

永磁同步电机转子初始位置角在线检测方法^{*}

陈程, 陶泽安

(江西工埠机械有限责任公司, 江西 樟树 331200)

摘要: 针对现有永磁同步电机(PMSM)转子初始位置角辨识方法存在的缺点, 研究 PMSM 数学模型, 推导电机转子位置与电机绕组电感之间的数学关系。提出利用电机三相绕组静态电感值初步判断转子位置, 并用变频器发送激励电压实现转子的极性判断, 进而准确辨识出转子的初始位置角。检测过程中无需转子预定位, 且电机转子处于机械锁定或自由停止状态下均可实现。试验结果证明所提方法检测精度高, 能够满足 PMSM 矢量控制的需求, 具有一定的推广应用价值。

关键词: 永磁同步电机; 转子位置; 脉冲激励电压

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)06-0102-04

On-Line Detection Method for Initial Rotor Position Angle of Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

CHEN Cheng, TAO Ze'an

(Jiangxi Gongbu Machinery Co., Ltd., Zhangshu 331200, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of the existing motor rotor initial position angle identification method, the mathematical model of permanent magnet synchronous motor (PMSM) was studied, and the mathematical relationship between the rotor position and the inductance of the motor winding was derived. It was proposed to determine the rotor position by using the static inductance value of the three-phase winding of the motor, and use the inverter to send the excitation voltage to determine the polarity of the rotor. The rotor pre-positioning was not needed during the detection process, and the detection could be realized in mechanical locking or free-stop state. The experimental results showed that the method had high detection accuracy and could meet the requirements of vector control of PMSM, which had certain popularization value.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); rotor position; pulse excitation voltage

0 引言

永磁同步电机(PMSM)因具有高效、节能、体积小等优点, 在工业领域的多种场合得到广泛应用^[1-2]。PMSM 的高性能控制需要电机转子的位置信息, 对于无位置传感器的应用场合, 电机在每次起动前均必须首先识别转子的静态初始位置角, 才能实施进一步的控制, 而对于有位置传感器的应用场合, 在位置传感器安装完成后, 也需要进行转子初始位置标定, 才能将位置传感器的输出

数据与转子位置建立关联^[3]。

电机初始位置检测的常用方法有: 脉冲电压法、转子预定位法和高频信号激励法。脉冲电压法采用向绕组中注入一系列脉冲电压矢量, 比较电流响应的幅值, 寻找电流幅值最大的电压矢量, 再细分逼近转子位置, 但随着转子位置不断逼近, 电流响应的幅值差异越来越小, 幅值判断变得困难, 而且位置估算精度会受到电流采样误差以及分辨率的影响^[4]。转子预定位法通过将转子位置锁定在几个不同的特殊角度, 从而推算出转子的

^{*} 基金项目: 国家科技支撑计划项目(2015BAF06B00)

作者简介: 陈程(1986—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为电力电子与电力传动。

陶泽安(1985—), 男, 硕士, 工程师, 研究方向为直驱式永磁同步电机控制。

位置角,但是对于起重机、新能源车辆等应用场合,电机转子初始状态可能是带载锁定或抱闸的,因此无法实施^[5]。高频信号激励法是通过变频器发送一系列的高频激励信号,利用电机的凸极效应,提取电流响应信号中的一些特征来判断转子初始位置,但算法复杂,对系统运算能力要求高,不易实现,而且只适用于凸极电机^[6]。

为了克服现有转子初始位置角测量方法误差大、算法复杂、对转子移动性有特殊要求、适用范围不广等缺点,从 PMSM 的绕组结构、磁场特性以及物理模型入手,推导电机静态定子绕组电感与转子位置角之间的关系,以及转子的极性与响应电流的关系,进而利用变频器产生激励电压来实现 PMSM 转子初始位置角的在线辨识。

1 PMSM 转子初始位置角测量方法

1.1 原理分析

对于定子绕组结构为 Y 型的 PMSM,定子绕组的静态物理模型如图 1 所示。

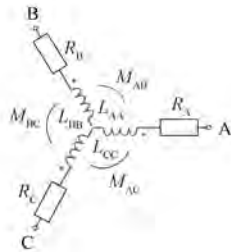


图 1 PMSM 定子静态等效物理模型

根据 PMSM 的原理,可以推导图 1 中 PMSM 定子三相自感的表达式为^[7]

$$\begin{cases} L_{AA} = L_A + L_B \cdot \cos(2\theta) \\ L_{BB} = L_A + L_B \cdot \cos(2\theta - 4\pi/3) \\ L_{CC} = L_A + L_B \cdot \cos(2\theta + 4\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

式中: L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} ——绕组 A、B、C 的自感;

θ ——转子位置的电角度;

L_A ——空间基波气隙磁通导致的自感分量。

永磁体的磁导率和空气磁导率相接近,转子铁心由于开槽的原因,导致气隙不均匀,因此 $L_B \cdot \cos(2\theta)$ 代表转子凸极效应引起的自感分量, L_B 代表该自感分量的基波,转子凸极效应引起的自感分量与转子位置角 θ 有关。

定子三相之间的互感方程可以表示为

$$\begin{cases} M_{AB} = M_{BA} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cdot \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ M_{BC} = M_{CB} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cdot \cos(2\theta) \\ M_{AC} = M_{CA} = -\frac{L_A}{2} + L_B \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

式中: M_{AB} 、 M_{BC} 、 M_{AC} ——三相绕组间的互感。

PMSM 转子的停机位置是随机的,再分析通过测量绕组间的线电感来计算转子初始位置,分别将 A、B、C 相开路时测得的线电感称为 L_{BC} 、 L_{CA} 、 L_{AB} ,表达式如下:

$$\begin{cases} L_{AB} = L_{AA} + L_{BB} - 2M_{AB} \\ L_{BC} = L_{BB} + L_{CC} - 2M_{BC} \\ L_{CA} = L_{CC} + L_{AA} - 2M_{CA} \end{cases} \quad (3)$$

将式(1)、式(2)代入式(3),可得:

$$\begin{cases} L_{AB} = 3L_A - 3L_B \cdot \cos(2\theta - 2\pi/3) \\ L_{BC} = 3L_A - 3L_B \cdot \cos(2\theta) \\ L_{CA} = 3L_A - 3L_B \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)的 3 个等式左右两边相加,计算可得:

$$L_A = (L_{BC} + L_{CA} + L_{AB})/9 \quad (5)$$

将式(5)代入式(4),消去 L_A ,并进一步推导计算可得:

$$\begin{cases} L_B \cdot \cos(2\theta) = (L_{CA} + L_{AB} - 2L_{BC})/9 \\ L_B \cdot \sin(2\theta) = \sqrt{3}(L_{CA} - L_{AB})/9 \end{cases} \quad (6)$$

通过式(6)可得:

$$2\theta = \arctan[\sqrt{3}(L_{CA} - L_{AB})/(L_{CA} + L_{AB} - 2L_{BC})] \quad (7)$$

在转子静止状态下,分别测量电机的 AB、BC、CA 绕组间的开路电感值 L_{AB} 、 L_{BC} 、 L_{CA} ,根据式(7)便可求出包含转子位置角信息的 2θ 值,只是位置信息无法具体区分出转子的 N、S 极性,因为在保证 2θ 结果正确的前提下, $(\theta \pm 180^\circ)$ 对式(7)的计算结果没有影响,并且 θ 代表转子 N 极, $(\theta \pm 180^\circ)$ 代表转子 S 极。

因此,在获得的位置信息 2θ 的基础上,需要对电机转子的 N、S 极进行进一步判断,方可准确识别转子静止状态下的初始位置角。

1.2 实现方法

通过变频器 UV 相输出脉冲激励电压作用于电机 AB 绕组上,选择合适的电压脉冲幅值、周期和占空比,使得电压施加时间与转子的机械响应时间相比足够短,电机不会转动,此时在电压脉冲的正电压和零电压分别作用期间,电压和电流的响应示意图如图 2 所示。

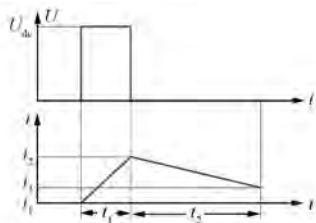


图2 绕组电流响应示意图

图2中, t_1 时间段,绕组的电压方程可以表示为

$$U_{dc} = Ri + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (8)$$

t_2 时间段,绕组的电压方程可以表示为

$$0 = Ri + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (9)$$

式中: U_{dc} ——直流母线电压;

R ——被测绕组的电阻;

i ——绕组电流;

L ——绕组电感。

由于变频器输出的电压脉冲周期很短(根据实际电机类型不同,一般取微秒级),对 t_1 、 t_2 时间段内电流的变化过程作离散化处理,可得电压方程如下:

$$\begin{cases} U_{dc} = R \cdot \frac{(i_1 + i_2)}{2} + L \cdot \frac{(i_2 - i_1)}{t_1} \\ 0 = R \cdot \frac{(i_2 + i_3)}{2} + L \cdot \frac{(i_3 - i_2)}{t_2} \end{cases} \quad (10)$$

式中: i_1 ——初始时刻绕组电流采样值;

i_2 ——脉冲电压正电压作用时间结束时,绕组电流采样值;

i_3 ——脉冲电压的零电压作用时间结束时的绕组电流采样值;

t_1 ——正电压作用时间;

t_2 ——零电压作用时间。

选择合适的脉冲电压周期和占空比,在 U_{dc} 、

t_1 、 t_2 、 i_1 、 i_2 、 i_3 均已知的的前提下,变频器软件可以计算出被测线绕组电感 L_{AB} 。同理,利用变频器的 VW、UW 相分别发送合适的脉冲激励电压,可以测出电机转子位置下,电机绕组间的电感 L_{BC} 和 L_{AC} ,依据前文的分析,利用式(7)可以求出 2θ 值,再进行转子的 N、S 极判断。

为了区分 N 极和 S 极,利用定子铁心磁化的非线性原理,当在电机绕组上施加的激励电压与电机转子 N 极方向和 S 极方向分别一致时,产生的磁场对电机 D 轴分别产生增磁效应和去磁效应,原理如图 3 所示,其中 Δi^+ 代表增磁效应引起的绕组响应电流增加, Δi^- 代表去磁效应引起的响应电流减小。可以看出, Δi^+ 幅值大于 Δi^- 。因此,利用变频器在 θ 角和 $(\theta+180^\circ)$ 角上分别发送一组电压矢量,并且对绕组电流进行采样和坐标变换,得到转子磁场方向 θ 角和 $(\theta+180^\circ)$ 角的电流,然后比较这 2 个电流幅值,电流大所对应的角度即为电机转子初始角度。

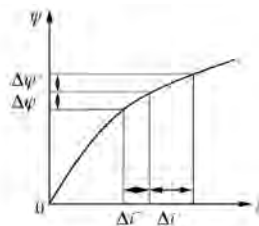


图3 定子铁心的磁化效应

2 试验验证

选取 1 台 5.5 kW PMSM 来验证所述方法的正确性,利用自主开发的 5.5 kW 变频器对该电机进行测试,电机本体上安装有旋转变压器,可以测量转子位置,电机额定电流 8 A,测试系统如图 4 所示。



图4 试验设备

变频器测量绕组开路电感的过程中,为了在工程上保证计算结果的准确性,采取连续发送 3 次电

压脉冲的方式,然后计算 3 次测量结果的平均值。在 L_{AB} 测量过程中,用示波器测量电机 AB 相的电压以及 A 相电流,电压脉冲和电流响应的波形如图 5(a) 所示;同理 L_{BC} 测量过程中电压激励和电流响应波形如图 5(b) 所示。测量过程中直流母线电压约为 550 V,变频器软件中设置激励脉冲电压周期为 2.4 ms,正电压作用时间为 80 μ s。

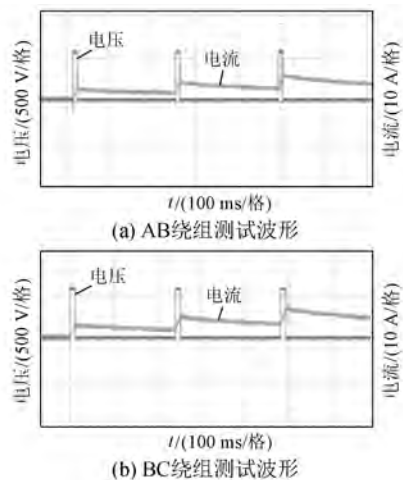


图 5 电压激励及电流响应波形

由图 5 可以看出,在相同的电压脉冲激励下,不同开路绕组 (AB 和 BC) 的电流响应幅值不同,因此计算出来的绕组开路电感值 (L_{AB} 和 L_{BC}) 也不相同。让电机转子处于 5 个不同位置,分别测量各位置下的 L_{AB} 、 L_{BC} 和 L_{CA} 电感值,再根据式 (7) 计算出辨识角度 2θ 。测试结果如表 1 所示。

表 1 绕组电感及 2θ 测试结果记录表				
位置	L_{AB}/mH	L_{BC}/mH	L_{CA}/mH	$2\theta/(\text{^\circ})$
1	33.6	27.6	18.8	83.8
2	28.7	31.3	22.5	120.4
3	21.6	30.2	32.8	170.6
4	29.1	32.2	21.5	242.3
5	25.3	34.0	28.9	306.4

由表 1 可以看出,每个位置下均可以求出转子位置角 2θ 的值,以位置 1 为例,根据 2θ 进一步推算出 θ 角可能是 41.9° 或 221.9° ,二者相差 180° 电角度,分别对应电机转子的 N 极或 S 极。

以估算的 2 个 θ 方向分别向电机绕组发送电压矢量激励信号,对响应电流的采样值进行 Park 变换,然后比较 2 个方向上直轴电流 i_d 的大小,

幅值较大者对应的角度便是转子磁极 N 极对应的真实位置角。由于加载在转子 N 极或者 S 级方向的电压矢量和转子方向一致,不会造成转子转动,因此可以增大电压矢量以使电流幅值接近额定电流。

为了验证所述方法最终识别的转子初始位置角度的准确性,每个位置测量时将电机旋变所测量的对应转子位置角进行记录。5 个位置对应的电机转子极性判断结果以及与真实位置角测量的对比结果如表 2 所示。

表 2 角度辨识结果及对比测试记录表					
位置	估算角/ $(\text{^\circ})$	i_d/A	辨识角/ $(\text{^\circ})$	测量角/ $(\text{^\circ})$	误差/ $(\text{^\circ})$
1	41.9/221.9	8.17/7.68	41.9	43.2	-1.3
2	60.2/240.2	8.14/8.49	240.2	241.6	-1.4
3	85.3/265.3	8.21/7.85	85.3	84.5	0.8
4	121.7/301.7	8.64/8.28	301.7	300.5	1.2
5	153.2/333.2	8.33/7.95	153.2	155.4	-1.1

根据 5 次不同位置的测试数据可知,2 个角度方向上的 i_d 值相差均达到 0.3 A 以上,在变频器识别的精度范围内,而且辨识结果与编码器测量的电机实际位置角基本相同,误差在 $\pm 2^\circ$ 电角度以内,能够满足电机矢量控制的要求。这验证了该方案理论的准确性。

3 结 语

本文提出了一种 PMSM 转子初始位置的在线辨识方法,利用变频器电压脉冲激励信号,通过绕组电流响应值计算开路电感值,进而初步推算转子位置,再通过施加相差 180° 的电压矢量信号并比较电流响应值,从而精确判断电机转子 N 极位置角。该方法理论清晰,算法实现简单,无需转子预定位,且电机转子处于机械锁定或是自由停止状态下均可以完成测试,试验结果表明测试精度高,可以满足工程应用的要求,具有一定的推广价值。

【参 考 文 献】

[1] 唐任远.现代永磁电机:理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2010.
[2] 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): 155.

(下转第 111 页)

器接非线性负载时电压控制提供了一种高性能方案。

【参考文献】

- [1] 丁明, 王伟胜, 王秀丽, 等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1.
- [2] 卢闻州, 周克亮, 程明, 等. 组合蓄能独立式风力发电系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(2): 165.
- [3] LU W, ZHOU K, CHENG M, et al. Parallel structure general repetitive controller for general grid-connected PWM converters[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(3): 338.
- [4] ZHOU K, WANG D. Digital repetitive learning controller for three-phase CVCF PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 820.
- [5] WAI R J, LIN C Y, HUANG Y C, et al. Design of high-performance stand-alone and grid-connected inverter for distributed generation applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1542.
- [6] 卢闻州, 周克亮, 杨云虎. 恒压恒频 PWM 变换器 $nk \pm m$ 次谐波重复控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 95.
- [7] 何亮, 李洪伟, 王劲松, 等. 逆变电源输出交流电压分段式前馈控制方法研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(5): 42.
- [8] 孙强, 赵朝会, 詹俊, 等. 基于 60° 坐标系的两电平和 NPC 型三电平逆变器 SVPWM 算法研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 24.
- [9] LU W, ZHOU K. A generic digital $nk \pm m$ -order harmonic repetitive control scheme for PWM converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1516.
- [10] 谢川, 贺超, 闫辉, 等. 基于频率自适应广义积分控制器选择性谐波电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 65.
- [11] ASIMINOAEI L, BLAABJERG F, HANSEN S, et al. Detection is key harmonic detection methods for active power filter applications[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2007, 13(4): 22.
- [12] LASCU C, ASIMINOAEI L, BOLDEA I, et al. High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1826.
- [13] 刘威威, 丁洪发, 段献忠. 有源电力滤波器选择性谐波电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 14.
- [14] YEPES A G, FREIJEDO F D, LOPEZ O, et al. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 563.
- [15] YANG Y, ZHOU K, CHENG M, et al. Phase compensation multiresonant control of CVCF PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3923.
- [16] 赵新, 金新民, 周飞, 等. 采用降阶谐振调节器的并网逆变器锁频环技术[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 38.
- [17] ZMOOD D N, HOLMES D G. Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(3): 814.

收稿日期: 2019-01-24

(上接第 105 页)

- [3] GIERAS J F. Permanent magnet motor technology: design and applications[M]. 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2009: 1181-1187.
- [4] WANG C, XU L. A novel approach for sensorless control of PM machines down to zero speed without signal injection or special PWM technique[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 19(6): 1601.
- [5] 朱焜秋, 成秋良. 无起动绕组永磁同步电机初始定位及起动策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 61.
- [6] 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.
- [7] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜. 交流电机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.

收稿日期: 2018-12-18