

# 基于组合信号注入法的转子磁极极性 辨识可靠性研究

郑浩, 孙伟

(华中科技大学 中欧清洁与可再生能源学院, 湖北 武汉 430074)

**摘要:**组合信号注入法分2步执行,首先通过脉振高频电压信号注入法辨识出永磁同步电机转子初始位置,然后通过脉冲电压信号注入法判断转子磁极极性。若电流谐波较大,易导致转子磁极方向误判断,极性辨识结果可靠性受到严重影响,进而导致转子启动,发生反转,无法满足部分工业应用场景要求的无反转启动。基于此,提出基于评价函数的磁极极性判断方法,提高磁极极性判断准确率。

**关键词:**脉振高频电压信号注入;电压脉冲注入;转子磁极极性辨识;可靠性

**中图分类号:**TM341 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20640

## Research on Reliability of Rotor Magnetic Polarity Identification Based on Combined Signal Injection Method

ZHENG Hao, SUN Wei

(ICARE, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

**Abstract:** The combined signal injection method was implemented in two steps. Firstly, the initial position of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) rotor was identified by the pulse high frequency voltage signal injection method, and then the magnetic polarity of the rotor was detected by the pulse voltage signal injection method. If the current ripple is large, it will easily lead to the misjudgement of the magnetic pole direction of the rotor, and the reliability of the polarity identification results will be seriously affected, which will lead to the start-up of the rotor and the reversal of the rotor, which can not meet the requirements of some industrial application scenarios when no reverse start. Based on this, a magnetic polarity judgment method based on evaluation function was proposed to improve the accuracy of magnetic polarity judgment.

**Key words:** fluctuating high frequency voltage signal injection; voltage pulse injection; rotor polarity identification; reliability

在永磁同步电机的控制方式中,大多数采用矢量控制或者直接转矩控制,这2种控制方式都需要转子的位置信息进行运算<sup>[1-3]</sup>。一般情况下,都需要在转子轴端部安装机械位置传感器。为了解决因机械传感器的安装而造成的种种缺陷,越来越多的学者开展了无传感器控制技术研究。至今,无位置传感器控制技术在电机驱动控制领域已发展为广受学者和工业界关注的热点研究领域<sup>[4-6]</sup>。

在一些工业应用场合,要求转子静止启动,且不能出现反转。诸如此类应用场景,需要对永磁同步电机的转子初始位置进行准确辨识。转

子初始位置辨识主要利用电机的凸极特性(结构凸极或饱和凸极)来估计转子磁极位置信息,不依赖电机参数。对永磁同步电机初始位置检测的技术研究,主要有脉冲电压矢量法和高频信号注入法。高频信号注入法是其中较常用的方法,主要包括旋转高频信号注入法、脉振高频信号注入法和方波信号注入法等<sup>[6-8]</sup>。此类方法是通过在定子绕组基频分量上叠加高频电压或者电流信号,然后对其高频响应信号进行提取,获得转子位置信息,进而实现无位置传感器低速或零速运行<sup>[9-11]</sup>。

基于脉振高频电压信号注入法,通过软件锁

**基金项目:**湖北省技术创新重大专项(2017AAA130)

**作者简介:**郑浩(1990—),男,硕士,Email:zhenghao\_hust@163.com

相环<sup>[12-14]</sup>,可以获得较高精度的转子初始位置,但是对于磁极极性的判断,主要依据定子铁心磁饱和的非线性原理<sup>[15-16]</sup>,在正反2个方向上通入等脉宽、等幅值的电压脉冲矢量,在磁极极性判断上<sup>[1,5,7,8,12,13]</sup>,较常用的一种方法是通过检测正反方向等宽、等幅值电压脉冲所激励出的d轴电流峰值,判断出d轴电流峰值大的方向,即为磁极N极方向。第2种方法是利用在不同磁极下,注入足够时间长度的电压脉冲,使电流达到稳态,利用在不同磁极下,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所需时间不等的特点,进而判断出实际的d轴正方向和磁极N极,这种方法由于要注入的正反方向的电压脉宽时间较长,易引起电机转子微动,导致转子初始位置辨识失败。上述第1种方法对注入电压脉冲的大小大多采用试凑法,根据实验经验,来逐步调节d轴电流达到一个合适范围;在磁极极性判断阶段,对d轴电流大小的复杂控制大多只适用于实验室研究,在工业应用场合有较大的局限性。除此之外,用于比较的d轴电流峰值通常取自注入电压脉宽时间的末端时刻所采样的d轴电流幅值。这种电流峰值采样方法易受电流谐波和开关频率的影响,造成磁极极性误判断,最终造成转子启动反转,无法满足部分工业应用场合要求,应用具有局限性。

针对目前在利用定子铁心磁饱和非线性原理进行磁极极性判断方面存在的不足,本文从理论上推导出用于磁极极性判断的d轴电流幅值控制的数学公式以及提出新的磁极极性判断算法提高磁极极性判断准确性,给出更合理的软件程序架构,进一步提高组合信号注入法的使用范围,以及提高实验设备的安全性,同时增强转子磁极极性辨识的可靠性。

### 1 组合信号注入法

组合信号注入法就是首先通过注入脉振高频电压信号检测转子磁极位置信息,然后基于定子铁心磁饱和非线性原理,采用脉冲电压信号注入法实现转子磁极极性判断。文献[1,6-8]对组合信号注入法进行了详细的数学公式推导验证以及原理分析,本文不再重复罗列组合信号注入法的数学公式推导及原理叙述。

向虚拟的旋转 $d^e-q^e$ 坐标轴系 $d^e$ 轴注入高频正弦电压信号,然后通过构造出一个滞后虚拟

旋转坐标轴系 $\frac{\pi}{4}$ 电角度的同步测量轴系,通过对测量轴系 $d^m-q^m$ 下高频电流响应信号进行处理,获得转子磁极位置信息,其原理图如图1所示。

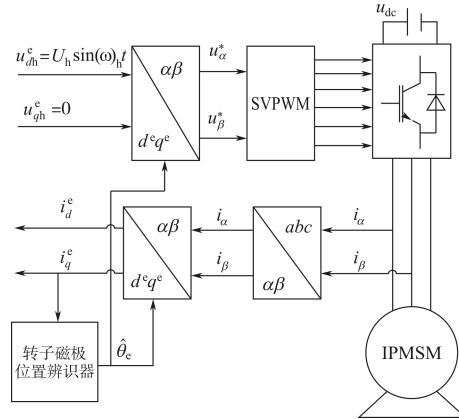


图1 高频电压信号注入法检测转子磁极位置原理图  
Fig.1 The schematic of rotor pole position detection by high frequency voltage signal injection method

在获得转子磁极位置信息 $\hat{\theta}_e$ 后,基于定子铁心磁饱和非线性原理,采用脉冲电压信号注入法检测转子磁极极性,其原理框图如图2所示。

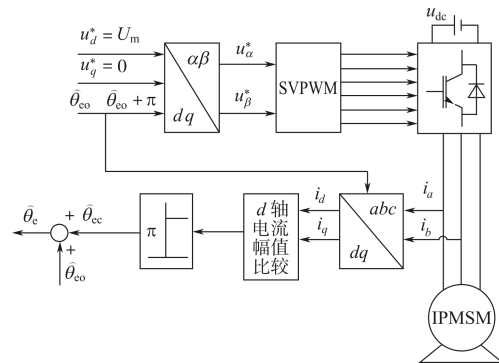


图2 转子磁极极性辨识原理框图  
Fig.2 Principle block diagram of rotor magnetic polarity identification

程序算法按步骤执行,在执行组合信号注入法之前以及图1、图2算法切换时,均需要对坐标变换变量清零以及PWM发波初始化,可有效规避功能算法切换时,寄存器垃圾值的出现对程序正常执行的影响。

### 2 组合信号注入法注入电压值的计算

无论是脉振高频电压信号注入还是脉冲电压信号注入法,所注入的电压值一般均采用试凑

法和观察法来确保电流在额定电流以下,以确保实验设备安全和实验人员的人身安全,这严重地限制了组合信号注入法的适用场景。

向定子绕组内注入高频电压信号  $u_{dh}$ , 由于所注入高频电压信号频率远大于基波频率, 那么永磁体的反电动势、旋转电压和定子电阻压降均可忽略不计, 可以得到:

$$u_{dh} = L_d \times p i_{dh} \quad (1)$$

式中:  $L_d$  为  $d$  轴电感,  $p$  为微分算子,  $i_{dh}$  为定子电流  $d$  轴高频分量。

由电感元件 VCR 的相量形式和其有效值关系式, 可得:

$$I_d = \frac{U_{dh}}{2\pi f L_d} \quad (2)$$

式中:  $f$  为注入的高频电压频率

若  $U_{dh}$  为线电压, 则  $I_d$  为线电流。将  $d-q$  两相旋转坐标系变量变换到  $\alpha-\beta$  两相静止坐标系下, 通过 Park 逆变换得:

$$I_\alpha = I_d \times \cos\hat{\theta}_e \quad (3)$$

式中:  $\hat{\theta}_e$  为转子初始位置辨识角度。

由 Clarke 等幅值约束的坐标变换和式(3), 可得:

$$I_a = I_d \times \cos\hat{\theta}_e \quad (4)$$

式中:  $I_a$  为线电流幅值。

令  $I'_a$  为相电流幅值, 则

$$I'_a = \frac{I_d \times \cos\hat{\theta}_e}{\sqrt{3}} = \frac{U_{dh} \times \cos\hat{\theta}_e}{2\sqrt{3}\pi f L_d}$$

所以相电流幅值的最大值为

$$I'_a = \frac{U_{dh}}{2\sqrt{3}\pi f L_d} \quad (5)$$

在脉振高频电压信号注入法中加入注入电压幅值搜索功能, 其原理是通过三相电流瞬时的最大值与设定的目标电流值相比较, 当三相电流瞬时的最大值大于或等于设定的电流值时, 此时注入电压幅值已通过固定步长的电压值累加到当前值, 停止累加, 因此获得一个合适的高频电压注入值。若  $I'_a$  为目标电流设定值, 则  $U_{dh}$  为对应的电压搜索值。

在永磁同步电机转子静止条件下, 由于极性辨识只在  $d$  轴注入直流电压, 两相旋转坐标系下数学模型可等效为

$$u_d = R_s I_d + L_d \times p I_d \quad (6)$$

由一阶线性非齐次微分方程的解, 可得

$$I_d = e^{-\frac{R_s \times T}{L_d}} \times \int \frac{U_d}{L_d} \times e^{\frac{R_s \times T}{L_d}} dt = \frac{U_d \times T}{L_d} \quad (7)$$

设置  $U_d$  为  $d$  轴线电压, 由 Park 逆变换, 等幅值的 Clarke 变换, 可得  $a$  相电流幅值的最大值为

$$I_a = \frac{U_d \times T}{L_d \times \sqrt{3}} \quad (8)$$

若  $I_a$  为磁极极性辨识阶段的脉冲电流目标值,  $U_d$  为需要注入的电压值, 由式(5)、式(8)可得表达式如下:

$$U_d = \frac{I_a \times U_{dh}}{I'_a \times T \times 2\pi f} \quad (9)$$

### 3 基于评价函数的磁极极性判断方法

基于定子铁心磁饱和非线性原理, 常用的转子磁极极性判断算法有 2 种:

1) 根据  $d$  轴电流采样值最后一次采样值大小对转子磁极极性进行判断。

2) 采用最大值排序算法, 第  $d$  轴  $k$  次电流采样值与  $d$  轴  $(k-1)_{\max}$  相比较, 若大于最大值, 将当前  $d(k)$  电流采样值赋给最大值, 依此类推, 最终获得整个采样期间的  $d$  轴电流最大值。

上述 2 种较常用的转子磁极极性判断算法, 简单有效, 但是对于电流谐波大、电流传感器采样值精度低、电流采样频率低等情况, 上述 2 种磁极极性评价算法易失效。针对上述算法存在的不足, 本文提出新的算法, 可有效提高转子磁极极性判断的准确率, 称之为“滑动窗口均值算法”, 即选择滑动窗口的大小为  $2R$ , 包含  $d$  轴电流采样值在任一时刻的前  $R$  个采样点和后  $R$  个采样点上的采样值。计算数据特征值  $p(t)$ ,  $p(t)$  是基于  $d$  轴电流采样数据的每一个点的滑动窗口所确定的, 其计算方法如下:

$$p(t) = \sqrt{\langle (s_i - \langle s_i \rangle_A)^2 \rangle_A \cdot \langle (s_i - \langle s_i \rangle_B)^2 \rangle_B} \quad (10)$$

其中  $\langle s_i \rangle_A = (s_{i-1} + s_{i-2}) / 2$

$$\langle s_i \rangle_B = (s_{i+1} + s_{i+2}) / 2$$

式中:  $s_i$  为  $i$  时刻的采样值;  $A$  和  $B$  分别为当前时刻的左半窗口和右半窗口;  $\langle s_i \rangle_A$  为在区间  $A$  采样值的平均值;  $\langle s_i \rangle_B$  为在区间  $B$  采样值的平均值。

即: 该种对采样信号的处理方法由于对采样信号在左右窗口内做了平均化处理, 可以有效滤除采样信号中的高频干扰。

### 4 实验结果与分析

为验证上述所提出的辨识转子磁极位置和极性的原理可行性,实验用变频器的额定电压380 V,额定电流25 A,额定功率11 kW。实验用永磁同步电机参数为:额定电压 $U=170$  V,额定电流 $I=21.9$  A,额定功率 $P=5.3$  kW,额定转速 $n=1\ 000$  r/min,定子每相电阻 $R=0.167$   $\Omega$ ,直轴电感 $L_d=1.31$  mH,交轴电感 $L_q=2.27$  mH,极对数 $p=5$ ,额定频率 $f=83.3$  Hz。

实验中PWM开关频率为4 kHz,电流采样频率为8 kHz;在辨识转子磁极位置时注入的高频电压幅值为49.4 V,注入频率为600 Hz;在判断转子磁极极性时,注入的脉冲电压幅值为34.7 V,注入时间为2 ms。

#### 4.1 实验波形

图3为转子实际磁极位置为 $0^\circ$ 时的组合信号注入法转子初始位置估计的 $U$ 相电流波形,估计的转子初始位置为 $1^\circ$ ,由于转子磁极位置可能存在 $180^\circ$ 的误差,最终估计的转子位置可能是 $1^\circ$ 或者 $181^\circ$ 。

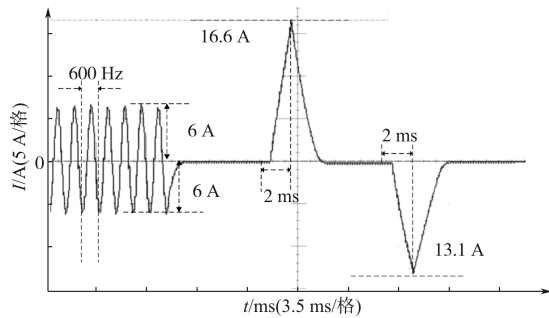
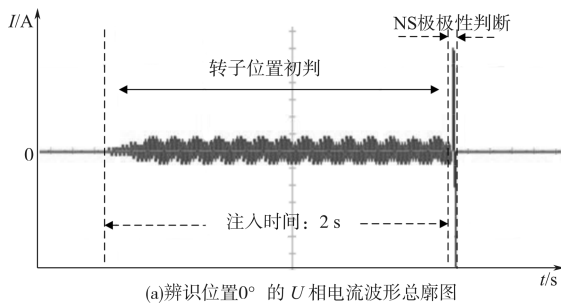


图3 转子初始位置辨识 $U$ 相电流波形图

Fig. 3  $U$ -phase current waveform for rotor initial position identification

向电机定子绕组中分别注入方向相反、大小相等的脉冲电压矢量后,第1个脉冲电压矢量感应出的 $U$ 相电流幅值为16.6 A,第2个脉冲电压矢量感应出的 $U$ 相电流幅值为13.1 A。由于此

时转子 $d$ 轴与 $U$ 相重合,正反方向的电压脉冲在 $d$ 轴激励出的电流幅值在 $U$ 相电流上表现得最显著,那么两次电压脉冲的 $U$ 相电流幅值大小的比较结果可以代表正反方向的 $d$ 轴电流幅值的大小比较结果。据此,因前者大于后者,根据定子铁心磁饱和非线性原理,可判断当前转子磁极为N极,即转子的磁极位置为 $1^\circ$ 。如果转子位置在 $90^\circ$ 或者 $270^\circ$ ,此时 $d$ 轴与 $U$ 相正交,两次正反方向电压脉冲矢量在 $U$ 相感应出的电流幅值基本为0,此时通过 $U$ 相电流幅值无法进行大小比较。

通过程序算法,对 $d$ 轴正反方向电压脉冲矢量所感应出的 $d$ 轴电流寄存器值 $d_1, d_2$ 进行采样,如表1所示。 $d$ 轴电流采样值对比图如图4所示。

表1  $d$ 轴电流采样值表( $0^\circ$ )

Tab. 1 Sampling table of  $d$ -axis current( $0^\circ$ )

采样序列	$d_1$	$d_2$
1	168 054	21 221
2	73 569	65 378
3	680 048	770 155
4	1 380 705	1 212 651
5	1 921 192	1 774 052
6	2 437 258	2 241 277
7	3 019 317	2 662 550
8	3 559 803	3 125 653
9	4 071 491	3 551 612
10	4 727 376	3 972 886
11	5 148 958	4 297 040
12	5 661 517	4 809 292
13	6 222 354	5 140 766
14	6 832 597	5 583 262
15	7 344 848	5 907 109
16	7 860 043	6 283 612

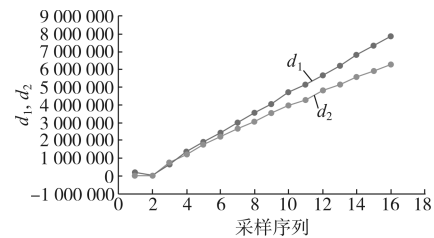


图4  $d$ 轴电流采样值对比图( $0^\circ$ )

Fig. 4 Comparisons of  $d$ -axis current sampling values( $0^\circ$ )

采用“滑动窗口均值算法”,将表1的 $d_1$ 和 $d_2$ 列采样数据分别用特征值 $P_1, P_2$ 表示,如表2、图5所示。

表2  $d$ 轴电流特征值表( $0^\circ$ )

Tab. 2  $d$ -axis current eigenvalues table( $0^\circ$ )

采样序列	$P_1$	$P_2$
3	$5.43 \times 10^{11}$	$5.26 \times 10^{11}$
4	$8.02 \times 10^{11}$	$6.32 \times 10^{11}$
5	$7.19 \times 10^{11}$	$5.31 \times 10^{11}$
6	$6.7 \times 10^{11}$	$4.88 \times 10^{11}$
7	$6.69 \times 10^{11}$	$4.43 \times 10^{11}$
8	$6.98 \times 10^{11}$	$4.29 \times 10^{11}$
9	$6.78 \times 10^{11}$	$3.84 \times 10^{11}$
10	$6.18 \times 10^{11}$	$3.68 \times 10^{11}$
11	$5.94 \times 10^{11}$	$3.63 \times 10^{11}$
12	$6.26 \times 10^{11}$	$3.73 \times 10^{11}$
13	$7.08 \times 10^{11}$	$3.55 \times 10^{11}$
14	$6.86 \times 10^{11}$	$3.11 \times 10^{11}$

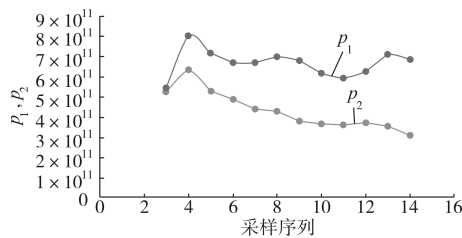


图5  $d$ 轴电流特征值对比图( $0^\circ$ )

Fig. 5 Characteristic comparison of  $d$ -axis current( $0^\circ$ )

当三电平变频器处于中点电位不平衡状态时,采用组合信号注入法  $d$ 轴电流最大值判断,该位置角度为  $241^\circ$ , $d$ 轴电流寄存器值采样,如表3、图6所示。

表3  $d$ 轴电流采样值表( $60.40^\circ$ )

Tab. 3  $d$ -axis current sampling table( $60.40^\circ$ )

采样序列	$d'_1$	$d'_2$
1	-84 090	625
2	-56 243	624 059
3	451 905	1 103 266
4	931 579	1 431 213
5	1 348 219	1 909 793
6	1 738 107	2 120 655
7	1 950 142	2 480 429
8	2 487 846	2 867 501
9	2 727 728	3 107 930
10	3 115 349	3 405 763
11	3 359 208	3 677 471
12	3 748 549	3 975 851
13	4 074 775	4 303 251
14	4 403 897	4 456 151
15	4 614 212	4 814 282
16	5 089 350	5 113 209

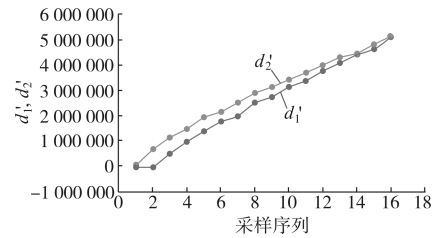


图6  $d$ 轴电流采样值对比图( $60.40^\circ$ )

Fig. 6 Comparison of  $d$ -axis current sampling values( $60.40^\circ$ )

采用“滑动窗口均值算法”,将表4的  $d'_1$  和  $d'_2$  2列采样数据分别用特征值  $P'_1, P'_2$  表示,如表4、图7所示。

表4  $d$ 轴电流采样值表( $60.40^\circ$ )

Tab. 4 Sampling table of  $d$ -axis current

采样序列	$P'_1$	$P'_2$
3	$3.59 \times 10^{11}$	$4.49 \times 10^{11}$
4	$4.49 \times 10^{11}$	$3.31 \times 10^{11}$
5	$3.26 \times 10^{11}$	$2.51 \times 10^{11}$
6	$2.88 \times 10^{11}$	$2.49 \times 10^{11}$
7	$2.68 \times 10^{11}$	$2.36 \times 10^{11}$
8	$2.79 \times 10^{11}$	$2.21 \times 10^{11}$
9	$2.59 \times 10^{11}$	$1.88 \times 10^{11}$
10	$2.23 \times 10^{11}$	$1.76 \times 10^{11}$
11	$2.42 \times 10^{11}$	$1.94 \times 10^{11}$
12	$2.51 \times 10^{11}$	$1.75 \times 10^{11}$
13	$2.26 \times 10^{11}$	$1.58 \times 10^{11}$
14	$2.2 \times 10^{11}$	$1.61 \times 10^{11}$

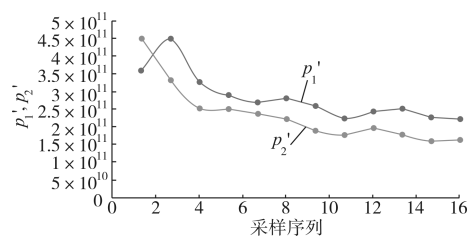


图7  $d$ 轴电流特征值对比图( $60.40^\circ$ )

Fig. 7 Comparison of characteristic values of  $d$ -axis current( $60.40^\circ$ )

采用“滑动窗口均值算法”评价,该位置角度为  $61^\circ$ ,与增量式光栅编码器测量角度误差为  $1.4^\circ$ 。

#### 4.2 实验结果分析

从表1和表2数据以及图4和图5,可知  $d$ 轴电流采样数据经过“滑动窗口均值算法”的特征值处理后,用于磁极极性判断的数据之间的差值比电流采样值的数据差值明显变大。那么据此特征值数据,基于定子铁心磁饱和非线性原理进行转子磁极极性判断将有效提高磁极极性判

断的准确率。

从表3和表4数据以及图6和图7对比分析可知,当三电平变频器处于中点电位不平衡状态时,电流谐波较大<sup>[17-18]</sup>;在传统的转子磁极极性判断失效情况下,由“滑动窗口均值算法”获得的特征值数据可有效纠正传统磁极极性判断算法的错误结果。

## 5 结论

基于“滑动窗口均值算法”获得的特征值数据在磁极极性辨识阶段可以使 $d$ 轴电流峰值的差值变大,更容易稳定辨识出转子磁极极性。在三电平中点电位不平衡状态下,“滑动窗口均值算法”对 $d$ 轴采样数据进行平均化处理,可以有效滤除采样信号的高频干扰,从而可以显著提高磁极极性判断的可靠性。电压幅值计算及电压搜索功能,可以简化实验操作,使算法执行更可靠、安全。

### 参考文献

- [1] 张国强. 基于全阶滑膜观测器的IPMSM无位置传感器控制策略研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [2] 薛映霞,陈庆,何凤有. 高频方波注入的永磁电机无传感器控制改进算法[J]. 电气传动,2017,47(2):15-19.
- [3] 何忠祥,朱磊,李明勇. 基于高频注入的永磁同步电机无位置传感器鲁棒性分析[J]. 电气传动,2016,46(6):3-6,53.
- [4] 秦峰,贺益康,刘毅,等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(5):116-121.
- [5] 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):3578-3585.
- [6] 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):62-68.
- [7] 刘颖. 永磁同步电机脉振高频信号注入无位置传感器技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2012.
- [8] Yoon Young-doo, Sul Seung-ki, Morimoto shigya, *et al.* High-bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-wave-type Voltage Injection [J]. IEEE Transactions on, Industry Application, 2011, 47(3): 1361-1370.
- [9] Shin Nakashima, Yuya Inagaki, Ichiro Miki. Sensorless Initial Rotor Position Estimation of Surface Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions. on Industry Application, 2000, 36(6): 1598-1603.
- [10] 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.
- [11] Jang J H, Ha J I, Ohto M, *et al.* Analysis of Permanent-magnet Machine for Sensorless Control Based on High-frequency Signal Injection[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2004, 40(6): 1595-1604.
- [12] Jeong Yu-seok, Lorenz Robert D, Jahns Thomas M, *et al.* Initial Rotor Position Estimation of an Interior Permanent-magnet Synchronous Machine Using Carrier-frequency Injection Methods[J]. IEEE Transactions. on Industry Application, 2005, 41(1): 38-45.
- [13] 秦峰,贺益康,贾洪平. 基于转子位置自检测复合方法的永磁同步电机无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 12-17.
- [14] 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, 27(15): 15-20.
- [15] 刘计龙,肖飞,麦志勤,等. 基于双 $dq$ 空间的永磁同步电机无位置传感器启动策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2676-2684.
- [16] 麦志勤,刘计龙,肖飞,等. 基于锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电力电子技术, 2017, 51(7): 97-99.
- [17] 马炜程,丁星星,廖玉茗,等. 三电平逆变器中点电位不平衡的谐波问题分析[J]. 电力电子技术, 2017, 51(2): 15-18.
- [18] 高红专,张志文,王磊. 三电平逆变器中点电位波动的分析与控制[J]. 电气传动, 2006, 36(5): 29-32.

收稿日期:2019-07-30

修改稿日期:2019-12-26