

永磁同步电机初始磁极位置检测方法

胡庆波¹, 张 荣², 管冰蕾¹, 何金保¹, 孔中华¹

(1. 宁波工程学院 电信学院, 浙江 宁波 315211; 2. 宁波海天驱动有限公司, 浙江 宁波 315801)

摘要:根据永磁同步电机相电感的饱和效应,提出了一种恒压源作用下的相电流响应来获得电机初始磁极位置的检测方法,并针对制动器打开瞬间容易出现因磁极位置不准而造成无法定位的问题,对位能性负载提出了一种基于位置环的快速定位法。该方法根据电机实际转动的角度来反向移动给定电流矢量,实现快速定位。最后通过计算不同幅值电流矢量二次定位转过的角度来获得精确的磁极位置。所提方法能够准确获得电机初始磁极位置,可适用于不同类型的永磁电机。实验证明:该控制方法结构简单,易于数字控制实现,同时具有较强的通用性和鲁棒性。

关键词:永磁同步电机;电感饱和效应;磁极初始位置;空间电压矢量;位置环

中图分类号:TM 341;TM 351

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.05.029

0 引言

目前实现高性能的永磁同步电机调速需要获得精确的转子磁极位置。而绝对值编码器由于存在成本偏高、体积较大等问题使其应用受限,现有控制系统中一般偏向于采用增量式或旋转变压器的速度反馈方式。在采用增量式编码器的永磁同步电机系统中,一旦编码器安装在电机轴上,其编码器零位,即Z脉冲信号产生位置与电机转子磁极位置相对固定。控制系统需要预先知道两者的角度差,以便在出现Z脉冲时对转子磁极位置进行校正。该角度值在首次运行前通常需要采用电机初始磁极位置自学习的方法来获得。

对于永磁同步电机的初始磁极位置检测,主要可分为脉冲电压法和高频注入法2类。其中脉冲电压法^[1-3]利用电机磁路的饱和特性,通过对电机注入脉冲电压矢量,并采集其相电流响应来搜索电机的转子位置。文献[4-5]针对凸极效应不明显的表贴式电机,提出了一种基于磁路饱和效应的电压脉冲注入法,依次对电机注入不同角度的电压脉冲序列,根据电机磁链饱和程度的差异造成的相电感不同,并通过电流响应来判断转子位置。但该方法当电压矢量角细分到一定程度时,相电感差异性就很小,受数控芯片采样精度等因素的制约,角度检测的准确性将受影响。基于高频注入法、观测器等进行初始磁极检测的方法^[6-12],需要预先知道电机的相关参数并采用观测器、模型自适应、锁相环等算法来提取包含转子位置信息的电流,该类方法算法较为复杂。另外高频注入法要求注入信号的频率足够高才能忽略相电阻的影响,但是信号的频率受控制器载波频

率的限制而难以实现。

针对上述问题,本文提供一种由以下3个步骤实现的永磁同步电机初始磁极位置的检测方法:①当电机静止时采用相电感的饱和效应获得转子磁极所在的角度扇区,并根据恒压源作用下相电流响应来计算出大致的电角度,误差能控制在8°以内;②在步骤①且有机械角度反馈的基础上,设定q轴电流给定量为0,d轴电流矢量 I_d 设定为2倍额定电流值,同时构建一个位置环,根据制动器打开后电机的转动方向,反向移动给定电流矢量 I_d 的角度,最终使电机快速平衡静止;③最后利用电机负载不变的特性,减小给定d轴电流矢量 I_d 至 $\sqrt{2}$ 倍额定电流,直至电机再次平衡,然后利用三角定理求出实际的电机负载和精确的电机磁极位置。磁极位置学完后进行存储,用作下次的启动运行。

采用本文的检测方法可以准确检测出电机磁极的电角度,且该方法结构简单,易于数控系统实现。该方法可用于带速度反馈的恒转矩负载下永磁电机初始磁极位置自学习,对表贴式或内嵌式电机均有效,适用于电梯等位能型负载的应用场合。

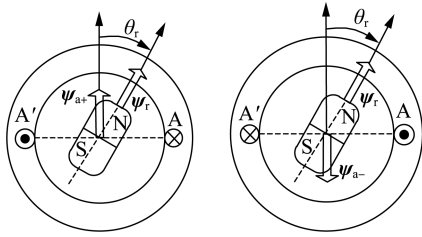
1 电感电流角度算法

在永磁同步电机中,定子电流产生的磁链可以影响气隙磁链,从而进一步影响定子铁芯的饱和程度。如图1(a)所示,当A相电流产生磁链 ψ_{a+} 的方向与转子永磁体磁链 ψ_r 的方向基本相同时,定子磁链增加了铁芯的饱和程度,从而降低了相绕组的电感量。图中 θ_r 为转子N极(即d轴)与A相轴线的夹角。在图1(b)中,当A相反向电流产生的 ψ_{a-} 的方向与转子磁链 ψ_r 的方向基本相反时,定子铁芯的饱和程度减少,以此增大相绕组的电感量。由于相绕组的电感量是随定子铁芯饱和程度的改变而变化,因此可以利用相电感的变化量与转子位置的关系来测得大致的电机初始磁极位置。

收稿日期:2018-04-14;修回日期:2018-05-19

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金项目(61403218)

Project supported by the National Natural Science Foundation for Young Scholars of China(61403218)



(a) A相电流增加总磁链 (b) A相电流减少总磁链

图1 A相磁链与转子磁链

Fig.1 Phase-A flux linkage and rotor flux linkage

通过制动装置将永磁同步电机制停,若此时通电机也将处于堵转状态,通入的电压矢量与产生的电流矢量方向一致。将转子 d 轴定位于 V_4 电压矢量处,依次向电机绕组发送图2所示的电压矢量,即按 $V_4 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_5 \rightarrow V_6$ 的顺序进行。每次电压脉冲作用时间均为 t_{on} 。

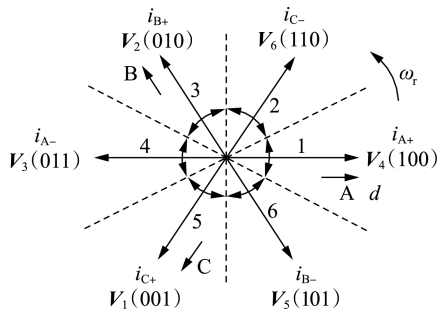


图2 空间电压矢量图

Fig.2 Space voltage vector

在图3所示的三相全桥电路中根据所发电压矢量依次记录电流最大相的峰值 $I_{A+} \rightarrow I_{B+} \rightarrow I_{C+} \rightarrow I_{A-} \rightarrow I_{B-} \rightarrow I_{C-}$ 。其中电流符号的字母下标表示最大电流所在相,“+”、“-”表示实际电流方向与图3中电流正方向是否一致。根据定子电感的凸极效应,当电机磁极位置与发送的电压矢量处于同一区域时,该矢量对应的电流响应也将最大。当电机磁极位于图2的第1扇区,即 $-30^\circ < \theta_r \leq 30^\circ$ 时,发送 V_4 电压矢量产生的A相电流最大。

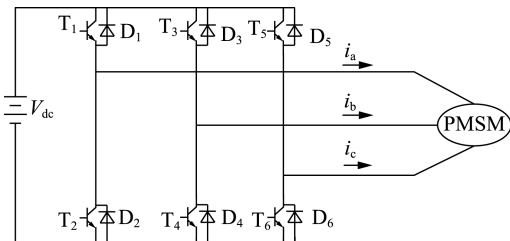


图3 三相全桥电路

Fig.3 Three-phase full-bridge circuit

表1列出了每个扇区的电角度范围和最大相电流的对应关系。在电机静止状态下,根据不同电压矢量激励产生的电流响应,可以大致确定电机磁极所在的扇区,其误差范围为 $\pm 30^\circ$ 。

表1 最大相电流与电角度范围对应表

Table 1 Table of maximum phase current and electric angle range

扇区序号	电角度范围	最大相电流峰值
1	$-30^\circ < \theta_r \leq 30^\circ$	I_{A+}
2	$30^\circ < \theta_r \leq 90^\circ$	I_{C-}
3	$90^\circ < \theta_r \leq 150^\circ$	I_{B+}
4	$150^\circ < \theta_r \leq 210^\circ$	I_{A-}
5	$210^\circ < \theta_r \leq 270^\circ$	I_{C+}
6	$270^\circ < \theta_r \leq 330^\circ$	I_{B-}

以 V_4 矢量为例,作用时间 t_{on} ,此时图3中的 T_1, T_4 和 T_6 管导通,其等效为恒压源作用下RL电路的零状态响应,其电流响应计算公式如下:

$$V_{dc} = Ri(t) + Ldi(t)/dt \quad (1)$$

$$i(t) = V_{dc} [1 - e^{-(R/L)t}] / R \quad (2)$$

其中, R, L 分别为等效电阻和电感值。由于数控芯片采样频率的限制, V_4 矢量采用在载波周期内窄脉冲的方式实现,载波周期内的剩余时间用 V_0 矢量作用。相电流在电压矢量的作用下快速上升到最大值,当作用时间结束后,关闭三相桥的驱动信号,电感电流在反向直流电压 V_{dc} 的作用下快速下降到0。

根据文献[13-14],定子绕组三相电感为:

$$\begin{cases} L_a = L_0 + L_2 \cos(2\theta_r + 180^\circ) \\ L_b = L_0 + L_2 \cos(2\theta_r + 300^\circ) \\ L_c = L_0 + L_2 \cos(2\theta_r + 60^\circ) \end{cases} \quad (3)$$

其中, L_0 为相电感平均值; L_2 为相电感2次谐波幅值。在上述电压矢量作用下,其等效电感 L_{eq} 的计算式为:

$$L_{eq} = L_a + L_b // L_c = \frac{3L_0^2 - 0.75L_2^2}{2L_0 + L_2 \cos(2\theta_r)} \quad (4)$$

可以看出定子等效电感量与电角度的2倍频率有关,当 $0^\circ < \theta_r \leq 360^\circ$,其感值变化范围为:

$$\frac{3L_0^2 - 0.75L_2^2}{2L_0 + L_2} \sim \frac{3L_0^2 - 0.75L_2^2}{2L_0 - L_2} \quad (5)$$

图4是根据式(2)、(4)解析出的 $0^\circ \sim 360^\circ$ 电角度区间内等效电感量以及相电流波形,可以看出2种波形均呈正弦分布且相位差 180° 。由于恒压源激励下的相电流稳态响应呈正弦分布,因此可以通过获得的三相电流信息进一步推断出真实的电机电角

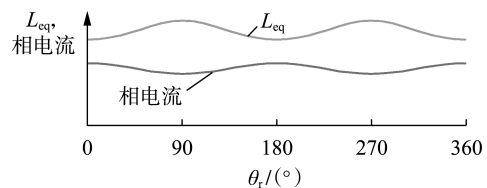


图4 等效电感与相电流计算波形

Fig.4 Calculation waveforms of equivalent inductance and phase current

度值。现有文献^[1-5]利用电机的凸极效应可以将电角度定位在 60° 的区间甚至更小的范围内,但利用两相电流响应的差异性来进一步获得电机电角度的方法还未有所提及。本文针对相电流在恒压源激励下的类正弦响应特点,从工程应用角度进一步分析出电角度误差与两相电流幅值差异性的内在联系,由此更为精准地确定初始电角度。

实验电机中,在不同的电角度 θ_r 下,通入 V_4 电压矢量,并作用时间 t_{on} ,实际获得A相电流幅值的变化曲线如图5所示。

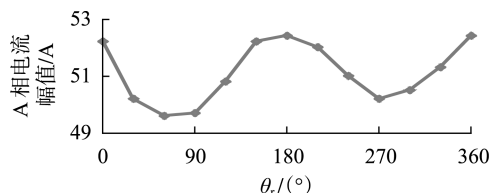


图5 A相电流曲线

Fig.5 Phase-A current curve

根据电机三相对称性可以获得在相同电压源激励下各相绕组的电流模型。从工程应用分析,将各相的电流响应分为直流和交流两部分,如式(6)所示。

$$\begin{cases} i_a = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_r) \\ i_b = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_r + 120^\circ) \\ i_c = I_0 + \Delta I_0 \cos(2\theta_r + 240^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

其中, I_0 为相电流的平均值; ΔI_0 为随电角度变化的脉动电流幅值; θ_r 为电机当前电角度。

以电机磁极位于图2的第1扇区为例进行分析,此时获得的 I_{A+} 最大,而对应的 I_{B+} 、 I_{C+} 包含了真实的电角度信息。由AD采样到的 I_{A+} 、 I_{B+} 、 I_{C+} 信号,可以计算式(6)中平均电流如下:

$$I_0 = (I_{A+} + I_{B+} + I_{C+}) / 3 \quad (7)$$

将式(6)中B、C两相的脉动量分别写成式(8)、式(9),其中 θ'_r 为在该扇区中的电角度值,范围为 $-30^\circ \sim 30^\circ$ 。

$$\Delta I_B = I_{B+} - I_0 = \Delta I_0 \cos(2\theta'_r + 120^\circ) \quad (8)$$

$$\Delta I_C = I_{C+} - I_0 = \Delta I_0 \cos(2\theta'_r + 240^\circ) \quad (9)$$

将式(8)除以式(9),经公式推导后可得:

$$\frac{\sin(2\theta'_r)}{\cos(2\theta'_r)} = \frac{\cos 120^\circ}{\sin 120^\circ} \frac{\Delta I_C - \Delta I_B}{\Delta I_C + \Delta I_B} \quad (10)$$

对式(10)进行反正切变换可得:

$$\theta'_r = \frac{1}{2} \arctan \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \frac{\Delta I_B - \Delta I_C}{\Delta I_C + \Delta I_B} \right) \quad (11)$$

获得 θ'_r 后,还需要加上扇区初始角度值 θ_{i0} 后才能获得真实的电机电角度,如式(12)所示。

$$\theta_r = \theta_{i0} + \theta'_r \quad (12)$$

表2列出了不同扇区对应的初始角度值以及每个扇区用到的电流计算量。当转子处于其他扇区时,计算方法类似,不再赘述。根据上述方法确定的初始磁极位置与真实值相比还存在大约 $\pm 8^\circ$ 的偏差,要想获得精确的电角度还需要进一步分析。

表2 扇区初始角及用于计算的电流值

Table 2 Sector initial angle and current value for calculation

扇区序号	初始角 $\theta_{i0}/(^{\circ})$	计算用相电流峰值
1	0	$I_{A+} \setminus I_{B+} \setminus I_{C+}$
2	60	$I_{A-} \setminus I_{B-} \setminus I_{C-}$
3	120	$I_{A+} \setminus I_{B+} \setminus I_{C+}$
4	180	$I_{A-} \setminus I_{B-} \setminus I_{C-}$
5	240	$I_{A+} \setminus I_{B+} \setminus I_{C+}$
6	300	$I_{A-} \setminus I_{B-} \setminus I_{C-}$

2 位置环定位法

通过上文的分析,大致能确定电机的初始电角度,已经可以完成永磁同步电机的启动控制。但在某些高精度应用场合,如电梯驱动等需要精确的电角度来实现高性能控制。本文在上述电感电流角度计算法的基础上,针对恒转矩负载的应用工况,通过增量式编码器反馈角度信息,进一步提出了一种基于位置环的快速定位法,用于永磁同步电机初始电角度的精确学习。

矢量控制下电机转子是定向在系统的 d' 轴上,由于初始磁极位置的偏差,实际的转子 d 轴与系统发出的 d' 轴电流矢量 I'_d 之间存在偏差角 θ_e 。如图6所示,这里令 q' 轴给定电流矢量为0, d' 轴给定电流矢量 I'_d 方向固定,幅值为2倍电机额定电流,由此产生了一个实际的 q 轴分量 I_q 。若该分量 I_q 不足以平衡轴端负载 T_L ,那么在打开制动器后电机就会转动。由于电流矢量 I'_d 方向固定,它不会随着电机的角度改变而变化。因此转动将使实际的 q 轴分量 I_q 增大,当该分量等于负载时,就取得平衡。如图7所示,电机顺时针转过 θ_1 角后自动静止。若实际的 q 轴分量 I_q 大于轴端负载 T_L ,电机将反方向转动。此时的转动将使实际 I_q 减小,当该分量等于轴端负载时,电机保持静止。

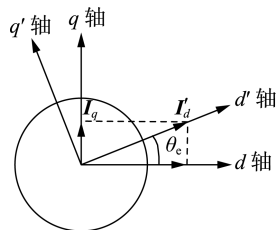


图6 电机坐标轴示意图

Fig.6 Diagram of motor coordinate axis

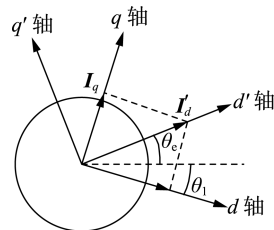


图7 电机转动平衡示意图

Fig.7 Diagram of motor rotation balance

但在实际应用过程中,由于电机本身存在惯性,

有可能会越过平衡点使得实际的 q 轴分量 I_q 不再按正弦单调递增或递减,造成电机无法静止。

为解决上述问题,本文构造一个位置环,如图8所示,位置环的输入是打开制动器后电机转动的角度 θ_1 。同时引入一个负载惯性系数 k ,根据电机转动后增量式编码器的反馈角 θ_1 乘以 k ,获得位置环的输出角 θ_2 ,用来反向移动 d' 轴电流矢量 I_d' 。最终达到平衡时,电机转过的角度和 d' 轴电流矢量移过的角度之和应小于 90° ,即有:

$$\theta_1 + \theta_2 < \pi/2 \quad (13)$$

由于 $\theta_2 = k\theta_1$,式(13)也可以写为:

$$\theta_1 < \pi/[2(k+1)] \quad (14)$$

当 $k > 1$ 时,电机转子轴实际移动的位置小于 45° 电角度,对于极对数较多的表贴式永磁同步电机,转子轴实际移动的角度值很小,速度也很低。这样就能确保实际的 q 轴分量 I_q 仍旧保持单调递增或递减。在定位过程中电机转过了 θ_1 角, d' 轴电流矢量 I_d' 实际移动的角度为 $(k+1)\theta_1$ 。在限制矢量移动角度的最大值后,根据负载的惯性选择合适的 k 值,可使电机非常快速地取得平衡,且不会产生过大的加速度。

经上述步骤电机取得平衡后,因为轴端负载 T_L 在打开制动器后保持不变,可减小发出的 d' 轴电流矢量 I_d' 的幅值至额定电流的 $\sqrt{2}$ 倍。此时电流矢量角保持不变,产生的 q 轴分量 I_q 将不足以平衡电机,电机转动将增大该分量,从而使电机重新平衡。如图9所示, d' 轴电流矢量 I_d' 等效为转动 γ 角,2次电流矢量的幅值应满足:

$$|I_d'| \sin \beta = |I_d''| \sin(\beta + \gamma) \quad (15)$$

根据三角定理可得到:

$$\beta = \arctan \frac{\sin \gamma}{\sqrt{2} - \cos \gamma} \quad (16)$$

$$|I_L| = |I_d'| \sin \beta \quad (17)$$

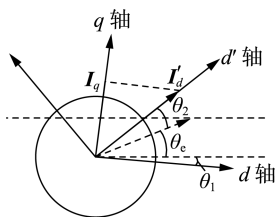


图8 反向移动
current vector

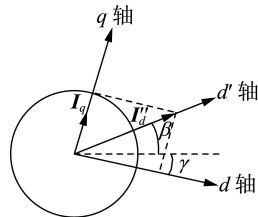


图9 减少电流矢量后平衡图
Balance graph after
reducing current vector

因为式中 γ 和 $|I_d'|$ 已知,可以较准确地得到实际 d 轴与系统 d' 轴的偏差角 β ,即精确的电机初始磁极位置。由式(17),电机负载 T_L 也可以根据 $|I_d'|$ 和 β 的值获得相应的转矩电流。根据式(16),

当 $\gamma = 0$ 时有 $\beta = 0$,即处于空载状态。因此本文方法适用于任何工况的恒转矩负载。

3 具体实现过程

整个电机初始磁极自学习过程可分为3个步骤,图10是电机初始磁极位置检测的软件流程图。

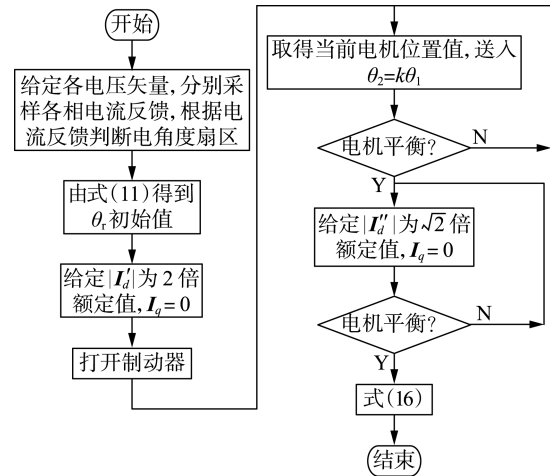


图10 方案的软件流程图

Fig.10 Software flowchart of proposed method

a. 在制动器未打开的情况下输出固定位置的电压矢量,采样每相电流的最大值。经比较获得最大相电流,以此来初步确定电机转子磁极所在的扇区,并根据式(11)、(12)计算出较为准确的电角度值。

b. 步采用位置环定位法,通过反向移动给定电流矢量来快速平衡电机,使其保持静止状态。

c. 在不同幅值电流矢量作用下保持平衡状态,并根据2次获得的角度信息由式(16)计算出准确的电角度。

4 实验

实验分空载自学习、带载自学习、正常运行三部分进行。控制系统选用 STM32F103RC 作为主控芯片,母线电压、相电流通过采样电阻并经光耦隔离后获得。电机驱动系统采用速度、电流双闭环的控制方案。电机准确的电角度值预先通过空载旋转法获得,将作为参考值与本文的方法进行比较。

4.1 空载自学习实验

空载实验在 6.9 kW 电梯用永磁同步电机上进行,具体电机参数见表3。

表3 永磁同步电机参数

Table 3 Parameters of PMSM

参数	数值	参数	数值
额定反电势/V	270	额定频率/Hz	37.6
额定功率/kW	6.9	额定转速/(r·min ⁻¹)	188
额定电流/A	14.7		

表4列出了电机在不同位置时检测到的电机电

角度值。其中 θ_r 为采用电感电流角度计算法获得的角度值, β 为采用位置环定位法获得的最终角度值。从表中可以看出采用电感电流法获得的角度误差范围在 $\pm 8^\circ$ 内, 由于电机空载, 后续采用定位法通大电流检测出的 β 角误差范围与 θ_r 接近。

表4 空载自学习实验数据

Table 4 Experiment data without load ($^\circ$)

真实角度	θ_r	θ_r 误差	β	β 误差
15.1	7.2	-7.9	9.3	-5.8
49.8	44.7	-5.1	46.7	-3.1
118.2	117.0	-1.2	114.0	-4.2
197.4	202.8	5.4	204.1	6.7
237.6	245.2	7.6	232.2	-5.4
312.9	306.8	-6.1	307.5	-5.4

4.2 带载自学习实验

带载自学习在 22 kW 电梯用永磁同步电机实物机组上进行, 电机参数见表 5。

表5 永磁同步电机参数

Table 5 Parameters of PMSM

参数	数值	参数	数值
额定反电动势/V	270	额定频率/Hz	38.1
额定功率/kW	21.89	额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	152.4
额定电流/A	48		

图 11 是在制动器未打开时, 采用给定电压矢量获得转子角度扇区时的 A 相电流波形。从图中可看出一共有 7 个电流脉冲, 其中第 1 个脉冲电流是用于电压矢量宽度自学习时的测试电流。后面 6 个电流脉冲分别是在电压矢量 $V_4 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_3 \rightarrow V_5 \rightarrow V_6$ 作用下获得的。

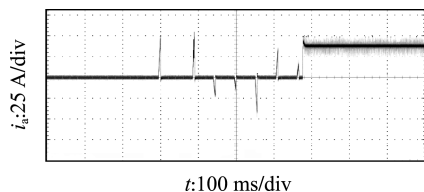


图 11 A 相电流脉冲波形

Fig.11 Waveform of phase-A current

图 12 是整个永磁电机带载自学习过程中的 A 相电流波形。图中可分为 3 个阶段, 其中阶段 1 是采用电感饱和效应自学习时的电压矢量输出, 用于初步判断电机电角度; 阶段 2 是用位置环定位时精确学习电机电角度, 该阶段中首先输出 2 倍额定电

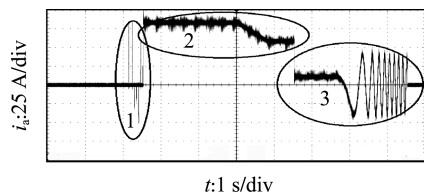


图 12 角度自学习完整电流波形

Fig.12 Current waveform of whole study process

流值, 完成首次定位后电流减少到 $\sqrt{2}$ 倍额定电流; 阶段 3 是在前面完成角度自学习后, 从零速维持后开始加速运行。由于还处于电机磁极位置自学习模式中, 当系统采样到编码器的 Z 脉冲信号后自动停止, 完成整个电角度自学习过程。

表 6 是电机在不同位置时通过本文方法检测到的电机电角度值。实验方法与空载自学习相同, 通过比较 θ_r 和 β 的误差来验证带载自学习的准确性。对比表 4、表 6 可以发现, 检测 θ_r 角时电机处于完全静止状态, 其检测精度仅受电机本体参数影响, 而与负载无关, 因此空载与带载情况下实验数据接近。图 13 是 2 种工况下最终获得的电角度误差对比。带载时的角度误差要小于空载, 这是由给定电流与负载的匹配程度差异性造成的。

表6 带载自学习实验数据

Table 6 Experiment data with load ($^\circ$)

真实角度	θ_r	θ_r 误差	β	β 误差
6.5	-1.2	-7.7	5.3	-1.2
41.2	36.9	-4.3	42.1	0.9
96.7	91.2	-5.5	94.1	-2.6
177.8	181.6	3.8	179.3	1.5
229.4	235.9	6.5	227.8	-1.6
321.0	314.4	-6.6	319.6	-1.4

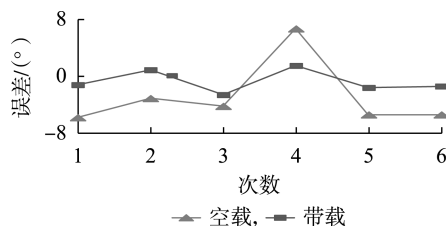


图 13 2 种工况下角度误差对比

Fig.13 Angle error comparison between two working conditions

4.3 正常运行

图 14、图 15 分别是电机在启动和停止时的电流

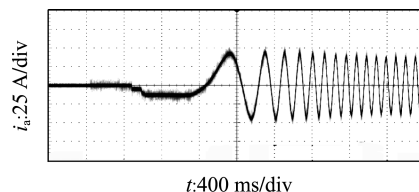


图 14 电机启动过程电流波形

Fig.14 Current waveform of during motor starting

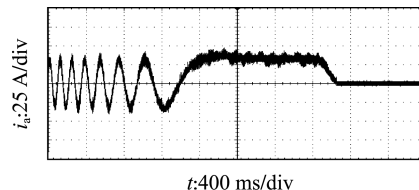


图 15 电机停止过程电流波形

Fig.15 Current waveform during motor stopping

波形。电梯应用时从乘坐舒适性考虑要求对启停的加速度进行有效控制,因此启停阶段都有零速维持状态,这从波形上看较为明显。图16是正常运行过程中电机相电流波形。

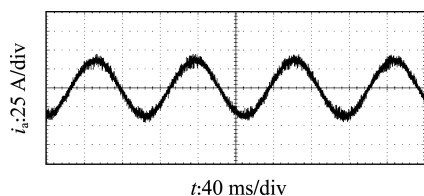


图16 正常运行过程电流波形

Fig.16 Current waveform during normal operation

5 结论

本文首先根据相电流在恒压源激励下的类正弦响应特点,从工程应用角度分析出电角度误差与两相电流幅值差异性的内在联系,由此获得了比传统凸极效应方法下更为精准的初始电角度值,可用于一般场合下永磁同步电机的启动控制。其次针对电梯等高性能应用场合,首次上电启动时需要准确获知电角度,提出了一种基于增量式编码器反馈的定位方法,解决了制动器打开瞬间容易出现因磁极位置不准而造成无法定位的问题,对位能性恒转矩负载根据电机实际转动的角度反向移动给定电流矢量,实现电机转子的快速定位。最后根据负载不变的特性,采用不同幅值电流矢量进行二次定位,并通过增量式编码器反馈的角度值计算出电机转子轴的真实电角度。采用该方法可以解决以往电梯曳引机初始磁极位置学习都必须吊轿箱而且电机必须空载的工程问题,同时能有效地提高电机首次上电运行速度控制的平滑性。本文方法可应用于表贴式或内嵌式结构的永磁同步电机,而且适用于恒转矩负载工况下转子磁极位置自学习,具有很强的实用性和稳定性。

参考文献:

- [1] 韦鲲,金辛海. 表面式永磁同步电机初始转子位置估计技术[J]. 中国电机工程学报,2006,26(22):104-109.
WEI Kun, JIN Xinhai. Initial rotor position estimate technique on surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22): 104-109.
- [2] 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):95-101.
WANG Zihui, LU Kaiyuan, YE Yunyue. Initial position estimation method for permanent magnet synchronous motor based on improved pulse voltage injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(36): 95-101.
- [3] 王要强,马小勇,程志平,等. PMSM 转子初始位置检测分析及启动策略[J]. 电力自动化设备,2016,36(9):156-161.
WANG Yaoqiang, MA Xiaoyong, CHENG Zhiping, et al. PMSM initial rotor position detection and startup strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(9): 156-161.
- [4] 任雷,崔芮华,王宗培,等. 永磁同步电机绕组电感的饱和效应[J]. 电工技术学报,2000,15(1):21-25.
REN Lei, CUI Ruihua, WANG Zongpei, et al. Saturation effect of PMSM windings inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(1): 21-25.
- [5] 蒯松岩,王鹏飞,黄玉龙. 基于简化电感模型全域 SRM 无位置传感器研究[J]. 电机与控制学报,2013,28(8):1-8.
KUAI Songyan, WANG Pengfei, HUANG Yulong. The global position sensor-less technology of switched reluctance motor based on the simple inductance mode[J]. Electric Machines and Control, 2013, 28(8): 1-8.
- [6] 张晓光,孙力,陈小龙. 基于二阶滑膜观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(8):36-40.
ZHANG Xiaoguang, SUN Li, CHEN Xiaolong. PMSM sensorless control based on second-order sliding mode observer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(8): 36-40.
- [7] WANG Gaolin, ZHANG Guoqiang, YANG Rongfeng, et al. Robust low-cost control scheme of direct-drive gearless traction machine for elevators without a weight transducer[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(3): 996-1005.
- [8] 刘英培,栗然,梁宇超. 基于双滑模变结构 PMSM 直接转矩控制无传感器运行[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):86-89.
LIU Yingpei, LI Ran, LIANG Yuchao. Sensorless operation of PMSM by direct torque control based on double VSS[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(10): 86-89.
- [9] JEONG Y, LORENZ R D, JAHNS T M, et al. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(1): 38-45.
- [10] HOLTZ J. Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(4): 1172-1180.
- [11] 肖烨然,刘刚,宋欣达,等. 基于改进滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器 I/F 启动方法[J]. 电力自动化设备,2015,35(8):95-102.
XIAO Yeran, LIU Gang, SONG Xinda, et al. Sensorless I/F startup based on modified sliding mode observer for PMSM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(8): 95-102.
- [12] 付勋波,张雷,胡书举,等. 模型参考自适应无速度传感器技术在永磁直驱风力发电系统中应用[J]. 电力自动化设备,2009,29(9):90-93.
FU Xunbo, ZHANG Lei, HU Shuju, et al. Application of MRAS speed-sensor-less technology to direct drive wind power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 90-93.
- [13] 邱鑫,黄文新,卜飞飞. 一种利用相电感的内置式永磁同步电机无位置传感器控制方法[J]. 电工技术学报,2014,29(7):133-139.
QIU Xin, HUANG Wenxin, BU Feifei. A sensorless control method for interior permanent magnet synchronous machines using phase inductance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(7): 133-139.
- [14] 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):1-8.
MENG Gaojun, YU Haitao, HUANG Lei, et al. A novel initial rotor position estimation method for PMSM based on variation behavior of

line inductances[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015,30(20):1-8.

作者简介:

胡庆波(1979—),男,浙江慈溪人,高级工程师,博士,研究方向为永磁同步电机的驱动技术、电力电子装置的数控技术等(E-mail:huqbnt@163.com);



胡庆波

张荣(1972—),男,浙江余姚人,工程师,研究方向为永磁同步电机的驱动系统;

管冰蕾(1979—),女,浙江台州人,副教授,研究方向为信息融合技术、智能控制系统等。

Initial magnetic pole position detection method for permanent magnet synchronous motor

HU Qingbo¹, ZHANG Rong², GUAN Binglei¹, HE Jinbao¹, KONG Zhonghua¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Ningbo University of Technology, Ningbo 315211, China;

2. Ningbo Haitian Drive Company Limited, Ningbo 315801, China)

Abstract: According to the saturation effect of PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) windings inductance, a novel initial magnetic pole position detection method for PMSM based on the phase current response under constant voltage source is proposed. In order to solve the problem that PMSM cannot remain stationary without brakes because the accurate magnetic pole position is unknown, a fast positioning method based on position loop is proposed for potential energy load. The method moves the given current vector in reverse direction according to the angle of the actual rotation, so as to achieve rapid positioning. Finally, the exact position of the magnetic pole is obtained by calculating the angle of the two positions of the different amplitude current vectors. The proposed method can accurately obtain the initial magnetic pole position and can be applied to different types of permanent magnet motors. Experimental results show that the proposed scheme is simple in structure, easy to implement digital control, and has strong versatility and robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor; inductance saturation effect; initial magnetic pole position; space voltage vector; position loop

(上接第186页 continued from page 186)

Corrosion rate prediction model of grounding grid based on support vector machine optimized by artificial bee colony algorithm

LIU Yugen, CHEN Chao

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: In order to improve the accuracy of corrosion rate prediction for grounding grid, firstly the corrosion diagnosis of grounding grid based on the theory of electric network is carried out, and the position of corrosion branches after diagnosis are taken as sampling points. Considering the limitation of reflecting the corrosion rate prediction of grounding grid only by soil physical and chemical properties, and based on the result of corrosion diagnosis, the average growth rate of resistance in grounding grid is proposed as one of the input characteristics of the prediction model. Then the corrosion rate prediction model of grounding grid based on the support vector machine optimized by artificial bee colony algorithm is proposed. The test results show that compared with the BP neural network model and generalized regression neural network model, the proposed model has higher prediction precision and stability, and good applicability to solve the problem of corrosion rate prediction for grounding grid.

Key words: grounding grid; corrosion rate; prediction model; support vector machines; artificial bee colony algorithm