

# 基于高频信号耦合注入的内置式永磁同步电机转子初始位置检测方法<sup>\*</sup>

李新旻<sup>1</sup>, 陈伟<sup>1</sup>, 张国政<sup>1</sup>, 王志强<sup>2</sup>, 陈炜<sup>2</sup>

(1. 天津工业大学 电气与电子工程学院, 天津 300387;

2. 天津工业大学 人工智能学院, 天津 300387)

**摘要:** 内置式永磁同步电机(IPMSM)受转子凸极性的影响,绕组电感随转子磁极位置呈周期变化。考虑到上述特征,提出一种基于高频信号注入的IPMSM转子初始位置检测方法。将高频信号依次注入定子两相绕组,并提取定子绕组高频信号线电压,运算处理后获得没有考虑转子磁极极性的初始位置角。随后注入脉冲电压矢量进行转子极性判断,从而获得准确的初始位置角。理论分析和试验结果表明,该方法对电阻参数依赖较小,不受逆变器非线性和电流传感器检测精度的影响,能够准确检测转子初始位置角,满足IPMSM平稳起动的要求。

**关键词:** 内置式永磁同步电机;初始位置检测;高频信号注入

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0007-07

doi: 10.12177/emca.2021.008

## Rotor Initial Position Detection Method of IPMSM Based on High Frequency Coupling Injection<sup>\*</sup>

LI Xinmin<sup>1</sup>, CHEN Wei<sup>1</sup>, ZHANG Guozheng<sup>1</sup>, WANG Zhiqiang<sup>2</sup>, CHEN Wei<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China;

2. School of Artificial Intelligence, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

**Abstract:** Due to the rotor salient polarity, the winding inductance of the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) changes periodically with the rotor pole position. Considering this characteristic, a rotor initial position detection method of IPMSM based on high frequency signal injection is proposed. The high-frequency signals are injected into the stator two-phase windings in order, the line voltages of the high-frequency signals of the stator winding are extracted, and the initial position angle without considering the rotor magnetic polarity is obtained after calculation. The pulse voltage vector is injected to judge the rotor polarity, so as to obtain the accurate initial position angle. Theoretical analysis and experimental results show that the method has a little dependence on the resistance parameters, and is not affected by the nonlinearity of the inverter and the detection accuracy of the current sensor, so it can accurately detect the initial rotor position angle and meet the requirements of smooth start of the IPMSM.

**Key words:** interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); initial position detection; high frequency injection

收稿日期: 2021-01-19; 收到修改稿日期: 2021-03-02

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(51807141); 天津市自然科学基金项目(18JCQNJC74200)

作者简介: 李新旻(1989—),男,博士,副教授,研究方向为永磁电机系统及其智能控制技术。

陈伟(1994—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机系统及其智能控制技术。

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有效率高、功率密度高、结构简单和运行可靠等优点,广泛应用于电动汽车、轨道交通以及工业伺服驱动等领域。在PMSM的矢量控制中,通常需要位置传感器获取转子的位置信息,然而这会带来成本增加、安装维护困难、易受外界干扰等问题。因此,PMSM无位置传感器控制技术得到了广泛关注<sup>[1-2]</sup>。

在PMSM起动阶段,通常需要获取准确的转子初始位置信息,否则,会导致转子位置出现短暂反转或者失步造成起动失败<sup>[3-4]</sup>。对于有位置传感器的PMSM,电机的初始位置信息可以通过位置传感器直接检测。而对于无位置传感器的PMSM,为了避免电机在起动阶段转子出现反转或者失步造成起动失败,在电机起动阶段必须通过无位置算法估计出准确的转子位置信息。在PMSM无位置传感器控制系统中,电机的初始位置检测包括转子磁极位置检测和转子磁极极性判断2个过程。

目前,转子磁极位置检测主要采用脉冲电压注入法<sup>[5-7]</sup>和高频信号注入法<sup>[8-15]</sup>2类方法。

文献[5]提出一种基于线电感变化特征的PMSM初始位置检测方法,通过向电机绕组注入脉冲电压,根据检测到的响应电流变化获得定子绕组线电感的大小关系,从而估算出电机的初始位置,随后注入2个正反脉冲电压进行磁极极性判断。文献[6]提出一种基于电感饱和效应的电流差值检测PMSM初始位置的方法,向电机绕组注入脉冲电压,通过电流误差值可以获得转子位置信息,并且根据电流误差的正负辨识转子磁极极性。文献[7]向定子绕组交替注入正负脉冲电压,利用PMSM的饱和效应,根据检测的 $d$ 轴电流差值估算转子初始位置信息。

文献[8]提出向两相静止坐标系注入高频旋转电压,利用PMSM的凸极性,在定子绕组中产生高频响应电流,通过提取负序高频电流分量,采用外差法获取含有转子磁极位置信息的误差信号,然后通过锁相环估计转子磁极位置。文献[9]为了降低估计算法的复杂程度,引入PI跟踪观测器对转子位置误差进行调节,当位置误差信号为零时即可获得电机初始位置信息。文献[10-12]提出向两相旋转坐标系注入高频脉振电压,利用定子绕组

的非线性饱和特性,检测转子初始位置信息。文献[13-15]提出向估计的 $d$ 轴注入高频方波电压,利用PMSM的凸极性,提取含有转子位置误差信息的高频电流分量,将高频电流分量经过锁相环处理获得电机的初始位置信息。文献[8-15]在获得电机的初始位置后,需要向电机定子绕组注入幅值相同、方向相反的脉冲电压矢量,通过比较 $d$ 轴响应电流大小来判断转子磁极极性。

上述方法中提取的转子磁极位置易受电阻参数和电流传感器检测精度的影响,并且逆变器的非线性也会影响转子磁极位置检测的准确性。为了提高转子磁极位置估计的准确性,本文提出一种基于高频信号耦合注入的内置式PMSM(IPMSM)转子初始位置检测方法。该方法将高频信号依次注入到定子两相绕组,并提取定子绕组的高频信号线电压,将提取的高频信号线电压运算处理后获得三相绕组电感的比值大小,利用绕组电感随转子位置的变化关系,可以获得没有考虑转子磁极极性的初始位置角。随后向定子绕组注入幅值相同、方向相反的脉冲电压矢量,通过比较定子绕组电流大小判断转子磁极极性,从而实现转子位置的准确检测。

## 1 高频信号耦合注入的转子磁极位置检测方法

所提方法估计的转子磁极位置只与提取高频信号线电压的比值相关,不受电机参数变化和电流传感器检测精度的影响,因此在转子磁极位置检测过程中,可以提高转子位置估计的准确性。

### 1.1 转子磁极位置检测拓扑结构

图1为转子磁极位置检测与转子极性判断控制框图,其中方框I为本文提出的转子磁极位置检测控制框图,方框II为转子极性判断控制框图。

方框I中,在高频正弦信号注入端,高频正弦信号发生器用于产生一定幅值频率的高频正弦波,并且由信号选择器将高频正弦信号通过 $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ 通道分配到3个隔离变压器的原边,其中信号选择器的选通信号由PWM发生器控制。随后由隔离变压器与电容组成的耦合电路将高频正弦信号注入到AB、BC、CA两相定子绕组之间。在高频正弦信号的检测端,耦合电路将三相绕组的高频正弦线

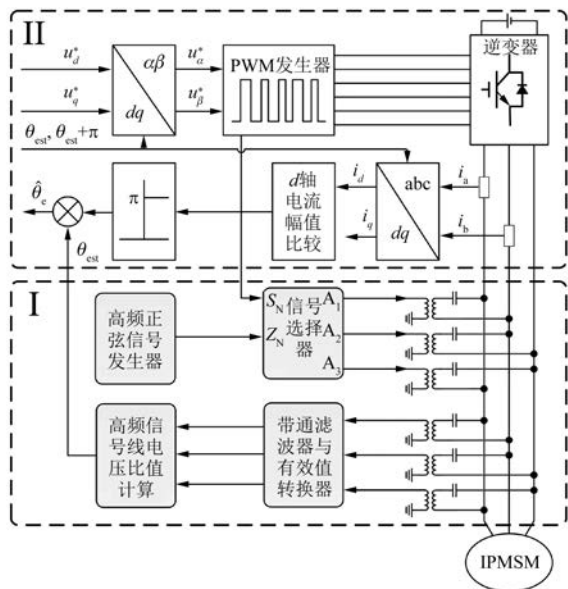


图1 转子磁极位置检测与转子极性判断控制框图

电压耦合到带通滤波器的输入端,经过有效值转换器将高频正弦信号转化为直流量后,由控制器的模数转换器完成高频正弦线电压的有效值采样。由高频正弦线电压比值计算获得转子磁极位置。最后由方框 II 完成转子极性判断。

## 1.2 转子磁极位置检测方法

当注入的高频信号频率远远大于电机的额定频率时,可将 IPMSM 的反电动势与定子电阻压降忽略不计,此时三相定子绕组在高频信号激励下的模型可以等效为纯电感模型。

对于 IPMSM 而言,定子三相绕组电感随转子位置变化关系可表示为

$$\begin{cases} L_A(\theta_e) = L_{s0} - L_{g2}\cos(2\theta_e) \\ L_B(\theta_e) = L_{s0} - L_{g2}\cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_C(\theta_e) = L_{s0} - L_{g2}\cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $L_A(\theta_e)$ 、 $L_B(\theta_e)$ 、 $L_C(\theta_e)$ 分别为电机三相绕组自感; $L_{s0}$ 为由空间基波气隙磁通引起的电感分量; $L_{g2}$ 为绕组自感幅值随转子位置变化的二次谐波的幅值。

由式(1)可以得到定子三相绕组电感随转子位置变化的波形如图2所示。

由图2可以看出,三相绕组电感大小随转子位置呈周期性变化。为了获得转子初始位置角,

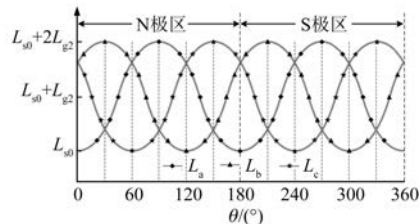


图2 三相绕组等效电感随转子位置变化波形

根据三相绕组电感随转子位置变化的关系,本文将采取如下的控制方法。

利用图1所示的转子磁极位置检测控制框图,在 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 起始时刻依次向AB、BC、CA两相定子绕组中注入幅值为 $U_{HF}$ 的高频信号,且 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 之间的时间间隔为控制周期 $T$ 。注入时序图如图3所示,即从 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 起始时刻控制高频信号由 $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$ 通道输出。在 $T_1$ 结束时刻提取BC、CA两相高频信号线电压,在 $T_2$ 结束时刻提取AB、CA两相高频信号线电压,在 $T_3$ 结束时刻提取AB、BC两相高频信号线电压。

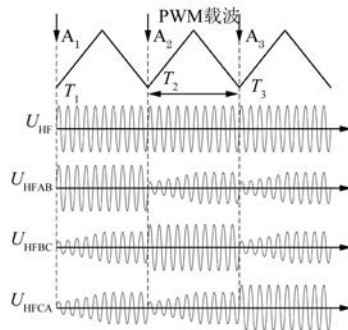


图3 高频信号注入时序图

以AB两相定子绕组注入高频信号为例,在转子磁极位置检测过程中,逆变器开关管 $S_1 \sim S_6$ 均保持关断。 $T_1$ 起始时刻将高频信号注入到电机AB两相定子绕组,C相为非激励相,PMSM在高频信号激励下的系统等效电路图如图4所示。

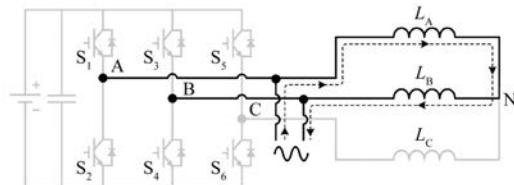


图4 AB相注入高频信号等效电路

图4中,高频信号有效值为 $U_{IN}$ ,由于C为非激励相,故 $U_{NA} = U_{CA}$ , $U_{BN} = U_{BC}$ 。根据基尔霍夫

电压定律, CA、BC 两相高频信号线电压满足:

$$\begin{cases} U_{CA} = U_{NA} = -\frac{L_A}{L_A + L_B} U_{IN} \\ U_{BC} = U_{BN} = -\frac{L_B}{L_A + L_B} U_{IN} \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可知, CA、BC 两相高频信号线电压幅值仅与绕组电感相关, 通过比较这两相的线电压就可以获得绕组电感关系。因此提取的 CA、BC 两相高频信号线电压比值  $k_1$  为

$$k_1 = \frac{U_{CA}}{U_{BC}} = \frac{L_{s0} - L_{g2} \cos(2\theta_e)}{L_{s0} - L_{g2} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (3)$$

同理在  $T_2$  与  $T_3$  起始时刻将高频信号注入到两相绕组时, 得到对应的两相高频信号线电压比值为

$$k_2 = \frac{U_{AB}}{U_{CA}} = \frac{L_{s0} - L_{g2} \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)}{L_{s0} - L_{g2} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (4)$$

$$k_3 = \frac{U_{BC}}{U_{AB}} = \frac{L_{s0} - L_{g2} \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)}{L_{s0} - L_{g2} \cos(2\theta_e)} \quad (5)$$

结合图 2 中三相绕组电感随转子位置的变化关系, 可以将转子磁极位置划分为 12 个扇区, 根据式(3)~式(5)计算比值  $k_1 \sim k_3$  的大小关系, 可以将转子磁极位置确定在未进行磁极极性判断的  $30^\circ$  扇区内。具体确定方法如表 1 所列。

表 1 电机参数表

| 电感比值                                | 三相电感关系               | 转子磁极 | 转子扇区                                  |
|-------------------------------------|----------------------|------|---------------------------------------|
| $k_1 < 1, k_2 > 1,$<br>$k_3 \geq 1$ | $L_b > L_c \geq L_a$ | N    | $0^\circ < \theta_e \leq 30^\circ$    |
|                                     |                      | S    | $180^\circ < \theta_e \leq 210^\circ$ |
| $k_1 \leq 1, k_2 > 1,$<br>$k_3 < 1$ | $L_b \geq L_a > L_c$ | N    | $30^\circ < \theta_e \leq 60^\circ$   |
|                                     |                      | S    | $210^\circ < \theta_e \leq 240^\circ$ |
| $k_1 > 1, k_2 \geq 1,$<br>$k_3 < 1$ | $L_a > L_b \geq L_c$ | N    | $60^\circ < \theta_e \leq 90^\circ$   |
|                                     |                      | S    | $240^\circ < \theta_e \leq 270^\circ$ |
| $k_1 > 1, k_2 < 1,$<br>$k_3 \leq 1$ | $L_a \geq L_c > L_b$ | N    | $90^\circ < \theta_e \leq 120^\circ$  |
|                                     |                      | S    | $270^\circ < \theta_e \leq 300^\circ$ |
| $k_1 \geq 1, k_2 < 1,$<br>$k_3 > 1$ | $L_c > L_a \geq L_b$ | N    | $120^\circ < \theta_e \leq 150^\circ$ |
|                                     |                      | S    | $300^\circ < \theta_e \leq 330^\circ$ |
| $k_1 < 1, k_2 \leq 1,$<br>$k_3 > 1$ | $L_c \geq L_b > L_a$ | N    | $150^\circ < \theta_e \leq 180^\circ$ |
|                                     |                      | S    | $330^\circ < \theta_e \leq 360^\circ$ |

为了进一步得到准确的转子磁极位置, 需要对计算的电感比值作如下运算:

$$M_{12} = \frac{k_1 - 1}{1/k_2 - 1} = \frac{\sqrt{3} + \tan(2\theta_e)}{2\tan(2\theta_e)} \quad (6)$$

对式(6)作如下运算, 可求得转子磁极位置为

$$\theta_{est} = \frac{1}{2} \arctan \left[ \frac{\sqrt{3}(1 - k_2)}{2k_2 k_1 - k_2 - 1} \right] + \frac{\lambda \pi}{2} \quad (7)$$

式中:  $\lambda = 0, 1, 2, \dots$ 。

由式(7)可以看出此时获得的转子磁极位置在  $[0, 2\pi]$  区间范围内存在 4 个有效解, 结合表 1 三相电感的比值关系可以在 N 极区或 S 极区确定唯一的转子磁极位置。此时估计的转子磁极位置可能与电机的实际转子位置相同, 也可能与电机的实际转子位置相差  $\pi$ , 因此需要对估计的转子磁极位置进行磁极极性判断。

## 2 转子磁极极性判断

采用脉冲电压注入法判断转子磁极极性, 其原理是基于定子铁心的饱和特性来实现。转子磁极极性判断原理如图 5 所示。

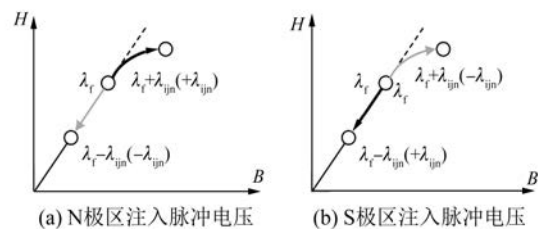


图 5 转子磁极极性判断原理

图 5(a) 中, 当定子绕组电流产生的磁通  $\lambda_{ijm}$  与永磁体磁通  $\lambda_r$  方向相同时, 定子铁心总磁通量为  $\lambda_r + \lambda_{ijm}$ , 磁阻增大, 定子绕组电感减小, 定子绕组中响应电流增大。图 5(b) 中, 当定子绕组电流产生的磁通  $\lambda_{ijm}$  与永磁体磁通  $\lambda_r$  方向相反时, 定子铁心总磁通量为  $\lambda_r - \lambda_{ijm}$ , 磁阻减小, 定子绕组电感增大, 定子绕组响应电流减小。

基于上述原理, 在获得转子磁极位置  $\theta_{est}$  后, 分别向定子绕组注入方向为  $\theta_{est}$  和  $\theta_{est} + \pi$  的脉冲电压矢量, 通过比较定子绕组电流大小判断转子磁极极性。当  $\theta_{est}$  方向脉冲电压矢量产生的电流大于  $\theta_{est} + \pi$  方向脉冲电压矢量产生的电流时, 转

子磁极位置  $\theta_{\text{est}}$  与实际转子位置相同;否则,转子磁极位置  $\theta_{\text{est}}$  与实际转子位置相差  $\pi$ 。

3 试验结果与分析

为了验证所提方法辨识转子磁极位置的可行性与准确性,搭建了试验系统。试验样机实物图如图 6 所示。试验用 IPMSM 样机的主要参数如表 2 所列。



图 6 试验样机实物图

表 2 试验样机参数

| 参数名称                           | 参数值   |
|--------------------------------|-------|
| 额定电流 $I_N/A$                   | 150   |
| 额定电压 $U_N/V$                   | 320   |
| $d$ 轴电感 $L_d/mH$               | 0.158 |
| $q$ 轴电感 $L_q/mH$               | 0.292 |
| 定子电阻 $R/m\Omega$               | 7.34  |
| 永磁体磁链 $\psi_f/Wb$              | 0.067 |
| 额定转速 $n_N/(r \cdot \min^{-1})$ | 3 000 |
| 额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$         | 64    |
| 极对数 $p$                        | 4     |

试验中,控制频率为 5 kHz。考虑到开关管寄生电容阻抗和线路电阻的影响,高频信号注入频率选为 50 kHz,同时为了避免在转子磁极位置检测时转子出现微动现象,高频信号注入幅值设定为 5 V。

在转子磁极位置检测过程中将高频信号依次耦合到定子两相绕组之间。在转子磁极极性判断时,停止高频信号注入,同时注入幅值为 15 V 的脉冲电压,且脉冲持续时间为 4 ms。其中控制器的采样结果和转子位置均由数模转换器 DAC7724 输出。

图 7 给出了实际转子磁极位置在 55.8°时的试验波形,试验波形从上至下分别为实际转子位

置  $\theta_e$ ,高频信号注入法的估计转子磁极位置  $\theta_{\text{est}}$ , $d$  轴电流,以及三相定子绕组高频信号线电压有效值  $U_{\text{RmsAB}}$ 、 $U_{\text{RmsBC}}$ 、 $U_{\text{RmsCA}}$ 。

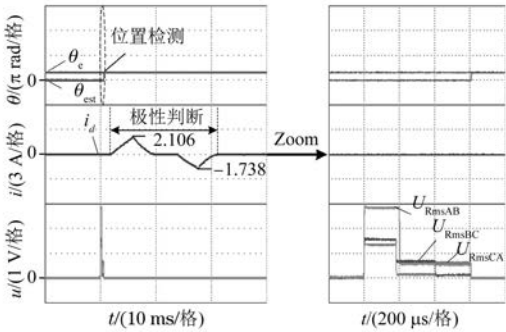


图 7 转子磁极位置在 55.8°时的试验波形

图 7 中,在转子磁极位置检测过程中,在  $T_1 \sim T_3$  起始时刻依次向 AB、BC、CA 三相定子绕组中注入高频信号。 $T_1$  结束时刻提取的定子绕组 BC、CA 两相高频信号线电压有效值分别为  $U_{\text{RmsBC}} = 1.577\ 2\ \text{V}$ 、 $U_{\text{RmsCA}} = 1.381\ 6\ \text{V}$ ;  $T_2$  结束时刻提取的定子绕组 AB、CA 两相高频信号线电压有效值分别为  $U_{\text{RmsAB}} = 0.610\ 6\ \text{V}$ 、 $U_{\text{RmsCA}} = 0.135\ 0\ \text{V}$ ;  $T_3$  结束时刻提取的定子绕组 AB、BC 两相的高频信号线电压有效值分别为  $U_{\text{RmsAB}} = 0.539\ 2\ \text{V}$ 、 $U_{\text{RmsBC}} = 0.126\ 0\ \text{V}$ 。

将  $T_1 \sim T_3$  结束时刻采集的高频信号线电压有效值代入式(3)~式(5)可得两相高频信号线电压有效值比分别为

$$k_1 = \frac{U_{\text{RmsCA}}}{U_{\text{RmsBC}}} = \frac{1.381\ 6}{1.577\ 2} = 0.876\ 0 \quad (8)$$

$$k_2 = \frac{U_{\text{RmsAB}}}{U_{\text{RmsCA}}} = \frac{0.610\ 6}{0.135} = 4.530\ 0 \quad (9)$$

$$k_3 = \frac{U_{\text{RmsBC}}}{U_{\text{RmsAB}}} = \frac{0.126}{0.539\ 2} = 0.233\ 7 \quad (10)$$

根据式(8)~式(10)求得的电感比值大小,可以确定转子磁极位置所在扇区。将式(8)和式(9)计算的电感比值代入式(7)得到转子磁极位置可能为 55.7°或者 235.7°。向定子绕组注入方向为 55.7°和 235.7°的脉冲电压矢量,由图 7 可以看出,第 1 次脉冲电压产生的  $d$  轴响应电流为 2.106 A,第 2 次脉冲电压产生的  $d$  轴响应电流为 -1.738 A,由于前者大于后者,故转子磁极位置位于 N 极区,不需要对转子磁极位置进行补偿,估计的转子初始位置角为 55.7°。

图 8 给出了实际转子磁极位置在  $210.6^\circ$  时的试验波形, 试验波形参数和高速信号注入过程与图 7 相同。

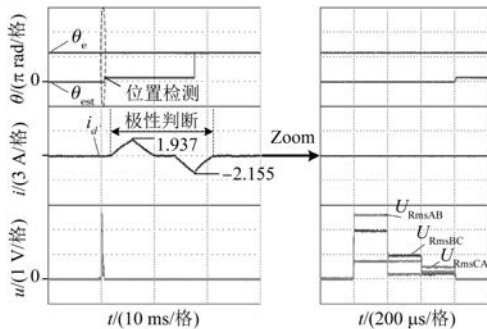


图 8 转子磁极位置在  $210.6^\circ$  时的试验波形

图 8 中,  $T_1$  结束时刻提取的定子绕组 BC、CA 两相的高频信号电压有效值分别为  $U_{RmsBC} = 1.9418 \text{ V}$ 、 $U_{RmsCA} = 0.7192 \text{ V}$ ;  $T_2$  结束时刻提取的定子绕组 AB、CA 两相的高频信号电压有效值分别为  $U_{RmsAB} = 0.7462 \text{ V}$ 、 $U_{RmsCA} = 0.2296 \text{ V}$ ;  $T_3$  结束时刻提取的定子绕组 AB、BC 两相的高频信号电压有效值分别为  $U_{RmsAB} = 0.3226 \text{ V}$ 、 $U_{RmsBC} = 0.2356 \text{ V}$ 。

将  $T_1 \sim T_3$  结束时刻采集的高频信号电压有效值代入式(3)~式(5)可得两相高频信号电压有效值比分别为

$$k_1 = \frac{U_{RmsCA}}{U_{RmsBC}} = \frac{0.7192}{1.9418} = 0.3704 \quad (11)$$

$$k_2 = \frac{U_{RmsAB}}{U_{RmsCA}} = \frac{0.7462}{0.2296} = 3.2500 \quad (12)$$

$$k_3 = \frac{U_{RmsBC}}{U_{RmsAB}} = \frac{0.2356}{0.3226} = 0.7303 \quad (13)$$

根据式(11)~式(13)求得的电感比值大小, 可以确定转子磁极位置所在扇区。将式(11)和式(12)计算的电感比值大小代入式(7)得到转子磁极位置可能为  $32.3^\circ$  或者  $212.3^\circ$ 。向定子绕组注入方向为  $32.3^\circ$  和  $212.3^\circ$  的脉冲电压矢量, 由图 8 可以看出, 第 1 次脉冲电压产生的  $d$  轴响应电流为  $1.937 \text{ A}$ , 第 2 次脉冲电压产生的  $d$  轴响应电流为  $-2.155 \text{ A}$ , 由于前者小于后者, 故转子磁极位置位于 S 极区, 需要对转子磁极位置补偿  $180^\circ$ , 估计的转子初始位置角为  $212.3^\circ$ 。

为了验证所提方法在任意位置转子位置检测

的适用性, 试验电机由测功机反拖运行于低速。图 9 给出所提方法在任意转子位置的检测结果。试验波形从上至下分别为实际转子位置  $\theta_e$ , 高频信号注入法的估计转子位置  $\theta_{est}$ , 三相定子绕组高频信号电压幅值  $U_{HFAB}$ 、 $U_{HFBC}$ 、 $U_{HFCA}$ , 以及三相定子绕组高频信号电压有效值  $U_{RmsAB}$ 、 $U_{RmsBC}$ 、 $U_{RmsCA}$ 。

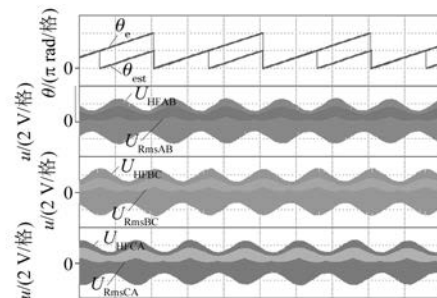


图 9 所提方法在任意转子位置的检测结果

图 9 试验结果表明, 所提方法可以在任意角度完成转子位置检测。

图 10 给出了整个电周期内估计转子磁极位置与实际转子磁极位置的误差关系, 最大估计误差为  $3.2^\circ$ , 平均估计误差为  $1.3^\circ$ 。试验验证了本文所提方法可以有效提高转子初始位置检测精度, 使得在估计的误差范围内, 电机可以产生足够的起动转矩, 满足在无位置传感器控制下的起动要求。

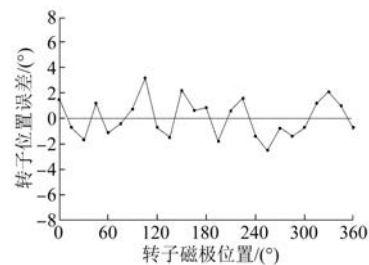


图 10 估计转子磁极位置与实际转子磁极位置误差

## 4 结 语

本文提出了一种基于高频信号耦合注入的 IPMSM 转子初始位置检测方法。将高频信号依次耦合到定子两相绕组之间, 并提取定子绕组高频信号电压, 将提取的高频信号电压运算处理后获得三相绕组电感的大小关系, 利用绕组电感随转子位置呈周期变化规律, 获得尚未进行极

性判断的转子磁极位置。随后向定子绕组注入幅值相同、方向相反的脉冲电压矢量,利用定子铁心的磁饱和特性确定转子磁极极性,从而估算出准确的转子初始位置角。理论分析和试验结果表明,本文所提方法不受逆变器非线性影响,对电阻参数依赖较小,能够准确估算转子初始位置角。

### 【参考文献】

- [ 1 ] JONES L A, LANG J H. A state observer for the permanent-magnet synchronous motor [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1989, 36( 3 ): 374.
- [ 2 ] 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.
- [ 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.
- [ 4 ] 鲁家栋,刘景林,卫丽超. 永磁同步电机转子初始位置检测方法[ J ]. 电工技术学报, 2015, 30( 7 ): 105.
- [ 5 ] 孟高军,余海涛,黄磊,等. 一种基于线电感变化特征的永磁同步电机转子初始位置检测新方法[ J ]. 电工技术学报, 2015, 30( 20 ): 1.
- [ 6 ] 黄科元,陈忠强,黄守道. 一种基于电感饱和效应的电流差值检测永磁同步电机转子初始位置的方法[ J ]. 电工技术学报, 2018, 33( 7 ): 1508.
- [ 7 ] 杜金明,安群涛,孙力. 基于饱和效应的面贴式永磁同步电动机转子初始位置检测[ J ]. 电机与控制应用, 2009, 36( 7 ): 53.
- [ 8 ] 寿利宾,袁登科. 基于高频旋转电压信号注入的IPMSM 无位置传感器控制[ J ]. 电机与控制应用, 2014, 41( 12 ): 10.
- [ 9 ] 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.
- [ 10 ] LUO X, TANG Q, SHEN A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63( 4 ): 2294.
- [ 11 ] 刘兵,周波. 脉振高频电压注入 SPMSM 无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[ J ]. 中国电机工程学报, 2018, 38( 14 ): 4232.
- [ 12 ] JANG J, SUL S, HA J, 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.
- [ 13 ] WU X, FENG Y, LIU X, et al. Initial rotor position detection for sensorless interior PMSM with square-wave voltage injection [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53( 11 ): 8112104.
- [ 14 ] 吴婷,王辉,罗德荣,等. 一种新型内置式永磁同步电机初始位置检测方法[ J ]. 电工技术学报, 2018, 33( 15 ): 3578.
- [ 15 ] YANG S, YANG S, HU J. Design consideration on the square-wave voltage injection for sensorless drive of interior permanent-magnet machines [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64( 1 ): 159.

### 【主要栏目】

- |              |           |             |
|--------------|-----------|-------------|
| · 控制与应用技术    | · 研究与设计   | · 故障诊断与保护   |
| · 新能源发电与局域电网 | · 新能源汽车技术 | · 发电机组及其控制  |
| · 测试技术与测控系统  | · 材料与工艺   | · 电机生产及质量管理 |
| · 电力电子变流器技术  | · 智能制造    | · 节能应用      |
| · 实用技术成果     |           |             |