

标准地铁牵引 PMSM 初始位置辨识算法 研究与应用

岳学磊, 高 闯, 田 地, 许克磊, 李康乐, 王晓飞
(西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710016)

摘 要: 适用于系列化中国标准地铁列车的永磁牵引系统是新一代轨道交通牵引系统的发展方向。永磁同步电机(PMSM)转子初始位置决定了起动转矩的大小、磁极极性决定了起动转矩的方向。因此转子初始位置辨识的准确性关系到电机能否稳定起动并顺利加速。在分析 PMSM 数学模型的基础上,采用高频方波电压注入算法获得转子的初次估计位置。然后分别在估计的 d 轴中注入正、反向电压窄脉冲,通过比较 d 轴正、反向响应电流幅值大小来判断此时定位的磁极为 N 极还是 S 极。如果定位的磁极是 S 极,则需要对初次估计位置进行补偿,使其定位在 N 极。Simulink 仿真及试验结果表明:电机实际初始位置不同时,该算法均能辨识出正确的转子位置,最大辨识误差为 0.052 4 rad,平均误差为 0.016 1 rad。

关键词: 系列化中国标准地铁; 永磁同步电机; 高频方波电压注入算法; 转子初始位置辨识

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)12-0067-07

doi: 10.12177/emca.2022.136

Research and Application of Initial Position Identification Algorithm for Standard Metro Traction PMSM

YUE Xuelei, GAO Chuang, TIAN Di, XU Kelei, LI Kangle, WANG Xiaofei
(CRRC Xi'an Yongejietong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, China)

Abstract: The permanent magnet traction system suitable for serialized Chinese standard metro trains is the development direction of the new generation of rail transit traction systems. The rotor initial position of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) determines the size of the starting torque, and the polarity of the magnetic pole determines the direction of the starting torque. So the accuracy of rotor initial position identification is related to whether the motor can start stably and accelerate smoothly. Based on the analysis of the mathematical model of PMSM, the initial estimated position of the rotor is obtained by using the high frequency square wave voltage injection algorithm. Then a narrow positive and reverse voltage pulse is injected into the estimated d -axis, and the magnitude of the positive and reverse response current on the d -axis is compared to determine whether the positioned magnetic pole is the N pole or the S pole. If the magnetic pole is the S pole, the initial estimated position needs to be compensated to be positioned at the N pole. Simulink simulation and test results show that when the actual initial position of the motor is different, the algorithm can identify the correct rotor position. The maximum identification error is 0.052 4 rad, and the average error is 0.016 1 rad.

Key words: serialized Chinese standard metro; permanent magnet synchronous motor (PMSM); high frequency square wave voltage injection algorithm; rotor initial position identification

收稿日期: 2022-08-22; 收到修改稿日期: 2022-10-10

作者简介: 岳学磊(1988—),男,硕士,工程师,研究方向为城轨牵引电机控制算法研究。

高 闯(1987—),男,硕士,高级工程师,研究方向为城轨牵引电机控制算法研究。

田 地(1987—),男,硕士,高级工程师,研究方向为城轨牵引电机控制逻辑研究。

0 引言

适用于系列化中国标准地铁列车的永磁牵引系统因其具有高效率、高功率密度等特点,成为新一代轨道交通牵引系统的发展方向^[1]。其中永磁同步电机(PMSM)转子初始位置辨识的准确性,关系到起动转矩的大小及方向,当转子初始位置辨识误差较大时,磁场定向会发生较大偏差,导致电机起动失败甚至电机反转。当前 PMSM 转子初始位置辨识的方法主要有两种,一种利用 PMSM 自身的凸极特性,另一种基于 PMSM 定子铁心非线性饱和特性^[2-4]。

文献[5]介绍了一种在电机静止时对转子位置进行辨识的方法,利用 PMSM 定子铁心的非线性磁化特性,通过给电机施加幅值相同、方向不同的一系列电压脉冲,检测并比较其响应的定子电流来辨识转子位置。试验表明此方法确实能有效地辨识出转子初始位置,但此方法依赖电压脉冲的幅值和作用时间,而且电机在辨识过程中可能会转动,对初始位置辨识精度产生影响。文献[6]提出一种优化选择电压矢量的脉冲电压注入法,对 PMSM 转子初始位置进行检测。其原理是根据多次脉冲电压作用的响应电流计算出含有位置信息的电感参数矩阵,从而计算出转子位置。该方法只需要施加 5 次电压脉冲即可确定转子初始位置,施加脉冲的次数较少,受电流采样误差的影响较小,其估算精度也不受转子初始位置影响。文献[7]提出在估算的同步旋转坐标系中注入高频正弦电压信号,通过闭环调节得出初次转子位置估算值;再利用不同磁极下 d 轴等效电路时间常数不同的特性,判断出 d 轴正方向,结合初次估算值得出正确的转子初始位置。该算法计算简单,易于实现,但需要参数整定。

为了得到准确的转子初始位置,本文首先采用高频方波电压注入算法获得转子的初次估计位置,然后分别在估计的 d 轴中注入正、反向电压窄脉冲,通过比较 d 轴正、反向响应电流幅值大小来判断此时定位的磁极为 N 极还是 S 极,如果定位的磁极是 S 极,则需要对初次估计位置进行补偿,使其定位在 N 极。通过仿真验证了该方法的准确性,并在多个位置对标准地铁 PMSM 进行转子初始位置辨识测试,将辨识结果与旋变实测值进

行比较,证明了该辨识方法的可行性和实用性。

1 转子位置辨识算法

1.1 高频方波电压注入原理

为简化分析,作如下假设:

- (1) 相绕组、定子电流和转子磁场均对称;
- (2) 忽略磁场饱和,不计涡流损耗和磁滞损耗,气隙磁密波形为正弦波;
- (3) 转子上无阻尼绕组。

在此基础上,PMSM 在 $d-q$ 同步旋转坐标系下的数学模型可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为同步旋转坐标系下的 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为同步旋转坐标系下的 d, q 轴电流; L_d, L_q 分别为同步旋转坐标系下的 d, q 轴电感; R_s 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 为转子磁链; p 为微分算子。

当电机静止或转速较低,且注入的方波电压信号频率远高于基波运行频率时,反电动势在定子电压中的占比很小,且不含高频成分,因此 PMSM 可近似等效为感性负载,式(1)可以简写为式(2):

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & 0 \\ 0 & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: u_{dh}, u_{qh} 分别为同步旋转坐标系下的 d, q 轴高频电压分量; i_{dh}, i_{qh} 分别为同步旋转坐标系下的 d, q 轴高频电流分量。

在估计的 \hat{d} 轴中注入高频方波电压信号:

$$\begin{cases} u_{dh} = \pm V_h \\ u_{qh} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{dh}, u_{qh} 分别为同步旋转坐标系下注入的 d, q 轴高频方波电压信号分量; V_h 为注入的方波电压幅值。

转子位置估计误差信号 $\tilde{\theta}_e$ 由转子的实际位置 θ_e 与估计位置 $\hat{\theta}_e$ 做差得到,当转子位置误差信号足够小时可以近似为 0:

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \approx 0 \quad (4)$$

结合式(3)和式(4)将式(2)变换到静止坐标系中,得到静止坐标系中高频电流表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \cos\theta_e \cos\tilde{\theta}_e + \frac{1}{L_q} \sin\theta_e \sin\tilde{\theta}_e \\ \frac{1}{L_d} \sin\theta_e \cos\tilde{\theta}_e - \frac{1}{L_q} \cos\theta_e \sin\tilde{\theta}_e \end{bmatrix} u_{\alpha h} \quad (5)$$

当转子位置估计误差近似为 0 时,式(5)可以简化为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{u_{\alpha h}}{L_d} \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (6)$$

此时求得高频电流包络线(本次电流与上次电流的差值)为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha h} \\ \Delta i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{u_{\alpha h}}{L_d} \Delta T \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{V_h}{L_d} \Delta T \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix}, & u_{\alpha h} > 0 \\ -\frac{V_h}{L_d} \Delta T \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix}, & u_{\alpha h} < 0 \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

考虑到注入的高频方波电压信号的极性(正负),式(7)可以表示为

$$\Delta i'_{\alpha h} = \begin{cases} \Delta i_{\alpha h}, & u_{\alpha h} > 0 \\ -\Delta i_{\alpha h}, & u_{\alpha h} < 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$\Delta i'_{\beta h} = \begin{cases} \Delta i_{\beta h}, & u_{\alpha h} > 0 \\ -\Delta i_{\beta h}, & u_{\alpha h} < 0 \end{cases} \quad (9)$$

最终,静止坐标系中的高频电流包络线可以表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta i'_{\alpha h} \\ \Delta i'_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{V_h}{L_d} \Delta T \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \sin\theta_e \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可知 α 轴高频电流分量包络线表达式中包含实际转子位置的余弦值, β 轴高频电流分量包络线表达式中包含实际转子位置的正弦值。高频响应电流包络线如图 1 所示。

由式(10)可知,通过提取高频电流分量包络线可以得到实际转子位置的余弦函数和正弦函数。当转子位置估计误差近似为 0 时,估计误差可以近似等于估计误差的正弦值,因此转子位置估计误差可由下式表示:

$$\varepsilon(\tilde{\theta}_e) \approx \sin\tilde{\theta}_e = \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \quad (11)$$

1.2 电流载波信号分离

为了避免带通滤波器(BPF)和低通滤波器(LPF)的使用,提高高频方波电压信号的注入频率,通过简单的代数运算分离出高频电流分量和

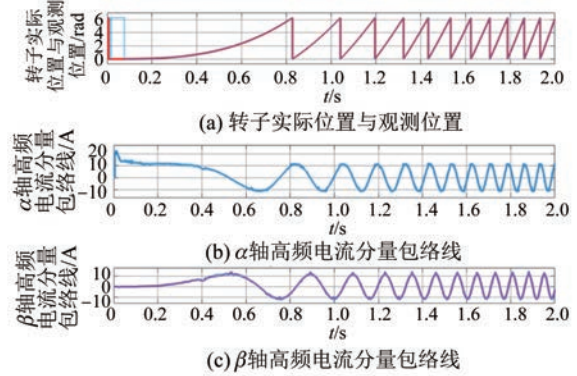


图 1 高频响应电流包络线波形

基波电流分量。

本文采用的控制模式为双采样双更新模式,即在一个开关周期内采样两次电流,通过此方法可以将注入的高频电压频率提高到与开关频率一致。双采样双更新模式下注入电压信号和响应电流信号时序图如图 2 所示。

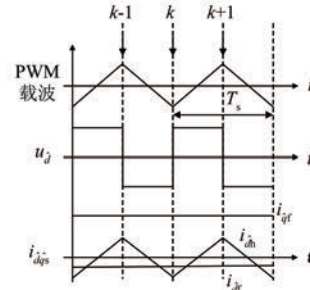


图 2 双采样双更新模式下注入电压信号和响应电流信号时序图

在采样的电流信号中,忽略高频谐波电流,定子电流由高频响应电流与基波电流组成。由于注入的高频信号频率远高于基波运行频率(辨识初始位置的过程中电机基本不动),因此在相邻采样时刻可认为基波电流信号不变,本周期电流与上周期电流之差的一半即为高频响应电流,具体可以表示为

$$\begin{cases} i_{\alpha h}(k) = \frac{1}{2} [i_{\alpha}(k) - i_{\alpha}(k-1)] \\ i_{\beta h}(k) = \frac{1}{2} [i_{\beta}(k) - i_{\beta}(k-1)] \end{cases} \quad (12)$$

式中: $i_{\alpha}(k)$ 、 $i_{\beta}(k)$ 分别为 k 采样时刻的 α 轴、 β 轴电流矢量; $i_{\alpha}(k-1)$ 、 $i_{\beta}(k-1)$ 分别为 $k-1$ 采样时刻的 α 轴、 β 轴电流矢量; $i_{\alpha h}(k)$ 、 $i_{\beta h}(k)$ 为 k 采

样时刻的 α 轴、 β 轴高频响应电流矢量。

1.3 位置鲁棒观测器

在获得转子位置估计误差后,根据 PMSM 的机械运动方程构建位置观测器,将电磁转矩作为系统前馈项,从而提高观测器的动态响应性能。电磁转矩可以通过下式直接计算得到:

$$T_e = \frac{3}{2}P_n[\psi_f i_d + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (13)$$

式中: T_e 为电磁转矩; P_n 为电机极对数。

PMSM 的机械运动状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{x} = (\dot{\theta}_e \quad T_e \quad \omega_r \quad \theta_e)$; $u = T_e$; $y = \theta_e$; $\mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_n & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

则位置鲁棒观测器状态方程为

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \quad (15)$$

上式中 \mathbf{L} 为反馈矩阵,其表达式为

$$\mathbf{L} = [l_1 \quad l_2 \quad l_3/J \quad l_4/J]^T \quad (16)$$

式中: l_1, l_2, l_3, l_4 为系数,系数选取方法具体可参考文献[8]; J 为转动惯量。

根据位置鲁棒观测器建立转子估计误差与扰动负载的传递函数^[8],公式如下:

$$\theta_{\text{err}}(s) = \frac{s^2}{Js^4 + l_4s^3 + l_3s^2 + l_2s + l_1} T_L(s) \quad (17)$$

根据式(17)可以得到如图3所示的位置鲁棒观测器结构框图,观测器的输入为转子位置误差,输出为角速度和转子位置的辨识值。

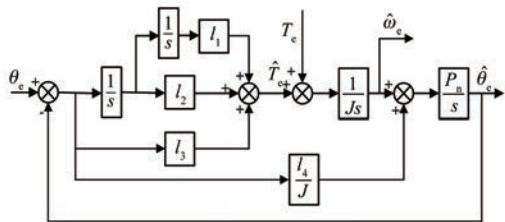


图3 转子位置鲁棒观测器结构框图

综上,构建转子位置初次辨识的控制结构框

图,如图4所示。

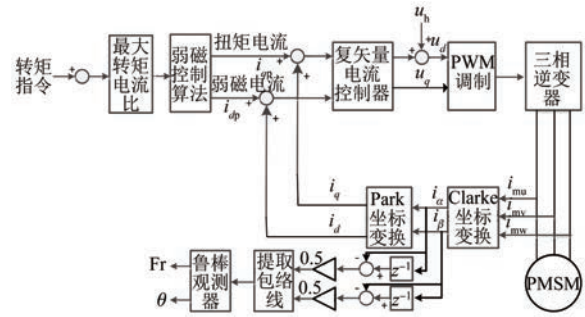


图4 PMSM 转子位置初次辨识的控制结构框图

2 转子磁极极性判断算法

2.1 磁路饱和原理

在电机静止时,首先通过上节提出的高频方波电压注入算法得到 PMSM 的初次辨识转子位置 $\hat{\theta}_e$ 。但是此时转子位置辨识值定位的可能是 N 极或 S 极,当定位为 S 极时,电机无法正常起动,需要对转子磁极极性进行判断。分别在估计的 d 轴中注入正、反向电压窄脉冲,通过比较 d 轴正、反向响应电流幅值大小来判断此时定位的磁极为 N 极还是 S 极,如果定位的磁极是 S 极,则需要对转子位置估计值进行补偿,使其定位在 N 极。给定电流和相应电流、电感的关系如图5和图6所示。

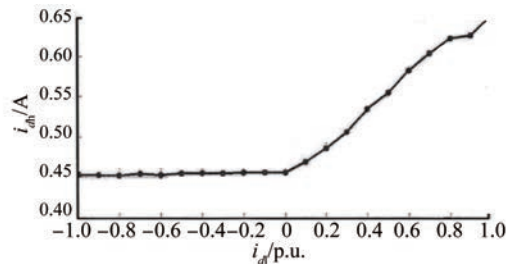


图5 d 轴给定电流和响应电流关系图

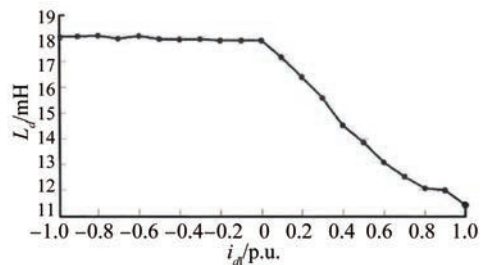


图6 d 轴电流和电感关系图

从图5可以看出,当在 d 轴给定负的电流时,

d 轴响应电流几乎无变化,而在 d 轴给定正的电流时, d 轴响应电流呈上升趋势。图 6 中,当在 d 轴给定负的电流时,电感几乎不变,而在 d 轴给定正的电流时,电感和 d 轴给定电流成反比。

综上所述可以得出, d 轴响应电流的幅值随着定子铁心的饱和而改变,而此时的饱和程度又反而影响电感值。由于电感的变化, d 轴电流响应的前后差值包含转子位置信息,但是对 d 轴给定电流本身来说,其差值很小,因此信噪比不高。

2.2 转子磁极极性判断算法

根据 PMSM 磁路饱和原理,提出一种新型转子磁极极性判断方法,分别向估计 d 轴注入正、负向电压窄脉冲(两个计算周期),改变磁路饱和程度,通过比较 d 轴正、负向电流幅值的大小,判断高频方波电压注入算法所得初判的磁极位置极性是 N 极还是 S 极。此转子磁极极性判断方法需要与上文提出的高频方波电压注入算法结合起来,才能得到准确的转子初始位置辨识值。具体执行流程如下。

(1) 在估计 d 轴上注入两个周期的正电压脉冲,得到响应电流 i_{dF1} ;然后注入两个周期的负电压脉冲,得到响应电流 i_{dF2} 。 i_{dF1} 与 i_{dF2} 差值的绝对值即为正向的响应电流 i_{d1} 。延迟 100 个周期后,在估计 d 轴上注入两个周期的负电压脉冲,得到响应电流 i_{dF3} ;然后注入两个周期的正电压脉冲,得到响应电流 i_{dF4} , i_{dF3} 与 i_{dF4} 差值的绝对值即为负向的响应电流 i_{d2} 。

(2) 如果 i_{d1} 大于 i_{d2} ,则高频方波电压注入法所得初判的磁极位置极性为转子 N 极,不需要进行角度补偿,极性状态标志位设置 2;如果 i_{d1} 小于 i_{d2} ,则高频方波电压注入法所得初判的磁极位置极性为 S 极,需要进行 π 角度补偿,极性状态标志位设置 1。转子磁极极性判断流程图如图 7 所示。

结合转子磁极极性判断算法与高频方波电压注入算法,就可以得到最终的转子位置辨识值,转子位置辨识的控制结构框图如图 8 所示。

3 Simulink 仿真与试验结果

3.1 Simulink 仿真结果

为验证仿真状态下,转子初始位置辨识是否可靠,在 Simulink 仿真环境下,根据标准地铁主电

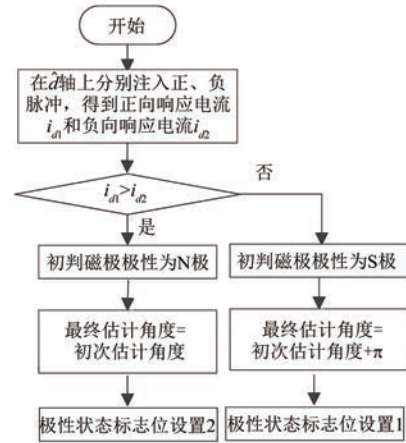


图 7 转子磁极极性判断流程图

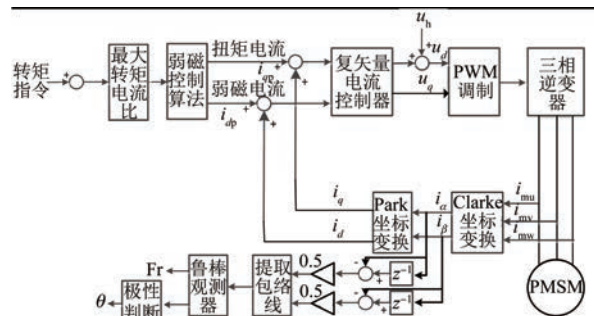


图 8 PMSM 转子位置辨识的控制结构框图

路参数和 PMSM 参数,搭建基于永磁牵引控制系统的仿真模型,进行仿真测试。标准地铁主电路参数和 PMSM 参数如表 1 和表 2 所示。

表 1 标准地铁牵引逆变系统主电路参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定容量/kVA	1 200	最大输出电流/A	4×320
输出频率范围/Hz	0~273	额定输入电压/V	1 500
输出电压/V	AC 0~1 287	总效率/%	>95

表 2 标准地铁用 PMSM 参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定电压/V	975	极对数	4
额定频率/Hz	126	额定效率/%	96
功率因数	0.88	定子电阻	0.037 8
额定电流/A	178	L_d /mH	1.67
L_q /mH	4.02	磁链	0.71

转子固定在 1.4 rad 位置,采用本文所提的转子初始位置辨识方法进行辨识。图 9 为转子磁极

极性判断过程中的电流和电压波形,其中图 9(a)为注入电压窄脉冲后得到的响应电流,图 9(b)为注入的电压窄脉冲。

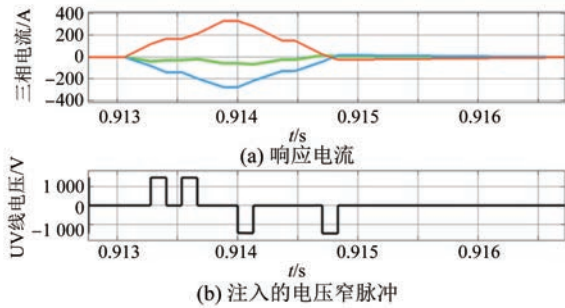


图 9 转子磁极极性判断过程中的电流和电压波形

图 10 为转子初始位置辨识过程波形。从图 10 中可以看出,转子位置最终收敛值为 1.414 9 rad,位置误差为 0.014 9 rad,因为极性状态标志位为 2,所以不需要加 π 处理。

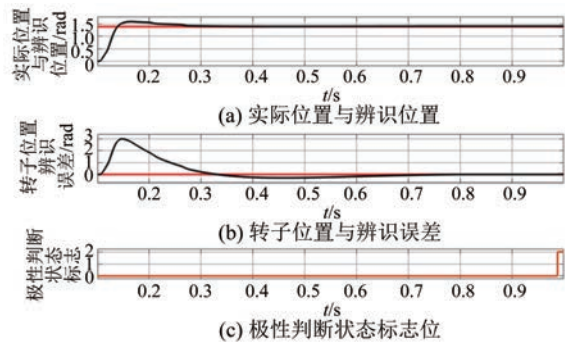


图 10 转子初始位置辨识过程波形

3.2 组合试验结果

为验证初始位置辨识方法在标准地铁永磁牵引逆变系统中的性能,在中车大连电力牵引研发中心有限公司试验中心进行试验验证,图 11 为试验所用的标准地铁永磁牵引变流器及其他试验设备。

转子固定在 5.183 6 rad,采用本文所提的转子初始位置辨识方法进行辨识。图 12 为转子磁



图 11 试验所用的永磁牵引变流器

极极性判断过程中的电压和电流波形,从上到下依次为 UV 线电压、UW 线电压、U 相电流和 V 相电流,图中的电压波形为注入电压窄脉冲,电流波形为注入电压窄脉冲后得到的响应电流。

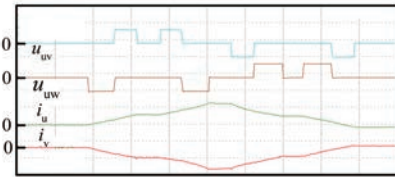


图 12 转子磁极极性判断过程中的电流和电压波形

图 13 为转子初始位置辨识过程波形,从上到下依次为转子初始位置辨识值、极性状态标志位、负向电流和正向电流。通过光 DA 设备将以上变量输出至录波仪 DL850E 上显示。从图中可以看出,转子位置初次收敛值为 5.183 6 rad,因为 i_{d1} (248 A) 小于 i_{d2} (-268 A),极性判断状态值为 1,因此需要加 π 处理,最终转子辨识位置为 5.218 5 rad,位置误差为 0.034 9 rad。



图 13 转子初始位置辨识过程波形

通过手动旋转电机至下面 11 个位置进行转子初始位置辨识,结果如表 3 所示。由下表可以看出,电机实际初始位置不同时,该方法均能辨识出正确的转子位置,最大辨识误差为 0.052 4 rad,平均误差 0.016 1 rad。

表 3 转子初始位置辨识结果 rad

序号	旋变实测位置	辨识位置	辨识位置误差
1	0.077 7	0.025 3	-0.052 4
2	0.586 4	0.560 3	-0.026 2
3	1.062 9	1.042 0	-0.020 9
4	1.574 3	1.556 8	-0.017 5
5	2.094 4	2.082 2	-0.012 2
6	2.583 1	2.567 4	-0.015 7
7	3.194 0	3.171 3	-0.022 7
8	3.595 4	3.570 9	-0.024 4
9	4.171 3	4.171 3	0
10	4.712 4	4.677 5	-0.034 9
11	5.236 0	5.218 5	-0.017 5
12	5.759 6	5.811 9	0.052 4

4 结 语

本文在分析 PMSM 数学模型的基础上,采用高频方波电压注入算法获得转子的初次估计位置,然后分别在估计的 d 轴中注入正、反向电压窄脉冲,通过比较 d 轴正、反向响应电流幅值大小来判断此时定位的磁极为 N 极还是 S 极,如果定位的磁极是 S 极,则需要对初次估计位置进行补偿,使其定位在 N 极。通过 Simulink 仿真及试验证明,电机实际初始位置不同时,该算法均能辨识出正确的转子位置,最大辨识误差为 0.052 4 rad,平均误差 0.016 1 rad。

【参 考 文 献】

- [1] 宁波,马丹萍,李凯,等. 标准地铁列车永磁牵引系统设计[J]. 电力机车与城轨车辆, 2022, 45(2): 39.
- [2] HU J, LIU J, XU L. Eddy current effects on rotor position estimation and magnetic pole identification of PMSM at zero and low speeds[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2565.
- [3] 谷善茂,何凤有,谭国俊,等. 永磁同步电动机无传感器控制技术现状与发展[J]. 电工技术学报, 2009, 24(11): 14.
- [4] PEKAREK S, BECCUE P. Using torque-ripple-induced vibration to determine the initial rotor position of a permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3): 818.
- [5] 梁艳李,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(2): 10.
- [6] 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.
- [7] 刘颖,周波,李帅,等. 转子磁钢贴片式永磁同步电机转子初始位置检测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 48.
- [8] 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.
- [6] 刘泉,张建民,孙洁,等. 平板式永磁直线电动机的热分析与冷却系统设计[J]. 北京理工大学学报, 2005, 25(3): 194.
- [7] 赵桂书. 磁通切换电机若干关键问题研究[D]. 南京:东南大学, 2019.
- [8] 张卓然,王东,花为. 混合励磁电机结构原理、设计与运行控制技术综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 7834.
- [9] 弗兰克 P. 英克鲁佩勒, 大卫 P. 德维特, 狄奥多尔 I. 伯格曼, 等. 传热和传质基本原理[M]. 葛新石, 叶宏, 译. 北京:化学工业出版社, 2007.
- [10] 魏永田,孟大伟,温嘉斌. 电机内热交换[M]. 北京:机械工业出版社, 1998.
- [11] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京:机械工业出版社, 2007.
- [12] A N 鲍里先科, B Г 丹科, A N 亚科夫列夫. 电机中的空气动力学与热传递[M]. 魏书慈, 邱建甫, 译. 北京:机械工业出版社, 1985.
- [13] 赵镇南. 传热学[M]. 北京:高等教育出版社, 2002.
- [14] MA L, SANADA M, MORIMOTO S, et al. Prediction of iron loss in rotating machines with rotational loss included [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(4): 2036.
- [15] 罗前通. 高速永磁同步电动机定子铁心损耗分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学, 2018.

(上接第 66 页)

扫码关注
《电机与控制应用》
微信公众号

