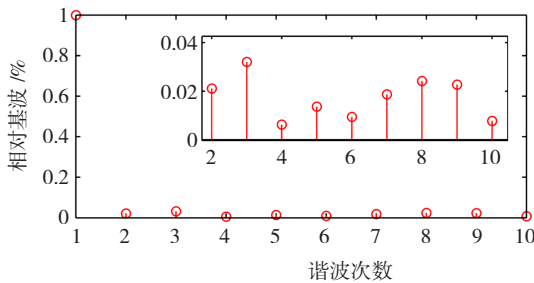


图 7  $i_{\alpha}$  谐波分析  
Fig. 7 Harmonic analysis of  $i_{\alpha}$

图 8 给出了电流幅值平方与电流矢量角的关系 (由于 DSP 中求平方根运算需要消耗大量时间 ,因而使用幅值的平方判断极值点) ,波形与理论分析基本一致 ,通过 1.4 节的方法就可以确定磁极位置 ,这里计算结果为  $269.1^\circ$  电角度 (磁极判断获得的转子位置的理论误差为  $\pm 18^\circ$  电角度)。最后结合初步估计值和磁极位置就可以获得转子位置估计值为  $276.61^\circ$  电角度。

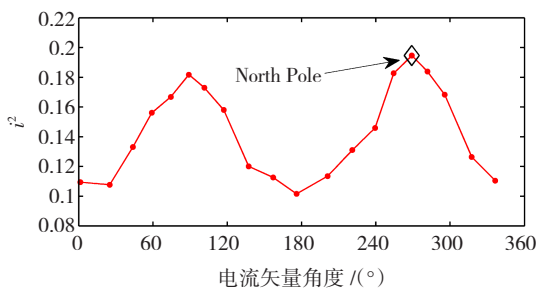


图 8 电流矢量角度与幅值平方关系图  
Fig. 8 Diagram of relationship between the angle and amplitude square of the current vector

图 9 给出了电机一个电角度周的 24 个位置的

估计结果 ,可以看出估计结果非常接近实际位置。图 10 给出了估计结果的误差: 最大误差大约为  $\pm 6^\circ$  电角度 ,平均误差为  $1.2197^\circ$  电角度。实际工程由于电机本体结构的加工精度有限、电流采样存在量化误差、定点计算存在舍入误差等导致估计误差难以避免 ,但估计结果足以满足内置式永磁同步电机的启动要求。

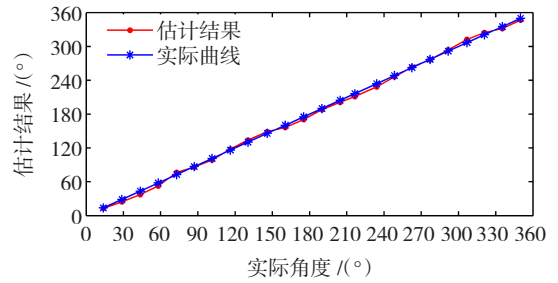


图 9 估计实验结果  
Fig. 9 Results of the estimation experiment

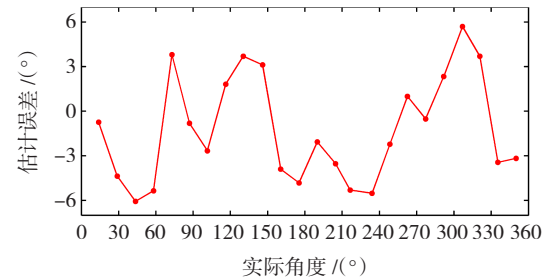


图 10 估计实验误差  
Fig. 10 Error of the estimation experiment

### 3 结 语

本文提出了一种基于高频信号注入、移相和傅氏算法的内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法 ,并给出了工程实现的具体方法。相比现有方法 ,该方法不需要设计数字滤波器和参数整定 ,也不需要具体电机的参数和额外的硬件 ,简化了设计和计算过程 ,并且估算时间较短 ,辨识精度较高。实验结果表明 ,本文提出的方法的估计误差小于  $6^\circ$  电角度 ,能够满足内置式永磁同步电机的启动要求 ,且易于实现 ,适合工程实际应用。

#### 参 考 文 献:

[1] 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.  
[2] 韦鲲 , 金辛海. 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 ) : 104 - 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): 104 - 109.
- [3] 王子辉, 陆凯元, 叶云岳. 基于改进的脉冲电压注入永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(36): 95 - 101.  
WANG Zihui, LU Kaiyuan, YE Yunyue. Initial POSITION ESTIMATION METHOD FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR BASED ON IMPROVED PULSE VOLTAGE INJECTION [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 95 - 101.
- [4] JEONG Yuseok, 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.
- [5] 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.
- [6] IDE K, TAKAKI M, MORIMOTO S, et al. Saliency-based sensorless drive of adequate designed 1PM motor for robot vehicle application [C]//2007 Power Conversion Conference, April 2 - 5, 2007, Nagoya, Japan. 2007: 1126 - 1133.
- [7] 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.
- [8] 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): 48 - 54.  
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): 48 - 54.
- [9] 王冉珺, 刘恩海. 永磁同步电机转子初始位置的检测方法[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(1): 62 - 66.  
WANG Ranjun, LIU Enhai. Method for initial rotor position inspection on of PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(1): 62 - 66.
- [10] CORLEY M J, LORENZ R D. Rotor position and velocity estimation for a salient - pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784 - 789.
- [11] 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.
- [12] 王高林, 杨荣峰, 于泳, 等. 内置式永磁同步电机转子初始位置估计方法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(6): 56 - 60.  
WANG Gaolin, YANG Rongfeng, YU Yong, et al. Initial rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(6): 56 - 60.
- [13] SCHMIDT P B, GASPERI M L, RAY G. Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnet synchronous machine [C]//Thirty-Second IAS Annual Meeting, October 5 - 9, 1997, New Orleans, USA. 1997: 459 - 463.
- [14] 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.
- [15] 于艳君, 高宏伟, 柴凤, 等. 永磁同步电机转子磁极的极性判别方法[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(3): 86 - 90.  
YU Yanjun, GAO Hongwei, CHAI Feng, et al. Rotor magnetic polarity detection method for PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(3): 86 - 90.
- [16] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿方法[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2006, 40(3): 469 - 473.  
WU Maogang, ZHAO Rongxiang, TANG Xinzhou. Analysis and compensation method of dead time effect for space vector PWM inverter [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2006, 40(3): 469 - 473.

(编辑: 张诗阁)