

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902661

永磁同步电机转子初始位置检测方法

李瑞棋 黎英

(昆明理工大学 信息工程与自动化学院 昆明 650504)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)转子初始位置的准确预测,对电机启动过程的控制有着重要的影响,而在无传感器下精准辨识转子初始位置对电机控制有着诸多好处。提出了一种基于脉冲电压矢量法的高精度永磁同步电机初始位置预测方法。该方法在分析了永磁同步电机转子位置对磁路饱和程度影响的基础上,通过在电机任意两相中加入正反向脉冲电压,测量无电流相的感应电压,获得感应电压幅值与转子位置的关系。利用测试数据训练神经网络来拟合这种关系,构成转子初始位置估算装置。通过仿真实验表明,这种方法可以克服采用电机集中参数模型所带来的各种误差,具有极高的预测准确性。

关键词: 永磁同步电机;转子初始位置;脉冲电压矢量法;感应电压;神经网络

中图分类号: TN0;TH7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Initial rotor position estimation method for PMSM

Li Ruiqi Li Ying

(Faculty of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650504, China)

Abstract: Accurate prediction of the initial position of the permanent magnet synchronous motor has an important impact on the control of motor starting process, but identification of the rotor's initial position without sensor has many advantages on the motor control. In this paper, an initial position prediction method for high precision PMSM based on pulse voltage vector method is proposed. Based on the analysis of the relationship between the magnetic circuit saturation with rotor position of the PMSM, by adding the forward and reverse pulse voltages to any two phases of the motor, the induced voltage without the current phase is measured, and the relationship between the magnitude of the induced voltage and the rotor position is obtained. The neural network is trained the test data to fit this relationship to form a rotor initial position estimating device. The simulation experimental results verify that the method can overcome various errors caused by the motor centralized parameter model and has extremely high prediction accuracy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); rotor initial position; pulse voltage vector method; induced voltage; neural Networks

0 前言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous machine, PMSM)具有功率密度高,结构简单等优点,近年来在工业等方面运用广泛。但通常永磁同步电机控制时需要转子位置检测传感器,而无传感启动时,由于转子的初始位置不可知,可能会造成电机的诸多问题^[1],例如启动电流大,失步,反转等。如何在无传感器下获得一个准

确的初始位置成了一个重要的研究方向。

在无位置传感器下永磁同步电机初始位置检测研究中,文献[2-4]提出了一种基于反电势模型的无传感器转子位置辨识方法,但需要在电机启动后进行检测,无法检测电机初始位置且运用在低速时效果较差。文献[5-6]提出了一种改进的脉冲电压矢量法,通过对比同一相正负序响应电流的幅值和空载电感估算出转子初始位置。该方法虽然易于实现,但其转子角度估算模型和实际电机相比存在一定差异,且使用的激励电流在转子同一角

度的正负序差值较小,电感会随环境变化导致测量的不准确容易造成位置估算误差。文献[7-9]提出了一种脉振信号注入法,该方法通过增加傅里叶分解模块无需相位补偿,提高了精度且适用于隐极同步电机,但在实际应用中电机参数敏感,且需要额外操作辨识转子极性实际应用较为复杂,误差在 2° 左右。文献[10-13]提出了一种旋转信号注入法,虽然易于调节,但无法适用于凸极率较低的电机且为了提高精度针对各种延时做了补偿算法,在实际应用中系统不够简洁,误差在 2.5° 左右。

本文介绍了一种基于脉冲电压矢量法的转子初始位置预测方法。该方法利用定子铁心的非线性磁化特性,通过控制开关通断给电机两相施加幅值相同、方向相反的一系列电压脉冲,检测转子在不同位置时,另一相悬空绕组的感应电压作为训练数据来训练神经网络,将训练好的神经网络作为转子初始位置估算装置。由于这种方法可以考虑电机铁心饱和和分布参数的影响,仿真实验证明这种方法能有效地估算出转子的初始位置,估算误差较其他方法小很多,平均达到了 0.918° 。

1 转子位置对定子响应的影响

PMSM 转子上装有永磁铁,在转子不动时,永磁铁会在定子铁心中产生恒定磁通势。这个定子上的永磁磁通势大小随转子位置的不同而发生变化。如果将永磁磁通势看作定子磁场的静态工作点,那定子磁场的静态工作点可简单认为是在空间上按正弦规律变化的。通常定子的铁心材料具有非线性饱和特性,在电机设计中会考虑到使主磁路处于微饱和状态。当定子绕组通有电流时,主磁路的饱和程度将受到永磁磁通势和绕组磁通势的影响,这种影响随着转子位置的不同而变化。以 A 相绕组磁路为例,如果电机定子绕组星型连接,B 相接电源正,C 相接电源负,A 相悬空,电流会从 B 相流入 C 相流出,而 A 相没有电流,如图 1 所示。其中 θ 为永磁体 N 极直轴与 A 相绕组轴线的夹角, F_{BC} 为 BC 相绕组合成磁通势, F_{PM} 为永磁磁通势。当 $\theta = 0$ 时,在 A 相绕组上的永磁磁通势与 BC 绕组磁通势方向相同,绕组磁通势起到增磁作用。但由于永磁磁通势已经使磁路处于微饱和状态,磁通增加量有限,磁路饱和程度增高,对应的电感值较为减小,电流上升也会快些; $\theta = \pi$ 时,BC 相绕组磁通势与永磁磁通势反方向,绕组磁通势起到减磁作用,磁通减小量较大,磁路饱和程度降低,对应的电感值较为增加,电流上升则会慢些。当 $\theta = \pi/2$ 和 $3\pi/2$ 时,永磁磁通势接近为 0,BC 相绕组磁通势单独作用在 A 相磁路上,磁路处于不饱和线性状态运行,与转子永磁磁通势无关。以往的许多研究,利用电机的 d - q 轴数学模型,在加入一个

脉冲电压后,通过检测电流响应,间接地计算出 d - q 电感随转子位置的关系,最终观测到转子位置。如图 2 所示,由于 d - q 电感随转子位置不同的变化量比较小,且电感量仅影响电流上升的快慢,因此这种转子位置观测方法,对电流检测的精度和快速性有着极高的要求,能够保证的转子位置观测精度也是有限的。如果再看一下在上述条件下,A 相绕组的感应电压与磁通变化量有关。永磁磁通势决定了磁通的静态工作点,当 $\theta = 0$ 时,磁通变化量较小,A 相绕组的感应电压变化也就比较小。而当 $\theta = \pi$ 时,磁通变化量较大,A 相绕组的感应电压变化也就比较大。当 $\theta = \pi/2$ 和 $3\pi/2$ 时,永磁磁通势接近 0,磁通变化量最大,A 相绕组的感应电压变化也是最大。即转子的位置 θ 与 A 相绕组的感应电压有关系。这个电压变化比较明显,且仅需要检测其幅值,较检测电流更为简易。

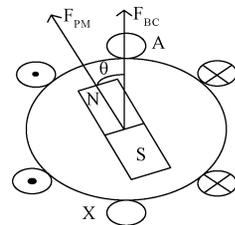


图 1 永磁同步电机结构原理

Fig. 1 Schematic diagram of PMSM

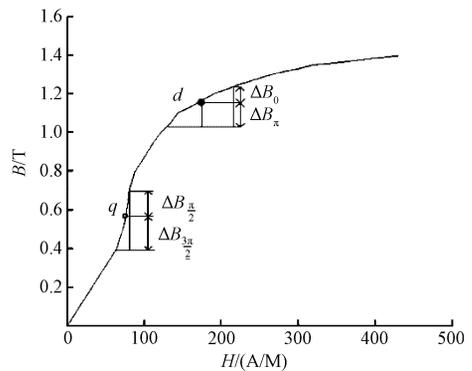


图 2 铁芯 B-H 曲线

Fig. 2 B-H curve of core

仅靠上述的 A 相绕组的感应电压来计算转子位置是不准确,也不能区分 $\theta = \pi/2$ 和 $3\pi/2$ 。为此可以将 C 相接电源正,B 相接电源负,A 相同样悬空,电流会从 C 相流入 B 相流出,A 相还是没有电流,则在 $\theta = 0$ 和 π 时的响应与上面情况刚好相反,这里不再作具体分析。同理,可以在 A、C 通电流,测量 B 相绕组的感应电压,在 A、B 通电流,测量 C 相绕组的感应电压。在同一个转子位置,得到 6 组绕组的感应电压数据,利用这 6 组数据来计算转子位置就会容易且准确很多。

2 转子位置固定时定子感应电压

为了验证上述设想,并获得具体的响应数据,本文设计了一个三相逆变器及 PMSM 的仿真模型。其连接如图 3 所示。在永磁同步电机转子 θ 为某一角度时,控制 MOSFET 管 Q2 和 Q3 导通,其余管子均关断,即在 BC 相绕组注入幅值为 U 的正向脉冲电压,这样产生电流 I_{BC} ,从电机的 B 相流入,C 相流出,而 A 相绕组则为悬空,没有电流。而电流 I_{BC} 会在 A 相绕组的铁心中产生变化的磁通势,从而在 A 相绕组中产生一个感应电压 ε_A^+ 。此时 BC 相电流 I_{BC} 与 A 相绕组感应电压 ε_A^+ 可以表示为:

$$I_{BC} = \frac{U}{2R_s} (1 - l^{-\frac{2R_s}{L_{BC}} t}) \quad (1)$$

$$\varepsilon_A = - \left(I_{BC} \frac{dM_{BA}}{dt} + M_{BA} \frac{dI_{BC}}{dt} \right) - \left((-I_{BC}) \frac{dM_{CA}}{dt} + M_{CA} \frac{d(-I_{BC})}{dt} \right) \quad (2)$$

忽略二次以上谐波^[14],三相互感表达式为:

$$\begin{cases} M_{AB}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{AC}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{BC}(\theta) = -\frac{1}{2}L_{0s} - L_{2s}\cos(2\theta) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} L_{0s} = \frac{L_{mq} + L_{md}}{2} = \mu_0 N_s r l \left(\frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \left(\frac{\pi}{8} \right) \\ L_{2s} = \frac{L_{mq} - L_{md}}{2} = \mu_0 N_s r l \left(\frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) \left(\frac{\pi}{8} \right) \end{cases} \quad (4)$$

式中: U 为稳定直流源电压; μ_0 为气隙磁导率; N_s 为绕组线圈匝数; r 为转子半径; l 为转子周长; g_{\min} 、 g_{\max} 为电机最小最大气隙; L_{md} 、 L_{mq} 为永磁体直交轴磁化电感; R_s 为定子相电阻值。

PMSM 是在 Maxwell 中设计一台表贴式永磁同步电机为例(表贴式相比于内嵌式更具有普遍性)来进行感应电压检测试验。电机具体参数如表 1 所示。

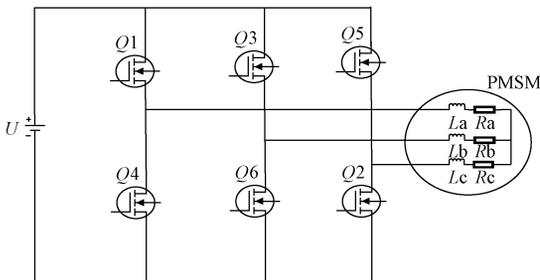


图 3 永磁同步电机三相逆变拓扑结构

Fig. 3 Three phase inverter topology structure of PMSM

表 1 电机参数

Table 1 The motor parameters

参数	数值
定子内/外径/mm	85/130
转子外径/mm	65
转子内径/mm	42.5
铁芯长度/mm	145
气隙宽度/mm	0.4
定子槽数	48
永磁体材料	X196/96
转子定子铁芯材料	DW465/50
极对数	2

在研究无传感初始位置检测时,传统的方法是选择电流作为变量。如上文所说,由于铁心的非线性饱和特性,转子位置会影响定子绕组的电感量大小,电感量则直接影响电流上升的快慢。利用上述电机进行仿真计算,在给 BC 相绕组注入正向脉冲电压,电机转子处于不同初始位置时,电流 I_{BC} 的最大值和最小值如表 2 所示,其差值仅为 0.2 A,而且电流是按指数规律上升到,在实际系统中进行测量时,对检测设备的精度和延时都有极高的要求,误差的容错性较低。而在同样条件下,A 相绕组感应电压的最大值和最小值也如表 2 所示,其差值达到了 19.3 V,且感应电压是跳变,检测电压的幅值较为容易。因此,选择感应电压来识别电机转子初始位置更为合适。

表 2 电流电压结果对比

Table 2 Comparison of current and voltage results

	最大值	最小值
电流/A	2.045	1.8176
感应电压/V	19.378	0

本文采用三相电压源逆变器给实例电机供电,其直流电压幅值为 $U = 500$ V。从转子位置 $\theta = 0$ 开始,通过控制 Q1-Q6 开关状态,在 BC、CB、AB、BA、AC、CA 绕组上依次注入脉冲电压 U ,其开关频率为 1 kHz。得感应电压 ε_A^+ 、 ε_A^- 、 ε_C^+ 、 ε_C^- 、 ε_B^+ 、 ε_B^- 。然后转子位置每增加 1° ,重复一直到 719° (电角度)。 ε_A^+ 随转子位置变化的测试数据画成曲线,如图 4 所示。

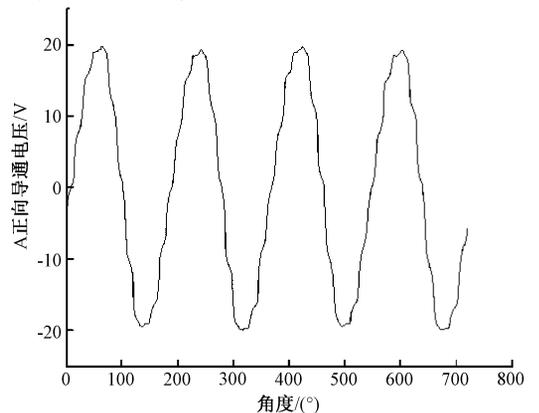


图 4 A 相绕组感应电压响应

Fig. 4 Result of A phase winding inductive voltage

由于整个测试过程的数据较多,不能一一列出,这里仅将转子位置为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 每 10° 一组的感应电压的数据展

示如表 3(取小数点后 6 位)所示。

表 3 三相感应电压的数值

Table 3 Value of three phase induced voltage

角度/ $(^\circ)$	A 相(正,负)感应电压的数值/V	B 相(正,负)感应电压的数值/V	C 相(正,负)感应电压的数值/V
0	-4.353 574, 4.573 063	-19.325 461, 19.195 810	-14.514 436, 16.539 728
10	0.547 615, -0.585 501	-19.137 433, 18.279 349	-18.852 960, 19.655 526
20	7.526 043, -7.224 092	-12.542 310, 11.522 677	-19.089 701, 19.639 560
30	11.599 440, -12.789 334	-7.934 184, 5.498 408	-18.246 913, 18.117 352
40	16.114 786, -15.801 638	-1.016 883, -0.713 308	-15.997 072, 16.373 292
50	19.020 526, -18.461 234	9.464 291, -10.523 744	-8.884 827, 8.884 904
60	-14.506 757, 16.534 483	4.575 991, -4.358 059	19.200 149, -19.330 444
70	19.121 384, -18.271 448	18.853 463, -19.649 661	0.583 239, -0.545 145
80	12.542 192, -11.525 757	19.086 217, -19.650 539	7.383 751, -7.533 018
90	7.935 659, -5.498 046	18.247 013, -18.111 939	12.457 004, -11.602 120

3 转子初始位置估算

从上述数据可以地看出,在电机转子不动时,外加脉冲电压,在无电流相上所检测到的感应电压与电机转子初始位置存在明显的关系。从理论上讲,可以像传统的永磁同步电机无传感器转子初始位置检测算法一样,通过数学公式直接计算出电机转子的初始位置。但由于在实际计算中,一方面很难保证每一次检测数据的精度,另一方面,计算公式只能通过电机的集中参数模型来导出,而实际的永磁同步电机定子绕组是分布式绕组,同一相绕组在不同槽内产生感应电压相位不同,使得通过计算得来的数据本身就有着误差,更何况还要忽略二次以上谐波。因此通过计算得出的转子位置本身的理论误差就无法消除。

众所周知,神经网络具有超强的非线性拟合能力,对于有着密切关系的感应电压和转子位置,可以考虑使用神经网络,通过数据训练来拟合这种关系。本文将使用 MATLAB 神经网络中的极限学习机来进行拟合验证。极限学习机(ELM)是一种新的单隐层前馈神经网络学习算法^[15],结构较为简单,其网络训练模型如图 5 所示。

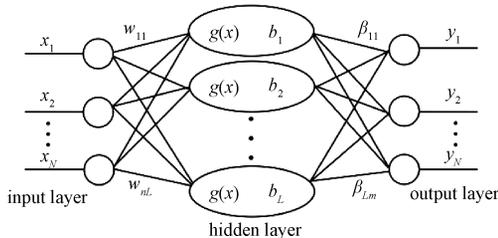


图 5 极限学习机的网络训练模型

Fig. 5 Network training model of extreme learning machine

现已知训练样本 x , 隐层节点个数为 N 和激励函数 $g(x)$ 的 ELM 训练模型数学表达式如下:

$$\sum_{i=1}^N \beta_i g(\omega_i x_j + b_i) = o_j \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

式中: w_i 为连接第 i 个隐含节点和输入层的权值向量; b_i 为第 i 个隐含结点的偏置; β_i 连接第 i 层隐含层结点的权值向量; $w_i \cdot x_j$ 表示 w_i 和 x_j 的内积; o_j 网络输出值。

4 误差分析及样本改进

采用上述的 720 组数据作为神经网络的训练数据,在 MATLAB 中训练出一个作为转子初始位置估算装置,再随机产生一些测试数据作为测试组进行测试。结果表明大部分转子位置能够很好预测,但是有少转子位置预测存在较大的误差,最大误差达到 20° 。通过对有较大误差的转子位置所对应的 6 组感应电压幅值进行观察发现,某一相的感应电压数值会在该转子位置附近发生跳变,而这个跳变是由于电机定子绕组齿槽影响所造成的。由于电机定子绕组齿槽的磁导率不及铁心,会导致齿槽背后的铁心磁场减弱,如图 6 所示(黑到白,磁场强度为从小到大分布)。当电机转子磁极刚好对齐绕组齿槽最中心处时,该齿槽绕组所对应的磁场较弱,如图 6(a)所示,而当转子磁极刚好对齐齿槽中间的铁心时,该齿槽绕组所对应的磁场相比较强,如图 6(b)所示。

为了避免跳变产生的影响,可以整个电机转子位置加密训练数据,但这样做数据量很大,训练难度大、操作时间长。本文采用仅在感应电压跳变附近 2° 范围内进行训练数据加密,这样可以在达到较高训练效果的前提下减少数据量,缩短训练时间。具体为 $719^\circ \sim 1^\circ, 13^\circ \sim 15^\circ, 59^\circ \sim 61^\circ$ 等转子位置。按每 0.5° 进行数据加密,总共产生 768 组训练数据,再重新对神经网络进行训练。

5 实验结果

首先使用上文所说的 768 组感应电压数据在

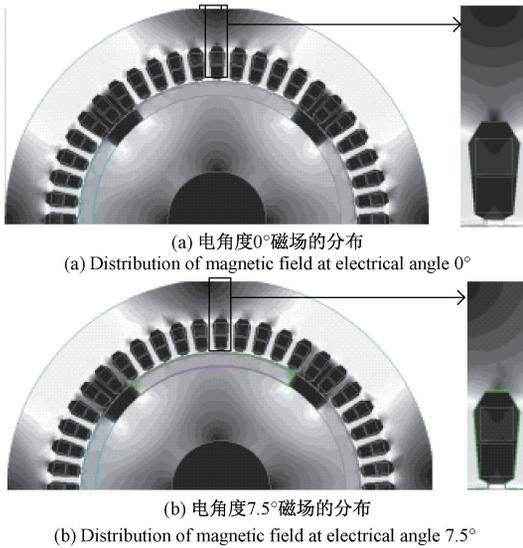


图 6 B 到 C 方向注入脉冲时电机磁场的分布
Fig. 6 The magnetic field distribution of the motor when the pulse is injected in B to C

MATLAB 中使用极限学习机训练出转子初始位置神经网络估算装置。为排除实验的偶然性,不再使用训练数据进行测试,而是对电机 20°开始依次增加 30°直到 350°并且随机选取每个角度的小数值(机械角度),重新仿真得到 12 组测试数据,将这些数据输入神经网络估算装置中进行验证,转子初始位置预测结果如图 7 所示,具体数据如表 4 所示。从图 7 和表 4 可以看出,神经网络估算装置能够正确预测转子初始位置,其最大误差为仅为 1.5°,平均误差为 0.918°(电角度)。

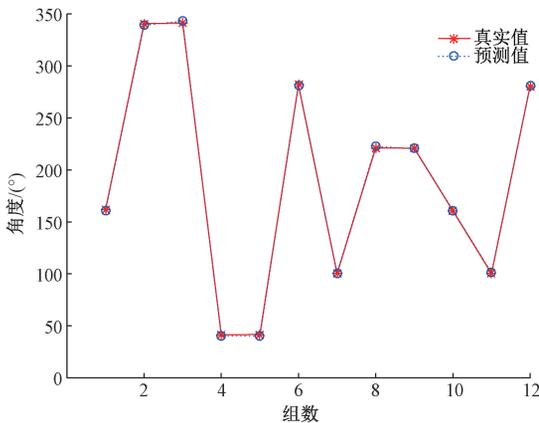


图 7 ELM 转子角度实验结果
Fig. 7 Test results of ELM rotor angle

与传统的初始位置检测方法相比,本文所提出的方法除了预测精度有较大提高外,还有两个显著的优点。文献[6]提出的方法是利用电机三相绕组静态电感值初

表 4 实验具体转子初始位置(电角度)

Table 4 Specific initial position of rotor (electrical angle) (°)

实际角度	预测角度	误差角度
161.6	160.3	-1.3
340.8	339.7	1.1
341.2	342.4	1.2
41.4	40.39	-1.01
41.8	40.39	-1.41
281.8	281.9	0.1
100.2	101.2	1
221.4	222.9	1.5
220.8	220.3	-0.5
160.8	160.3	-0.5
100.4	101.3	0.9
280.6	281.1	0.5

步判断转子位置,并使用变频器发送激励电压实现转子的极性判断,从而准确辨识出转子的初始位置角,其计算公式如式(6)。

$$2\theta = \arctan \left[\frac{\sqrt{3}(L_{CA} - L_{AB})}{(L_{CA} + L_{AB} - 2L_{BC})} \right] \quad (6)$$

由于计算初始位置需要用到电机参数,而这些参数会随环境和温度产生一定的变化,从而造成因参数变化导致的计算误差。而本文所提出的方法,没有采用电机参数,其预测精度对电机参数变化不敏感。

文献[5]采用的是任意两相注入正反方电压脉冲,通过测量电流差值来计算电机转子的初始位置,其计算公式如式(7)所示。

$$\theta = \arctan \frac{\frac{\sqrt{3}}{2}\Delta i_{BC} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Delta i_{CA}}{\Delta i_{AB} - \frac{1}{2}\Delta i_{BC} - \frac{1}{2}\Delta i_{CA}} \quad (7)$$

采用与本文相同的电机模型,用这种方法进行实验,其结果如表 5 所示。平均误差为 1.95°,最大误差为 3.4°。其中第一组数剧计算过程为 $i_{AB} = 2.0308 \text{ A}$, $i_{BA} = 2.01232 \text{ A}$, $\Delta i_{AB} = 0.0185 \text{ A}$, $i_{BC} = 1.9095 \text{ A}$, $i_{CB} = 1.9236 \text{ A}$, $\Delta i_{BC} = -0.0141 \text{ A}$, $i_{CA} = 1.8399 \text{ A}$, $i_{AC} = 1.8437 \text{ A}$, $\Delta i_{CA} = -0.0038 \text{ A}$,将电流差值代入式(7)得到 $\theta = \arctan(-0.3249) = 342^\circ$ 。

由计算过程以及表 5 可看出,这种电流差值检测法是采用电流差值来计算转子位置的。由于电流差值非常小,在实际应用中要精确检测是很困难的。因此与本文所提方法相比,不仅转子初始位置检测误差较大,而且对电流测量过程中可能产生的误差也较为敏感。

表5 传统电压脉冲注入方式

Table 5 The conventional pulse injection model (°)

实际角度	预测角度	误差角度
161.6	164.5	2.9
340.8	341.9	1.1
341.2	342	0.8
41.4	44.6	3.2
41.8	44.2	3.4
281.8	283	2.2
100.2	101.4	1.2
221.4	224.1	2.7
220.8	222.5	1.7
160.8	162.6	1.8
100.4	101.5	1.1
280.6	282.9	2.3

6 结论

本文设计了一种基于感应电压的脉冲电压矢量转子初始位置预测方法。在电机转子静止时,在两相绕组中注入短时电压脉冲,可以保持转子静止不动,通过检测无电流绕组的端电压而获得绕组感应电压。利用感应电压训练神经网络,拟合出转子初始位置与感应电压的关系,作为实际电机运行时转子初始位置估算装置。

该方法不受转子凸极的结构限制,可同时适用于表贴式和内嵌式永磁同步电机。由于没有采用集中参数的电机数学模型来进行转子初始位置计算,不会受电机参数变化的影响,且可以更加准确地考虑电机铁心饱和效应以及电机定子绕组齿槽效应对感应电压的影响,从而获得较高的转子初始位置预测精度。

但该方法在使用前需要对电机进行大量测试,获得神经网络训练数据,并训练神经网络。比起其他转子初始位置预测方法,该方法具有极高的预测精度,对于高精度的永磁同步电机无位置传感器控制系统来讲,这样做是值得的。本文仅在 Maxwell 的模型电机中进行了仿真实验,虽然 Maxwell 与真实电机非常接近但在实际电机中的使用效果还有待于进一步验证。

参考文献

- [1] 田兵,安群涛,孙东阳,等. 基于磁饱和效应的表贴式永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2016,31(1):155-164.
TIAN B, AN Q T, ZHANG D Y, et al. Initial position estimation for surface permanent magnet synchronous motors based on magnetic saturation effect [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1):155-164.
- [2] 王要强,冯玉涛,马小勇,等. 永磁同步电机转子位置

复合检测及起动运行策略[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(8):230-238.

WANG Y Q, FENG Y T, MA X Y, et al. Sensorless and torque control of IPMSM applying NFTS-MO [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(8): 230-238.

- [3] GENDUSO F, MICELI R, RANDO C, et al. Back EMF sensorless control algorithm for high-dynamic performance PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2092-2100.
- [4] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. 永磁同步牵引电机无速度传感器转矩精确控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2015,29(1):38-47.
ZGAO K H, CHENG T F, ZHANG CH F, et al. Sensorless precision torque control of PMSM for railway vehicles [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015,29(1):38-47.
- [5] 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):1508-1515.
HUANG K Y, CHENG ZH Q, HUANG SH D. A initial rotor position estimation method for PMSM based on inductance saturation effect [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018,33(7):1508-1515.
- [6] 陈程,陶泽安. 永磁同步电机转子初始位置角在线检测方法[J]. 电机与控制应用, 2019,46(6):102-111.
CHENG CH, TAO Z AN. On-line detection method for initial rotor position angle of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2019,46(6):102-111.
- [7] 邱建琪,周成林,史涔激. 注入高频脉振电压的永磁同步电机 I/F 控制方法[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7):1-8.
QIU J Q, ZHOU CH L, SHI C W. I/F control method of permanent magnet synchronous motor with pulsating high frequency voltage injection [J]. Electric Machines and Control, 2019,23(7):1-8.
- [8] 李文真,刘景林,陈双双. 基于高频方波信号注入法的永磁同步电机转子位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2018,33(24):5821-5829.
LI W ZH, LIU J L, CHENG SH SH. Permanent magnet synchronous motor rotor position detecti-on method based on high-frequency square-wave signal injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24):5821-5829.
- [9] YOON Y D, SUL S K, MORIMOTO S, et al. High-band width sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection [J]. IEEE

- Transactions on Industry Applications, 2011, 47(3): 1361-1370.
- [10] 杨健, 杨淑英, 李浩源, 等. 基于旋转高频电压注入的永磁同步电机转子初始位置辨识方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3547-3555.
- YANG J, YANG SH Y, LI H Y, et al. Initial Rotor position estimation for IPMSM based on high frequency rotating voltage injection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3547-3555.
- [11] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于旋转高频注入的内置式永磁同步电机初始位置检测算法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(8): 1723-1731.
- LI H Y, ZHANG X, YANG SH Y, et al. A detecting algorithm for initial position of interior permanent magnet synchronous motor based on rotating high frequency injection [J]. Transactions of C-hina Electrotechnical Society, 2018, 33(8): 1723-1731.
- [12] RACA D, GARCIA P, REIGOSA D D, et al. Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(1): 167-178.
- [13] KWON Y C, SUL S K. Reduction of injection voltage in signal injection sensorless drives using capacitor integrated inverter [C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2015: 2941-2948.
- [14] 胡庆波, 张荣, 管冰蕾, 等. 永磁同步电机初始磁极位置检测方法[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 194-200.
- HU Q B, ZHANG R, GUAN B L, et al. Initial magnetic

pole position detection method for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(5): 194-200.

- [15] 陆思源, 陆志海, 王水花, 等. 极限学习机综述[J]. 测控技术, 2018, 37(10): 3-9.
- LU S Y, LU ZH H, WANG SH H, et al. Review of Extreme Learning Machine[J]. Measurement and Control Technology, 2018, 37(10): 3-9.

作者简介



李瑞棋, 2018 年于湖南工程学院获得学士学位, 现为昆明理工大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电机控制。

E-mail: 591990463@qq.com

Li Ruiqi received his B. Sc. degree from Hunan Institute of Engineering in 2018. Now he is M. Sc candidate at Kunming University of Science and Technology. His main research interests include Power electronics and motor control.



黎英 (通信作者), 分别在 1983 年和 1986 年于中国矿业大学获得学士学位和硕士学位, 2002 年于阿德莱德大学获得博士学位, 现为昆明理工大学教授, 主要研究方向为电力电子与电机控制。

E-mail: li_ying_km@163.com

Li Ying (Corresponding author) received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from China University of Mining and Technology in 1983 and 1986, Ph. D. degree from The University of Adelai-de in 2002, respectively. Now he is a professor at Kunming University of Science and Technology. His main research interests include power electronics and motor control.