DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.283 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

新型永磁同步电机无位置传感器带速重投策略

苑国锋[1](中国电源学会会员)，刘汀宇[1]，胡 骢[2]，李春宇[2]，郑春雨[1,3]
(1.北方工业大学变频技术北京市工程研究中心，北京 100144；2.北京精密机电控制设备研究所航天伺服驱动与传动技术实验室，北京 100076；3.北京科技大学自动化学院，北京 100083)

摘要：带速重投是无位置传感器永磁同步电机牵引电传动系统中的关键技术之一，常用方法是通过触发零电压矢量脉冲对电机进行短路实现基速以下的带速重投。针对准确选择短路时间和短路时间间隔参数问题，提出1种不同转速下参数自适应调整的带速重投方法。该方法在电机惰行工况下，通过引入测试零电压矢量脉冲估算惰行电机的大致转速，根据上述转速自适应调整短路时间和短路时间间隔参数，解决了传统固定参数方法无法同时兼顾逆变器过流和转子位置估计精度的矛盾，显著提高了重投时转子位置估计的准确性。对上述方法进行仿真和实验验证，结果验证了该方法的正确性和有效性。

关键词：永磁同步电机；无位置传感器控制；带速重投；短路电流法

Novel Flying-start Strategy for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor

YUAN Guofeng[1], *Member*, *CPSS*, LIU Tingyu[1], HU Cong[2], LI Chunyu[2], ZHENG Chunyu[1,3]
(1. Inverier Technology Engineering Research Center of Beijing, North China University of Technology, Beijing 100144, China; 2. Laboratory of Aerospace Servo Actuation and Transmission, Beijing Institute of Precision Electromechanical Control Equipment, Beijing 100076, China; 3. School of Automation and Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

Abstract: Flying-start is one of the key technologies used in the traction electric-drive system of a sensorless permanent magnet synchronous motor, and one of the common methods is to short-circuit the motor through triggering zero-voltage vector pulse to realize the flying-start below the rated speed. To accurately select the short-circuit pulse time and the parameters of short-circuit pulse time interval, a flying-start method with adaptive adjustment of parameters at different rotation speeds is proposed, which estimates the motor's approximate rotation speed by injecting a test zero-voltage vector pulse under various free rotation conditions. According to the obtained approximate rotation speed, the short-circuit pulse time and the parameters of short-circuit pulse time interval are adjusted adaptively. As a result, the contradiction that the traditional fixed parameter method is unable to strike a balance between the inverter overcurrent and the estimation accuracy of rotor position is solved, and the estimation accuracy of rotor position during restarting is significantly improved. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed method was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor; sensorless control; flying-start; short-circuit current method

收稿日期：2023-03-21；**修回日期**：2023-07-20；**录用日期**：2023-10-11；**网络首发日期**：2024-01-12
基金项目：国家自然科学基金委员会-中国国家铁路集团有限公司铁路基础研究联合基金资助项目(U2368205)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China-China Railway Group Corporation Railway Basic Research Joint Fund Project under the grant U2368205

由于永磁同步电机具有高效率和高功率密度等特点，在轨道交通领域得到了广泛关注，是下一代轨道交通牵引电传动系统发展的方向[1-2]。在永磁电机牵引电传动系统矢量控制中，大多需要位置传感器测量转子位置信息，但由于位置传感器存在安装难度大、成本高且可靠性低等缺点，无位置传

感器控制方法成为近年来的研究热点[3-4]。牵引电机在牵引过程中不可避免地会产生断电或者故障等工况，此时电机仍在一定转速下惰行运行，带速重投就是对这种工况下的电机重新实现控制的技术[5-7]，是无位置传感器牵引电传动系统中的关键技术之一。目前，永磁同步电机带速重投最核心的问题是如何在电机惰行的情况下准确估算转子位置，从而减小重投时产生的转矩冲击和电流冲击。

文献[8-9]通过虚拟电阻法进行带速重投，该方法在静止系下引入虚拟电阻调节定子电流，再通过反电势估计出电机位置和速度进行带速重投操作，该方法的虚拟电阻大小存在限制，超过一定速度后虚拟电阻达到理论最大值，此时无法继续调节定子电流，其适用范围较窄，不能完全满足基速以下的带速重投的要求；两次短路电流法采用 2 个零电压矢量脉冲对电机进行短路来确定转速和转子位置，文献[10-13]通过两次短路电流法获取电机惰行状态下的转子速度与位置进行带速重投，该方法受短路时间间隔限制一般适用于中低速，难以满足高速区域的带速重投需求；三次短路电流法采用 3 个零电压矢量脉冲对电机进行短路来确定转速和转子位置，文献[14-15]提出了使用三次短路电流法解决电机高速状态下的带速重投问题，但该方法为避免发生过流问题，短路时间和短路时间间隔固定，导致其低速时位置估计精确度低。

本文针对三次短路电流法中短路时间和短路时间间隔参数选择的问题，提出 1 种参数自适应调整的带速重投方法。该方法在传统三次短路电流法的基础上，通过加入至多 2 个测试零电压矢量脉冲估算出电机的大致转速，再根据上述估计转速自适应调整短路时间和短路时间间隔参数，有效解决了高速区域过流和低速区域精度低的矛盾，实现了基速以下的带速重投。

1 三次短路电流法基本原理

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)在转子旋转坐标系中的电压方程为

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：v_d 和 v_q 分别为 d 轴和 q 轴电压；R_s 为定子电阻；ω_r 为转子电角速度；L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴电感；i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流；ψ_f 为转子永磁体励磁磁链。

在电机惰行状态下，同时导通逆变器的上桥臂或下桥臂，此时逆变器输出零电压矢量，将电机三相短路，由于短路时间 t 足够短，因此式(1)可近似为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_q & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \tag{2}$$

近似认为转子速度在估算过程中保持不变，则永磁同步电机处于短路状态的持续时间内，转子旋转坐标系下 dq 轴的短路电流响应[5]为

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\psi_f}{L_d}[1-\cos(\omega_r t)] \\ -\dfrac{\psi_f}{L_q}\sin(\omega_r t) \end{bmatrix} \tag{3}$$

三次短路电流法通过对电机定子施加 3 个零电压矢量脉冲，并检测电流响应来估算转子速度和角度信息，零电压矢量脉冲的施加方法如图 1 所示。图中，T_1、T_2和T_3 为三次零电压矢量脉冲的时间；τ_{12} 为第一次零电压矢量脉冲与第二次零电压矢量脉冲之间的时间间隔；τ_{23} 为第二次零电压矢量脉冲与第三次零电压矢量脉冲之间的时间间隔；τ_Δ 为 τ_{12} 和 τ_{23} 这 2 次时间间隔的差值。

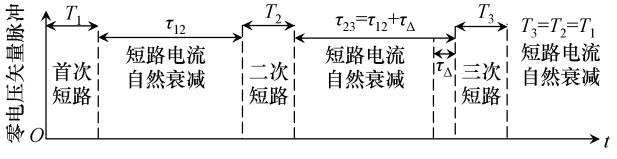


图 1 零电压矢量脉冲示意

Fig. 1 Schematic of zero-voltage vector pulse

短路电流响应示意如图 2 所示，3 个短路电流矢量 $\boldsymbol{I}_1$、$\boldsymbol{I}_2$和$\boldsymbol{I}_3$ 在定子静止坐标系 $\alpha\beta$ 轴的位置角分别为

$$\begin{cases}\theta_{I_1}=\arctan\left(\dfrac{i_{\beta1}}{i_{\alpha1}}\right)\\ \theta_{I_2}=\arctan\left(\dfrac{i_{\beta2}}{i_{\alpha2}}\right)\\ \theta_{I_3}=\arctan\left(\dfrac{i_{\beta3}}{i_{\alpha3}}\right)\end{cases}\tag{4}$$

式中，$i_{\alpha i}$ 和 $i_{\beta i}$ 分别为 $\boldsymbol{I}_i(i=1,2,3)$ 在 α 轴和 β 轴上的电流分量。

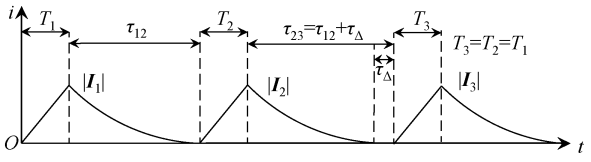


图 2　短路电流响应示意

Fig. 2 Schematic of short-circuit current response

电流矢量如图 3 所示，电机估计转速为

$$\omega_{\mathrm{r}}=\frac{(\theta_{I_3}-\theta_{I_2})-(\theta_{I_2}-\theta_{I_1})}{\tau_\Delta}\tag{5}$$

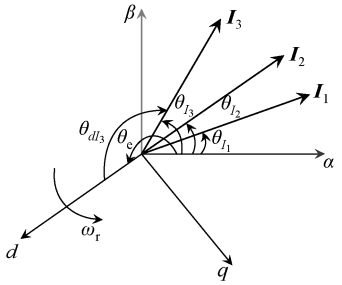


图 3　电流矢量

Fig. 3 Current vector

由式(3)可以得到定子电流矢量 $\boldsymbol{I}_3$ 在同步旋转坐标系中的近似位置角为

$$\theta_{dI_3}=\arctan\left\{\frac{L_d\sin(\omega_{\mathrm{r}}T_3)}{L_q[1-\cos(\omega_{\mathrm{r}}T_3)]}\right\}\tag{6}$$

获得电机估计转子位置为

$$\theta_{\mathrm{e}}=\theta_{I_3}-\theta_{dI_3}\tag{7}$$

上述方法中，为防止过流，零电压矢量脉冲时间[12]一般设置为

$$T_1=T_2=T_3<\frac{L_qI_{\mathrm{n}}}{\psi_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{n}}}\tag{8}$$

式中：ω_{n} 为电机额定转速；I_{n} 为电机额定电流。

同时，需要满足电机在 τ_Δ 期间转子转过的角度小于 180°，但此时电机转速未知，因此默认以电机的最大转速计算限制条件，即

$$\omega_{\max}\tau_\Delta<\pi\tag{9}$$

式中，$\omega_{\max}$ 为电机的理论最大转速。

2　参数自适应短路电流法

传统三次短路电流法的其中一个问题是在 τ_Δ 内，转子转过的电角度必须在 180° 以内，若在此期间转子所转角度超过 180°，则会发生估计速度反向等估计失败的情况。因此，如何根据电机的实际惰行转速确定合适的短路时间及短路时间间隔是三次短路电流法的关键。基于以上问题，本文提出了 1 种参数自适应的短路电流法。

2.1　零电压矢量脉冲测试原理及参数确定

测试零电压矢量脉冲时采用单个零电压矢量脉冲对电机进行短路来确定转速和转子位置。触发零电压矢量脉冲时，通过获取的短路电流计算出电机的转速和位置信息，但由于该方法仅使用单个零电压矢量脉冲进行计算，实际应用容易产生较大误差，且该方法不能确定电机的旋转方向，因此该方法通常不独立使用。

由式(3)推导，若零电压矢量脉冲时间足够短，则短路电流矢量 $\boldsymbol{I}_0$ 在 T_0 期间 dq 轴的近似响应[5]为

$$\boldsymbol{I}_0=\begin{bmatrix}i_d(T_0)\\ i_q(T_0)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0\\ -\omega_{\mathrm{test}}T_0\dfrac{\psi_{\mathrm{f}}}{L_q}\end{bmatrix}\tag{10}$$

此时，电机测试转速 ω_{test} 可以表示为

$$\omega_{\mathrm{test}}=\frac{L_q|\boldsymbol{I}_0|}{\psi_{\mathrm{f}}T_0}\tag{11}$$

对于带速重投的工况而言，电机的惰行速度未知，如果电机速度较高，则过长的短路时间会导致过流；但若将短路时间设置过短，则低速下的短路电流也会过小，以至于不能准确判断出电机的转速大小。因此，测试零电压矢量脉冲的短路时间确定也至关重要。

首先，为防止过流，测试零电压矢量脉冲时间可以根据式(8)进行设置，当检测到的短路电流过

小时，由于采样误差等的影响，此时的短路电流可能误差较大，进而影响后续的参数计算。为避免这种情况，可以延长测试零电压矢量的脉冲时间，使短路电流达到电机额定电流的 40%左右[13]，即

$$T_{01}=\frac{0.4I_{\mathrm{n}}T_0}{I_0} \tag{12}$$

得到短路电流矢量 $\boldsymbol{I}_{01}$，此时电机测试转速 ω_{test} 可以表示为

$$\omega_{\mathrm{test}}=\frac{L_q\left|\boldsymbol{I}_{01}\right|}{\psi_{\mathrm{f}}T_{01}} \tag{13}$$

2.2 三次短路电流法自适应参数确定

获取测试转速后，为了使不同惰行速度下电机的短路电流达到电机额定电流的 40%以提高估计结果的准确性[13]，三次短路电流法的短路时间可以确定为

$$T_1=T_2=T_3=\frac{0.4L_qI_{\mathrm{n}}}{\psi_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{test}}} \tag{14}$$

同时，式(9)的限制条件可以使用测试转速代替理论最大转速，即

$$\omega_{\mathrm{test}}\tau_\Delta<\pi \tag{15}$$

为了避免测试转速存在误差导致电机在 τ_Δ 期间转子转过的角度大于 180°，一般在计算 τ_Δ 时，需要在测试转速前乘以 1 个安全系数，以确保方法的可靠性，由此可以得出短路时间间隔差值的计算式为

$$\tau_\Delta=\frac{\pi}{1.2\omega_{\mathrm{test}}} \tag{16}$$

在三次短路电流法中 τ_{12} 一般不做限制，但是考虑到电机惰行时受到摩擦等阻力导致速度下降，因此 τ_{12} 设置不宜过大。

根据上述操作，自适应短路电流法的流程如图 4 所示。该方法先通过测试零电压矢量脉冲将惰行电机的惰行速度范围确定，优点是根据更接近电机实际转速的测试转速进行后续的参数确定。不同于传统方法使用电机最大转速来确定相应参数，本文提出的方法在满足理论限制条件的同时，可以尽可能将短路电流法的参数选择范围拓宽，在有效防止过流问题的同时可以保证短路电流足够大，使其中包含更多的有效信息，其适用的速度范围也随之增大，能以较高的估计精度完成基速以下的带速重投，解决了传统方法在防止过流和保证估计精度之间难以兼顾的问题。

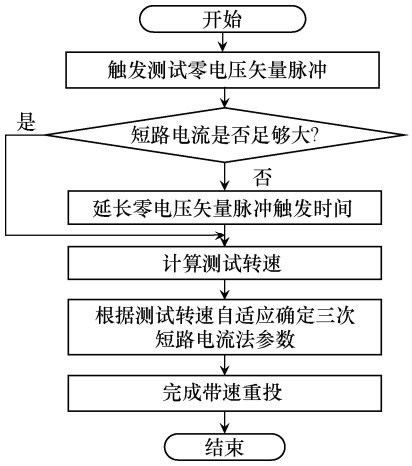


图 4 自适应短路电流法流程

Fig. 4 Flow chart of adaptive short-circuit current method

3 仿真和实验结果

3.1 仿真结果

为验证本文所提方法的正确性，搭建了仿真模型，仿真和实验中所采用的永磁同步电机参数见表 1。

表 1 仿真及实验电机参数

Tab. 1 Parameters of motor used in simulation and experiment

参数	数值
相电阻 R_{s}/Ω	0.11
d 轴电感 L_d/mH	0.944
q 轴电感 L_q/mH	1.04
极对数 n_{p}	4
转子永磁体磁链 Ψ_{f}/Wb	0.19
额定频率/Hz	200
额定电流 I_{n}/A	30.6

仿真首先设置惰行电机速度为 300 r/min，分别使用传统方法和参数自适应短路电流法进行带速重投仿真，结果如图 5 和图 6 所示。由图 5 可见，传统方法短路电流明显过小，导致位置误差较大；图 6 所示的参数自适应短路电流法可以通过调整短

路时间得到标准大小的短路电流，位置估计误差也相对较小。然后设置惰行电机速度为 1 200 r/min，分别使用传统方法和参数自适应短路电流法进行带速重投仿真，结果如图 7 和图 8 所示。可以看出，在中速状态下，自适应短路电流法误差相对较小。最后设置惰行电机速度为 2 250 r/min，同样分别使用传统方法和参数自适应短路电流法进行带速重投仿真，结果如图 9 和图 10 所示。可以看出，在高速状态下，自适应短路电流法也有较为优秀的效果。

3.2　实验结果

为验证所提方法在实际应用中的有效性，搭建了基于 DSP28335 芯片 14 kW 的 PMSM 带速重投实验平台，实验所选电机参数见表 1。

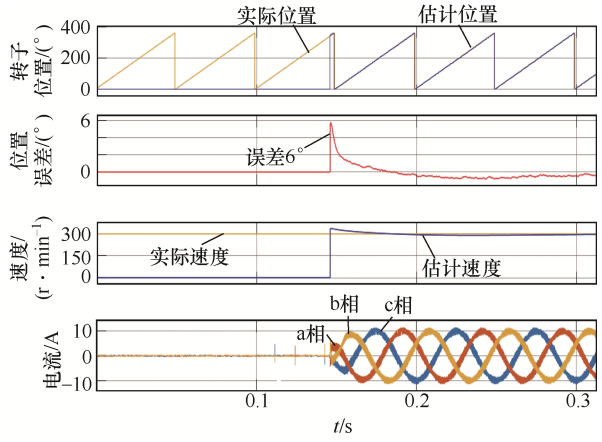


图 5　传统方法 20 Hz 仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms obtained using traditional method at 20 Hz

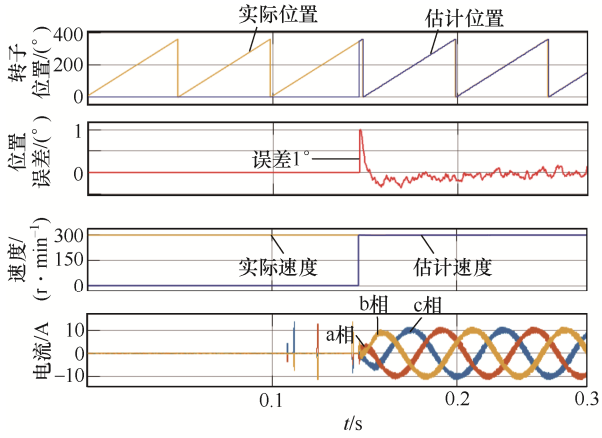


图 6　参数自适应短路电流法 20 Hz 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 20 Hz

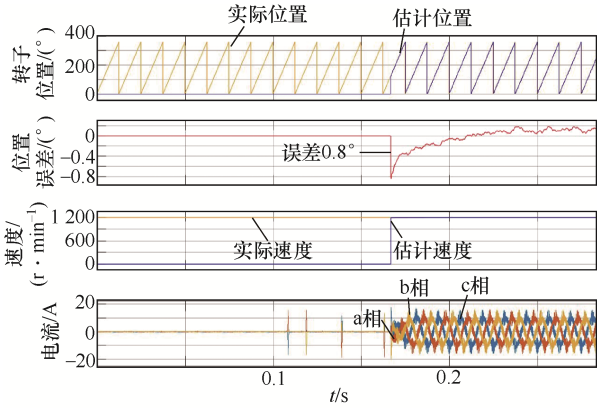


图 7　传统方法 80 Hz 仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms obtained using traditional method at 80 Hz

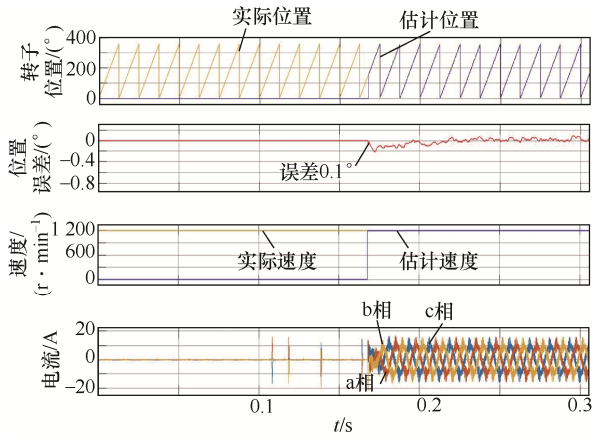


图 8　参数自适应短路电流法 80 Hz 仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 80 Hz

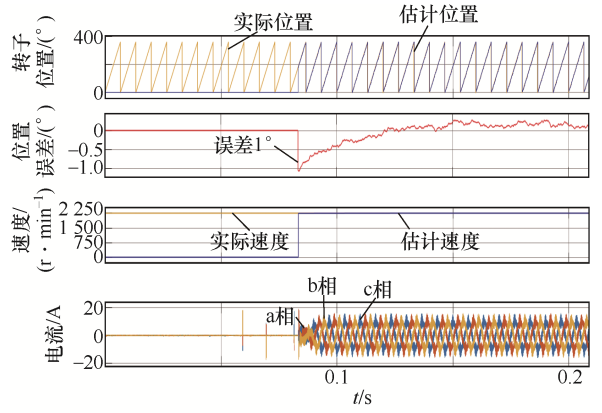


图 9　传统方法 150 Hz 仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms obtained using traditional method at 150 Hz

由于本文方法在接近额定转速时进行参数选取与传统方法相近，因此为展示本文方法与传统方

法的差异性，实验中选取 300、1 200 和 2 250 r/min 分别代表电机的低速区、中速区和高速区进行对比实验。

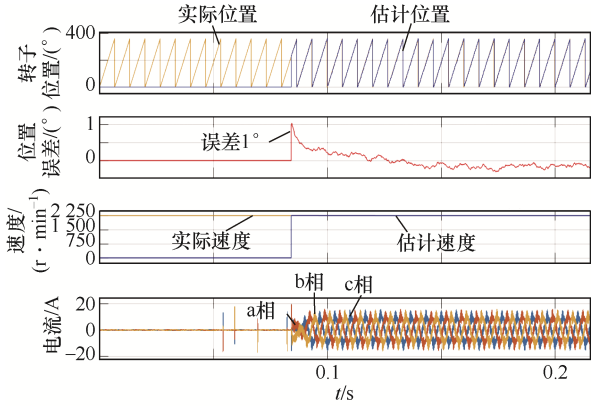


图 10 参数自适应短路电流法 150 Hz 仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 150 Hz

首先实验设置惰行电机速度为 300 r/min，此时惰行电机短路产生的三相电流较小，分别使用传统方法和参数自适应短路电流法进行带速重投操作。由图 11 可见，传统三次短路电流法带速重投估计位置误差在 6°左右，重投时对电机的冲击也相对较大；本文所使用的参数自适应短路电流法效果如图 12 所示，带速重投位置估计误差在1°左右，带速重投效果明显更好。

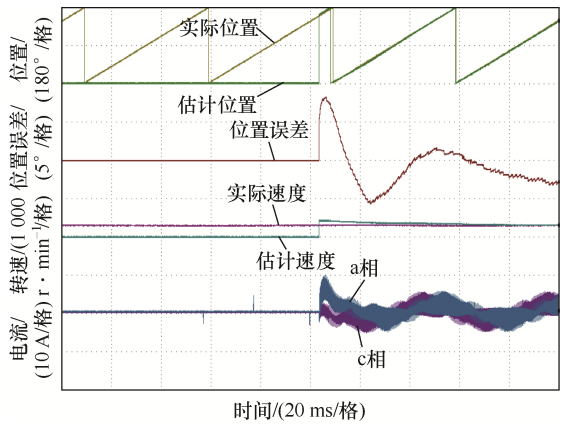


图 11 传统方法 20 Hz 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms obtained using traditional method at 20 Hz

然后设置惰行电机速度为 1 200 r/min，此时惰行电机处于中速状态，分别使用传统方法和参数自适应短路电流法进行带速重投操作。由图 13 可见，传统三次短路电流法带速重投估计位置误差在 2°左右；本文所使用的参数自适应短路电流法效果如图 14 所示，带速重投位置估计误差在1°左右，效果更好。

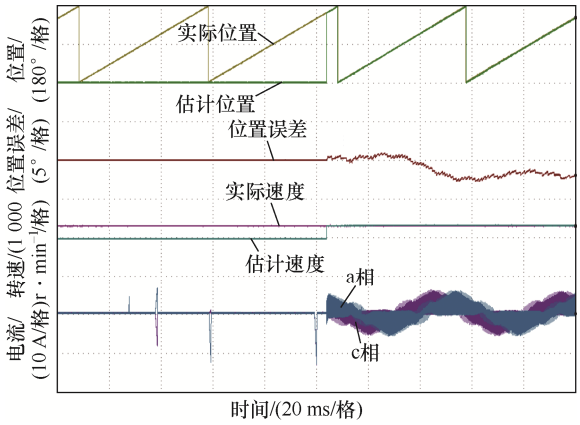


图 12 参数自适应短路电流法 20 Hz 实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 20 Hz

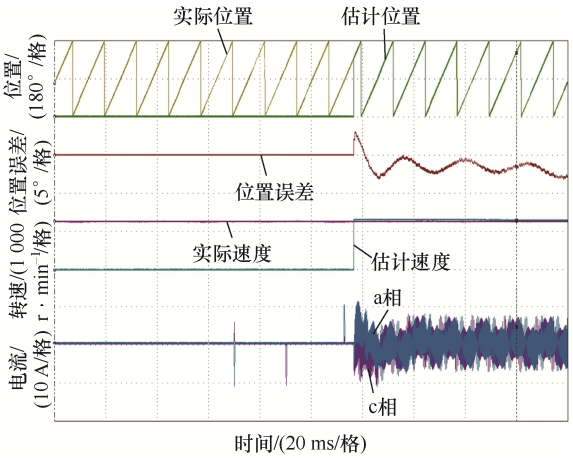


图 13 传统方法 80 Hz 实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms obtained using traditional method at 80 Hz

最后将惰行电机速度设置为 2 250 r/min，此时惰行电机处于高速状态，分别使用参数自适应短路电流法和传统方法进行带速重投操作。由图 15 可见，传统三次短路电流法带速重投估计位置误差在 3°左右；本文所使用的参数自适应短路电流法效果如图 16 所示，带速重投位置估计误差在1°左右，其在高速状态下的带速重投效果也较优异。

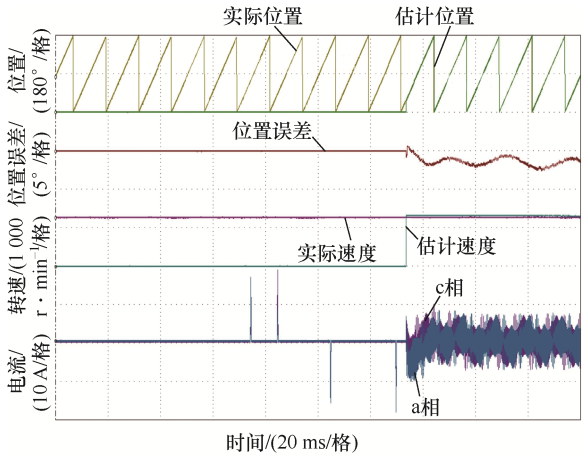


图 14　参数自适应短路电流法 80 Hz 实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 80 Hz

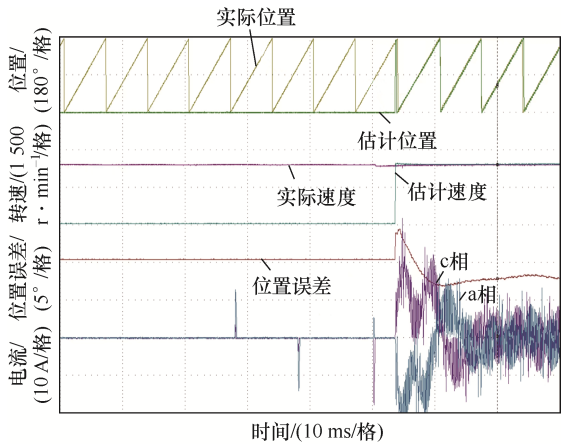


图 15　传统方法 150 Hz 实验波形

Fig.15 Experimental waveforms obtained using traditional method at 150 Hz

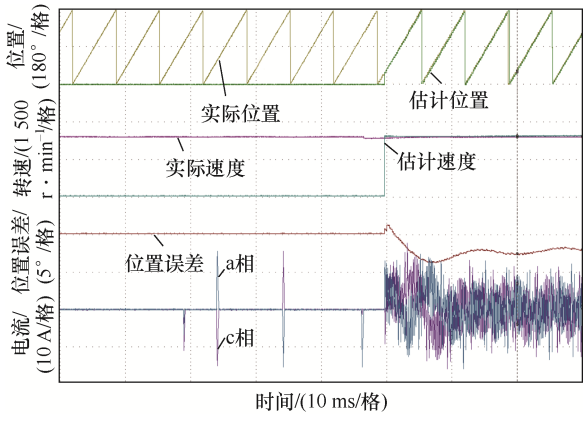


图 16　参数自适应短路电流法 150 Hz 实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms obtained using parameter adaptive short-circuit current method at 150 Hz

不同的惰行转速下，自适应短路电流法的参数及估计的位置和速度结果见表 2，传统方法依据式(9)以额定转速 3 000 r/min 为限制条件所设定的参数及估计的位置和速度结果见表 3。

由表中数据可以看出，在高速状态下 2 种方法的效果相近且自适应短路电流法的误差相对较小，但在中低速区域，自适应短路电流法由于参数范围宽，估计误差明显较小，带速重投效果也更加优异。

表 2　自适应短路电流法实验结果

Tab. 2 Experimental results obtained using adaptive short-circuit current method

转速/(r·min^{-1})	电频率/Hz	短路时间 T_1/ms	短路时间间隔差值 τ_Δ/ms	估计频率 f_e/Hz	估计误差 θ_{err}/(°)
300	20	0.8	40	19.9	0.9
600	40	0.4	10	40.2	2.1
900	60	0.2	8	60.5	2.2
1 200	80	0.2	6	81.1	1.1
1 500	100	0.1	5	101	2.1
2 250	150	0.1	3	151	1.5

表 3　传统方法实验结果

Tab. 3 Experimental results obtained using traditional method

转速/(r·min^{-1})	电频率/Hz	短路时间 T_1/ms	短路时间间隔差值 τ_Δ/ms	估计频率 f_e/Hz	估计误差 θ_{err}/(°)
300	20	0.1	2.5	26.6	6.9
600	40	0.1	2.5	47.3	5.2
900	60	0.1	2.5	61.0	4.9
1 200	80	0.1	2.5	81.1	2.8
1 500	100	0.1	2.5	101.5	2.4
2 250	150	0.1	2.5	152.0	3.2

4　结语

本文提出了 1 种适用于基速以下的永磁同步电机不同转速下参数自适应调整的带速重投方法。该方法在电机惰行工况下，通过引入测试零电压矢

量脉冲估算惰行电机的大致转速，根据上述转速自适应调整短路时间和短路时间间隔参数，解决了传统方法在防止过流和保证估计精度之间难以兼顾的问题。相比传统方法，本方法在有效防止逆变器过流情况发生的同时，以较高的估计精度实现了基速以下的带速重投。实验结果表明，本方法显著提高了基速以下的带速重投时转子位置的估计精度，并降低了重投时电流冲击，该方法在轨道交通牵引领域拥有广阔的应用前景。

参考文献：

[1] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 378-385. (in Chinese)

[2] 谢仕宏, 陈劲帆, 杨智浩, 等. 一种无电解电容永磁同步电机有源阻尼控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 216-226.
Xie Shihong, Chen Jinfan, Yang Zhihao, et al. Active damping control strategy for permanent magnet synchronous motor without electrolytic capacitors [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 216-226. (in Chinese)

[3] 苑国锋, 牛泽农, 郑春雨, 等. 一种低载波比下内埋式永磁同步电机离散龙贝格观测器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(2): 236-244.
Yuan Guofeng, Niu Zenong, Zheng Chunyu, et al. Discrete-time luenberger observer for interior permanent magnet synchronous motor with low-frequency-ratio [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 236-244. (in Chinese)

[4] 吴翔, 陈硕, 李佳, 等. 基于改进正交锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 475-486.
Wu Xiang, Chen Shuo, Li Jia, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved quadrature phase-locked loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 475-486. (in Chinese)

[5] 孙伟. 永磁同步电动机无位置传感器控制与高性能运行策略的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2017.
Sun Wei. Research on sensorless control and high-performance operation strategy of permanent magnet synchronous motor [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2017. (in Chinese)

[6] Seo D W, Bak Y, Lee K B. An improved rotating restart method for a sensorless permanent magnet synchronous motor drive system using repetitive zero voltage vectors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3496-3504.

[7] Chen Wei, Zhu Lixiang, Wang Sai, et al. Rotating restart method for TPFS inverter-fed sensorless PMSM drive system based on dual effective voltage vectors injection [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 11708-11722.

[8] 苟立峰. 轨道交通车辆牵引电机无位置/速度传感器控制关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
Gou Lifeng. Research on key technologies of position/speed sensorless control for traction motor in rail transit vehicle [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021. (in Chinese)

[9] Choo K M, Won C Y. Flying start of permanent-magnet-synchronous-machine drives based on a variable virtual resistance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9218-9228.

[10] Takeshita T, Usui A, Watanabe J I, et al. Sensorless PM synchronous motor drives at reclosing electric supply [J]. IEEJ Transactions on Industry Applications, 1998, 118 (12): 1443-1449.

[11] 吴思航. 永磁同步电机无位置传感器控制及其带速重投问题研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2021.
Wu Sihang. Research on position sensorless control of permanent magnet synchronous motor and restart problem with speed [D]. Beijing: North China University of Technology, 2021. (in Chinese)

[12] 赵赫, 黄科元, 周佳新, 等. 适用于高速永磁同步电机的带速重投策略[J]. 电力电子技术, 2021, 55(6): 19-21.
Zhao He, Huang Keyuan, Zhou Jiaxin, et al. The speed sensorless restart strategy of high-speed PMSM [J]. Power Electronics, 2021, 55(6): 19-21. (in Chinese)

(下转第 311 页)

2025, 23(6): 10-22. (in Chinese).

[14] 王正齐, 周云红, 朱志莹, 等. 基于逆系统内模的无轴承异步电机解耦控制[J]. 控制工程, 2016, 23(11): 1730-1734.
Wang Zhengqi, Zhou Yunhong, Zhu Zhiying, et al. Decoupling control of bearingless induction motor based on inverse system internal model [J]. Control Engineering of China, 2016, 23(11): 1730-1734. (in Chinese)

[15] 郑梦飞, 周扬忠. 转子切向旋转和径向悬浮解耦的单绕组无轴承磁通切换电机驱动控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(8): 185-194.
Zheng Mengfei, Zhou Yangzhong. Drive control strategy of single-winding bearingless flux-switching permanent magnetic motor with decoupling control of rotation and suspension [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(8): 185-194. (in Chinese)



陈东远

作者简介：

陈东远(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无轴承磁通切换电机控制。E-mail：210120058@fzu.edu.cn。

周扬忠(1971—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：现代调速系统，新能源发电系统。E-mail：zhty_75313@sina.com。

周谋捷(1995—)，男，硕士。研究方向：无轴承磁通切换电机控制。E-mail：170127085@fzu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)

(上接第 290 页)

[13] 郭希铮, 刘帅, 宋玉美. 永磁同步电机无位置传感器带速重投研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S2): 255-261.
Guo Xizheng, Liu Shuai, Song Yumei. Research on restart at coasting condition for rotation sensorless permanent magnet synchronous machines [J]. Transactions of China Electro-technical Society, 2016, 31(S2): 255-261. (in Chinese)

[14] Lee K, Ahmed S, Lukic S M. Universal restart strategy for high-inertia scalar-controlled PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4001-4009.

[15] Taniguchi S, Mochiduki S, Yamakawa T, et al. Starting procedure of rotational sensorless PMSM in the rotating condition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 194-202.



苑国锋

作者简介：

苑国锋(1979—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：机车牵引控制和风电电气控制。E-mail：ygf@ncut.edu.cn。

刘汀宇(1997—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：852671566@qq.com。

胡骢(1991—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：1184999018@qq.com。

李春宇(1986—)，男，硕士。研究方向：电机及其控制。E-mail：328852456@qq.com。

郑春雨(1987—)，男，博士研究生。研究方向：电力电子与电机控制。Email：zhengchunyu@ncut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)