

PMSM 转子初始位置分相注入检测法

赵佳怡¹, 徐政¹, 李光明², 李胜²

(1. 清华大学 深圳研究生院, 广东 深圳 518055;

2. 青岛斑科变频技术有限公司, 山东 青岛 266510)

摘要:研究适用于永磁同步电动机变频控制器的转子初始位置检测技术, 针对基于电机凸极效应及铁心磁饱和特性的矢量注入检测方法在实际应用中面临的问题, 提出了分相注入检测法。通过依次向各相定子绕组施加相同的电压, 根据响应电流的大小判定转子磁极轴向位置, 简化检测过程, 消除误差影响, 提高检测精度, 实验结果验证了本方案的有效性和可行性。

关键词: 永磁同步电动机; 转子位置检测; 凸极效应; 电压矢量; 分相注入

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd19928

Individual Phase Injection Detection Method of PMSM Rotor Initial Position

ZHAO Jiayi¹, XU Zheng¹, LI Guangming², LI Sheng²

(1. Graduate School at Shenzhen, Tsinghua University, Shenzhen 518055, Guangdong, China;

2. Qingdao Bantek Inverter Technology Co., Ltd., Qingdao 266510, Shandong, China)

Abstract: The PMSM rotor initial position detection technology applicable to variable-speed controllers was studied. An individual phase injection detection method was proposed pertinent to the problems in the practical applications by using the vector injection detection method based on the motor salient pole effect and the core magnetic saturation characteristic. By sequentially applying identical voltage to the different phase windings, the axial position of the rotor magnetic pole was determined according to the magnitude of the response currents. The proposed scheme can simplify detection process, eliminate the influence of control error and improve detection accuracy. The experimental results demonstrate the effectiveness and feasibility of the proposed method.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); rotor position detection; salient effect; voltage vector; individual phase injection

为了保证永磁同步电动机(PMSM)无速度传感器控制系统拥有高转矩、无回摆的启动特性,其变频控制器应该具备检测转子初始位置的功能。转子初始位置的检测与估算必须确保在整个过程中不引起转子位置发生变化,同时还要满足精度和速度的要求。本团队在前期的研发中,对高频信号注入等几种检测方法^[1-5]进行了分析比较,提出了一套变频器易于实现的矢量注入两步检测法^[6]。第1步:依次向PMSM施加12个等间隔分布的小幅值电压矢量,利用电机凸极效应对电流响应的影响,确认磁极轴向位置与电压矢量的对应关系。为了提高抗干扰能力、检测灵敏度和准确度,进行多次电流采样,并以电流变

化速率的平方和为目标观测量。第2步:在磁极轴的正、反方向上施加大幅值电压矢量,利用铁心磁饱和特性对电流响应的影响,分辨转子磁极极性,确认转子位置。但是,此方法只能获得与电压矢量方向绑定的检测结果,而通过增加合成电压矢量来提高检测精度的策略,也由于相邻电压矢量对应的目标观测量之间的差异逐渐变小,难以获得预期的效果。另外,此方法基于电压矢量的三相调制,对变频器电压控制和电流采样的精度要求高,尤其是对死区时间的影响要作精确的补偿。

为此,本文提出了分相注入检测法,变频器只作两相输出,分3次对PMSM的各相定子绕组

单独施加大小相等的电压,利用单次同步采样的电流,即可准确计算出磁极轴向上的角度。由于无需进行多个电压矢量的调制,大大简化了检测过程,并彻底消除了控制误差的影响。

1 初始磁极位置检测方法

1.1 绕组接线形式与转子位置定义

PMSM的三相定子绕组一般采用Y型接线,也有为了满足特殊需求而采用 Δ 型接线,如图1所示。变频器根据转子磁极位置输出合适的电压矢量,形成所需的定子磁场。三相逆变电路允许有8种不同的开关状态,当与Y型接线的绕组相结合,就形成了通常定义的6个非零电压矢量和2个零电压矢量,再以这些基本电压矢量合成其它所需的电压矢量,并将 $S_1/S_4/S_6$ 导通、 $S_2/S_3/S_5$ 关断时的输出作为基准电压矢量。

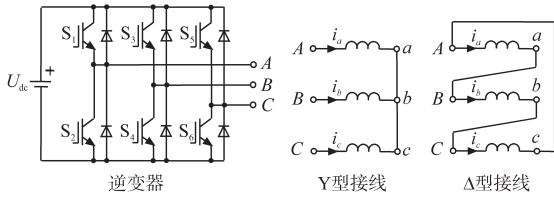


图1 逆变电路与绕组接线方式

Fig.1 Inverter circuit and winding connection types

转子位置的定义方法有2种,一种是与基准电压矢量的电气夹角 θ ,立足于变频器的输出控制;另一种是与A相绕组轴向上的电气夹角 θ' ,立足于电机结构。Y型接线时,基准电压矢量所形成的定子磁场与A相绕组轴向保持一致,故 $\theta=\theta'$; Δ 型接线时,基准电压矢量所形成的定子磁场滞后A相绕组 30° ,故 $\theta=\theta'-30^\circ$ 。

本文中,磁极轴向位置不包含磁极极性信息,故取值范围为 $0^\circ\sim 180^\circ$,而转子位置是指N极朝向,变化范围为 $0^\circ\sim 360^\circ$ 。本文提出的分相注入法是针对第1步磁极轴向位置的检测过程。

1.2 矢量注入检测法

初始转子位置的矢量注入检测法基于同步旋转参考坐标系下的PMSM电压方程如下式:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d p i_d - \omega L_q i_q \\ u_q = R i_q + L_q p i_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为 d, q 轴的定子电压和电流; R 为定子电阻; ω 为电角速度; p 为微分算子; Ψ_f 为永磁体产生的磁链。

当施加恒定电压矢量并保持转子静止不动时,由式(1)可得:

$$\begin{cases} u_d = (R + pL_d) i_d \\ u_q = (R + pL_q) i_q \end{cases} \quad (2)$$

根据PMSM的凸极效应,对应于转子的不同位置,施加幅值 U 相等而方向不同的电压矢量,定子电流 i 稳态值的大小相同,但是动态响应速度与电压矢量的方向有关,可表达为

$$i = \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \quad (3)$$

式中: L 为等效电感值($L_d < L < L_q$)。

当电压矢量方向与 d 轴(即转子磁极所在方向)保持一致时,定子电流响应速度最快;当电压矢量方向与 q 轴保持一致时,定子电流响应速度最慢;对应于其它方向电压矢量的电流响应曲线介于两者之间。而且基于铁心的磁饱和特性,当 d 轴电流为正时,电机处于增磁状态而易产生饱和,定子电流的响应速度略高于 d 轴电流为负时,从而可以判别磁极位置的极性。

利用上述定子电流响应特性进行转子位置 θ 检测,无论何种绕组接线形式,由变频器合成 m 个等间隔分布的电压矢量,将响应电流目标观测量最大的电压矢量方向判定为磁极轴向位置,故仅能进行分辨率为 $360^\circ/m$ 电气角的转子位置估算。由于采用低幅值、长时间合成电压矢量,控制精度受死区时间的影响大,需要作精确的补偿。且要通过三相电流多点采样以构建目标观测量,计算量大,检测过程长。

1.3 分相注入检测法

本文提出的分相注入检测法基于三相静止参考坐标系下PMSM的定子绕组电感矩阵如下式:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ca} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} 为自感; M_{ab}, M_{bc}, M_{ca} 为互感。

根据电机学基本理论,受凸极效应的影响,三相对称定子绕组的电感参数可由下式表示:

$$\begin{cases} L_{aa} = L_0 + L_1 \cos(2\theta') \\ L_{bb} = L_0 + L_1 \cos[2(\theta' + 60^\circ)] \\ L_{cc} = L_0 + L_1 \cos[2(\theta' - 60^\circ)] \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} M_{ab} = -L_0/2 - L_1 \cos[2(\theta' + 30^\circ)] \\ M_{bc} = -L_0/2 - L_1 \cos[2(\theta' - 90^\circ)] \\ M_{ca} = -L_0/2 - L_1 \cos[2(\theta' - 30^\circ)] \end{cases} \quad (6)$$

其中,忽略绕组的漏感, L_0 为电感的恒定分量, L_1 为凸极效应所导致的电感变化分量。

分相注入的基本原理是封锁变频器的某一

相输出,由其余两相选择性地对三相绕组加压。若三相绕组采用Y型接线方式,当图1中的 S_4 导通、 $S_2/S_3/S_5/S_6$ 关断、 S_1 作斩波控制时,即封锁C相,仅由A相和B相输出脉宽调制直流电压 U_{ab} ,与之对应的是A相与B相绕组反向串联通电,即 $i_{ab}=i_a=-i_b, i_c=0$ 。若加压时间长度为 T ,在加压结束时进行电流采样,则有:

$$I_{ab} = \frac{DU_{dc}}{2R} (1 - e^{-\frac{2R}{L_{ab}}T}) \quad (7)$$

式中: U_{dc} 为变频器直流母线电压; D 为导通占空比; L_{ab} 为对应的等效电感。

由式(5)和式(6)可得:

$$\begin{aligned} L_{ab} &= L_{aa} + L_{bb} - 2M_{ab} \\ &= 3L_0 + 3L_1 \cos[2(\theta' + 30^\circ)] \end{aligned} \quad (8)$$

若 T 足够短,保证响应电流处于线性上升初期,由式(7)和式(8)近似可得:

$$I_{ab} \approx DU_{dc}T/[3L_0 + 3L_1 \cos[2(\theta' + 30^\circ)]] \quad (9)$$

同理,依次封锁A相和B相,输出 U_{bc} 和 U_{ca} 时,电流响应为

$$I_{bc} \approx DU_{dc}T/[3L_0 - 3L_1 \cos(2\theta')] \quad (10)$$

$$I_{ca} \approx DU_{dc}T/[3L_0 + 3L_1 \cos[2(\theta' - 30^\circ)]] \quad (11)$$

由式(9)~式(11)即可得到 $\theta = \theta'$ 的计算公式如下:

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\sqrt{3}(1/I_{ab} - 1/I_{ca})}{2/I_{bc} - 1/I_{ab} - 1/I_{ca}} \quad (12)$$

由于对规格型号相同、开关特性一致的 $S_1 \sim S_6$,实施单个开关器件的斩波控制,无需设定死区时间,式(9)~式(11)中的 $DU_{dc}T$ 保持高度一致,故本方法彻底消除了控制误差的影响。

若三相绕组采用 Δ 型接线方式,当变频器输出 U_{ab} 时,对应的是B相与C相绕组的串联电路与A相绕组反向并联,即 $i_{ab}=i_a-i_b, i_b=i_c$,则有:

$$I_{ab} = \frac{3DU_{dc}}{2R} (1 - e^{-\frac{2R}{3L_{ab}}T}) \quad (13)$$

由电路方程推导得 Δ 型接线的等效电感 L_{ab} 如下式:

$$L_{ab} = (L_{aa} - 2M_{ab} - 2M_{ca})/3 = L_0 + L_1 \cos(2\theta') \quad (14)$$

若加压时间 T 足够短,则有:

$$I_{ab} \approx DU_{dc}T/[L_0 + L_1 \cos(2\theta')] \quad (15)$$

同理,注入 U_{bc} 和 U_{ca} 时的电流响应为

$$I_{bc} \approx DU_{dc}T/[L_0 + L_1 \cos[2(\theta' + 60^\circ)]] \quad (16)$$

$$I_{ca} \approx DU_{dc}T/[L_0 + L_1 \cos[2(\theta' - 60^\circ)]] \quad (17)$$

由式(15)~式(17)即可得到相对于A相绕组的转子位置 $\theta = \theta'$ 的计算公式,即

$$\theta' = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\sqrt{3}(1/I_{ca} - 1/I_{bc})}{2/I_{ab} - 1/I_{ca} - 1/I_{bc}} \quad (18)$$

PMSM矢量控制需要掌握相对于基准电压矢量的转子位置 θ ,将 $\theta = \theta' - 30^\circ$ 代入式(15)~式(17),并与式(9)~式(11)比较,可知仍可用式(12)直接求得 θ ,即式(12)对Y型和 Δ 型接线均适用。

1.4 检测程序设计

在PMSM的智能控制系统中,当系统初始化需要进行参数离线辨识或要启动运转时,先运行转子初始位置检测子程序,流程如图2所示。为了在同一个平台上进行比较,可选择矢量注入法或分相注入法,表1为对2种方法的对比总结,分相注入法具有明显的优势。

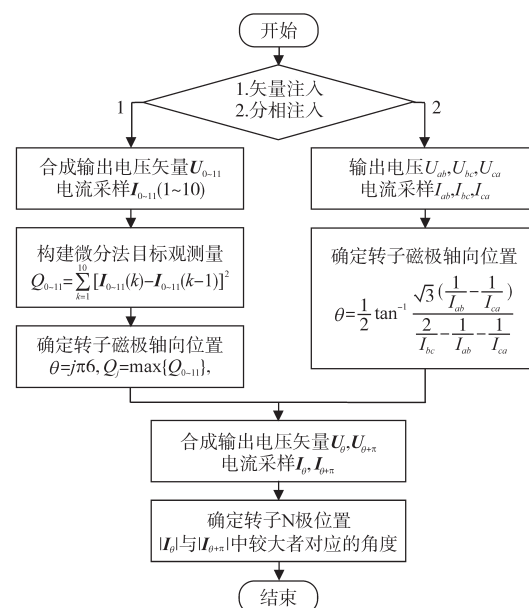


图2 检测子程序流程图

Fig.2 Flow chart of detecting subprogram

表1 矢量注入法与分相注入法的比较

Tab.1 Comparison between vector injection method and individual phase injection method

	矢量注入法	分相注入法
电压控制	注入12个电压矢量 三相调制,控制复杂 低幅值,死区影响大	注入3个分相电压 单个开关器件斩波调 制无死区影响
电流采样	三相电流采样,共120次	单相电流采样,共3次
数据处理	构建目标观测量,计算量大	单次计算与查表
检测精度	分区离散值	连续值

2 实验结果与结论

在已开发并批量生产的多联机空调永磁同步压缩机变频调速控制器中增设转子位置检测子程序软件,对本文的转子位置检测方案进行

实验验证。变频器的开关频率 5 kHz, 电流采样采用 12 位 A/D 转换, 分辨率为 1/128 A。被试电机采用 Y 型接线, 主要参数为: 额定功率 $P=1\ 100\ \text{W}$, 极对数 $n_p=2$, 额定电压 $U=380\ \text{V}$, 定子电阻 $R=1.95\ \Omega$, 额定电流 $I=2.4\ \text{A}$, 直轴电感 $L_d=12.6\ \text{mH}$, 交轴电感 $L_q=14.9\ \text{mH}$, 额定转速 $n=3\ 000\ \text{r/min}$, 凸极效应较弱, 在相对不利的条件下进行验证。在电机上安装固定的刻度盘和随转子转动的指针, 通过输出基准电压矢量锁定转子位置, 对指针作归零校准。随后的实验中, 根据指针在刻度盘上对应的刻度, 手动设定转子位置。

首先, 对输出电压控制的 D 和 T 进行优化设计。式(12)是基于对指数形式上升的响应电流的线性化近似, 因此应保证 T 足够短。但是, 过短的 T 又会导致电流采样值 I_{ab} , I_{bc} 和 I_{ca} 的差异太小, 检测效果不佳。同时, 需要随 T 调整 D , 以保证响应电流在合理的范围内, 且转子保持静止。先以实验的方式确认 D 与 T 对检测效果的影响, 图 3 为 $D=2.6\%$, $T=8\ \text{ms}$ 的部分实验结果, 电流采样间隔为 $0.2\ \text{ms}$, 用每组电流采样值计算转子位置, 并与实际位置比较。结果表明, 当 $T<4\ \text{ms}$ 时, 线性近似的误差较小, 但 I_{ab} , I_{bc} 和 I_{ca} 的差异太小, 检测结果有较大偏差; 当 $T>8\ \text{ms}$ 时, I_{ab} , I_{bc} 和 I_{ca} 的差异增大, 但线性近似的误差也增大, 检测结果的偏差逐渐增大, 且容易导致转子转动; 总体而言, $T=6\ \text{ms}$ 时, 尽管根据实测电流波形可知线性近似存在较大误差, 但在式(12)中的计算中大部分相互抵消, 检测效果最佳。作为对比, 也实施了 $D=3.8\%$, $T=4\ \text{ms}$ 的实验, 总体效果稍差。对其它不同规格 PMSM 的实验也得到了相似的结论。

表 2 为转子位置检测的实验结果 ($D=2.6\%$, $T=6\ \text{ms}$)。定子绕组分别采用 Y 型和 Δ 型接线, 变频器对应的输入电压分别为 380 V 和 220 V。由于本实验室尚无其它精确测量和设定转子位置的有效手段, 通过目测指针在刻度盘上的方位对转子位置进行手动设定会有一定的误差, 故表 2 中的实验结果与位置设定目标值虽有偏差, 但足以验证新方法的有效性。

与 PMSM 转子初始位置矢量注入检测法相比较, 本文提出的分相注入法采用简单的斩波控制, 彻底消除了变频器控制误差的影响, 仅通过 3 次分相电压注入和电流采样, 就实现了转子位置的高精度检测。实验结果验证了新方法的有效性和可行性, 在实际产品中具有良好的应用前景。

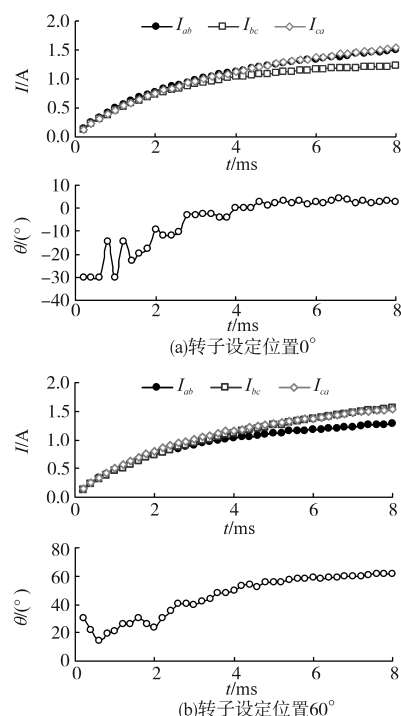


图 3 电流与转子位置检测结果

Fig.3 Results of current and rotor position detection

表 2 实验结果

Tab.2 Experimental results

位置设定目标值	Y 型接线	Δ 型接线
0°	2.6	1.4
30°	35.8	34.7
60°	59.1	54.7
90°	85.4	83.7
120°	116.5	112.3
150°	146.8	146.3
180°	183.5	182.8
210°	212.7	215.6
240°	240.0	237.6
270°	264.0	262.9
300°	296.8	294.9
330°	330.0	334.9

参考文献

- [1] 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, 22(2): 10-13.
- [2] 贾洪平, 贺益康. 基于高频注入法的永磁同步电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.
- [3] 杜金明, 安群涛, 孙力. 基于饱和效应的面贴式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 电机与控制应用, 2009, 36(7): 53-56.
- [4] 周元钧, 蔡名飞. 改进的永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(3): 68-72.
- [5] 于艳君, 高宏伟, 柴凤. 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.
- [6] 刘波, 徐政, 陈锐坚, 等. PMSM 转子初始位置检测方法的研究与应用[J]. 电气传动, 2013, 43(10): 18-22.

收稿日期: 2019-02-02

修改稿日期: 2019-04-05