

# 惰行状态下的地铁PMSM转子初始位置 辨识策略

岳学磊,王雷,田地,许克磊

(西安中车永电捷通电气有限公司,陕西 西安 710016)

**摘要:**永磁同步电机(PMSM)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,其中,惰行状态下的电机转子初始位置和频率辨识方法研究是PMSM无位置传感器控制技术的重要组成部分。因此,首先研究了零电压矢量单脉冲法和双脉冲法,当PMSM处于惰行状态时,通过将三相逆变器所有下桥臂短路1个或2个脉冲,根据短路响应电流获取转子初始位置和频率。在此基础上,提出一种零电压矢量脉冲法短路时间的选取方法和零电压矢量复合脉冲法,确保处于不同惰行频率下的PMSM均可以稳定地重新启动。通过Matlab/Simulink仿真及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,结果表明:处于不同频率下的PMSM,均可以稳定地重新启动,启动时的频率辨识误差小于0.6 Hz,转子位置辨识误差小于5°。

**关键词:**永磁同步电机;惰行状态;零电压矢量脉冲法;转子初始位置和频率辨识

**中图分类号:**TM36 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed25017

## Initial Rotor Position Identification Strategy of PMSM in Subway Under Coasting Condition

YUE Xuelei, WANG Lei, TIAN Di, XU Kelei

(CRRC Xi'an Yongdian Jietong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, Shaanxi, China)

**Abstract:** Permanent magnet synchronous motor (PMSM) has become the development direction of the new generation of rail transit traction system due to its characteristics of high efficiency and high power density. Among them, the research on the identification method of the initial position and frequency of the motor rotor in coasting condition is an important part of the position sensorless control technology of PMSM. Therefore, the zero voltage vector single pulse method and double pulse method were firstly studied. When the PMSM was in coasting condition, one or two pulses were short-circuited by all the lower bridge arms of three-phase inverter, and the initial position and frequency of rotor were obtained according to the short-circuit response current. On this basis, a method of short circuit time selection of zero voltage vector pulse method and a zero voltage vector compound pulse method were proposed to ensure that PMSM can stably restart at different coasting frequency. Through Matlab/Simulink simulation and the test conducted in the test center of CRRC Dalian Electric Traction R&D Center Co., Ltd., the results show that PMSM under different frequencies can stably restart, the frequency identification error is less than 0.6 Hz, the rotor position identification error is less than 5°.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); coasting condition; zero voltage vector pulse method; initial rotor position and frequency identification

永磁同步电机(PMSM)具有高效率、高功率密度等特点,已逐步应用于大功率、重负载地铁牵引领域,其中惰行状态(即列车在牵引/制动不起作用情况下的运行状态)下的PMSM转子初始位置和频率辨识技术为地铁永磁牵引技术的重要组成部分<sup>[1-2]</sup>。

惰行状态下的PMSM转子初始位置辨识是否准确,关系到启动转矩的大小及方向,当转子初始位置辨识误差较大时,磁场定向则会发生较大偏差,导致电机启动失败甚至电机反转<sup>[3-4]</sup>。当前惰行状态下的PMSM转子初始位置和频率辨识方法主要有反电势法、独立开关脉冲法、零电压矢

**作者简介:**岳学磊(1988—),男,硕士,工程师,主要研究方向为城轨牵引电机控制算法研究,Email:yuelx@hyee.com.cn

量脉冲法和零电流矢量闭环法。反电势法是利用惰行状态下的电机反电势信息获取转子初始转子位置和频率;独立开关脉冲法对H桥下桥臂施加相互独立且固定宽度的导通脉冲,并通过响应电流的不同来确定转子初始位置和频率;零电压矢量法以电压矢量脉冲的方式控制H桥导通状态,使电机绕组间短路,根据短路电流获取初始转子位置和频率;零电流矢量闭环法通过控制 $d, q$ 轴电流为零时,采用磁链观测等方法获取转子初始位置和频率。

文献[5]提出一种减小异步电动机重新启动时转速波动的转速估计方法——反电势法。利用绕组端电压估计出转子频率,仿真和试验验证了该方法的有效性,但这种方法一般需要在原有逆变器中额外安装绕组端电压传感器,增加了系统成本。文献[6]提出一种考虑三相短路电流时间响应的改进方法,实验验证了该方法的有效性。文献[7]提出一种不带速度电压传感器的逆变器驱动的自由运行交流电机的转速和方向的估计方法——零电流矢量闭环法,通过在PMSM上进行实验,验证了该方法的有效性。

为了在惰行状态下获取准确的PMSM转子初始位置与频率,本文在详细研究了零电压矢量单脉冲法和双脉冲法的基础上,提出一种零电压矢量脉冲法短路时间的选取方法和零电压矢量复合脉冲法,确保在不同转速下,均能获得准确的转子初始位置和频率。通过Matlab/Simulink仿真及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,结果表明:处于不同惰行频率下的PMSM,均可以稳定地重新启动,启动时的频率辨识误差小于0.6 Hz,转子位置辨识误差小于 $5^\circ$ 。

## 1 零电压矢量单脉冲法

PMSM处于惰行状态,逆变器未运行,零电压矢量单脉冲法采用单个零电压矢量脉冲来获取转子初始位置与频率,执行步骤如下:

1)控制逆变器所有下桥臂同时导通 $T$ 时间后断开, $T$ 远小于 $q$ 轴时间常数 $L_q/R_s$ ,其中, $L_q$ 为同步旋转坐标系下的 $q$ 轴电感, $R_s$ 为定子电阻。

2)通过短路响应电流辨识出转子初始位置与频率。

### 1.1 转子速度辨识

零电压矢量单脉冲法电流矢量图和电流响应图分别如图1、图2所示。图1中, $I$ 为零电压矢

量脉冲的电流响应; $\theta_{dl}$ 为定子电流矢量 $I$ 在 $d-q$ 旋转坐标系中的近似转子位置角; $\theta_l$ 为定子电流矢量 $I$ 在静止坐标系中的角度; $\omega_e$ 为电角速度。图2中, $T$ 为零电压矢量作用时间; $|I|$ 为零电压矢量脉冲的电流响应幅值。

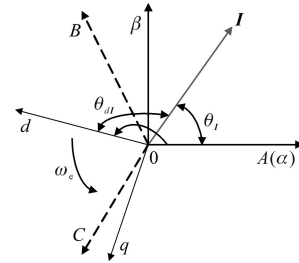


图1 零电压矢量单脉冲法电流相量图

Fig.1 Zero voltage vector single pulse method current phase diagram

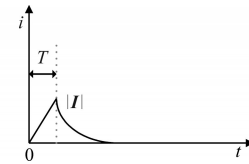


图2 零电压矢量单脉冲法电流响应波形

Fig.2 Zero voltage vector single pulse method current response waveform

静止坐标系下,电流矢量 $I$ 由三相电流经过Clark坐标变换得到,如下式:

$$I = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $i_\alpha, i_\beta$ 分别为定子电流在静止坐标系下的 $\alpha, \beta$ 轴电流; $i_A, i_B, i_C$ 为三相电流。

PMSM在 $d-q$ 同步旋转坐标系下的电压方程可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $u_d, u_q$ 分别为定子电压在同步旋转坐标系下的 $d, q$ 轴电压; $i_d, i_q$ 分别为定子电流在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; $\Psi_f$ 为转子磁链; $p$ 为微分算子。

逆变器下桥臂同时导通时,电压矢量为0,式(2)变为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (3)$$

若零电压矢量作用时间 $T$ 远小于 $q$ 轴时间常数 $L_q/R_s$ ,式(2)可近似为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Psi_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

展开式(4),可得:

$$-\omega_e L_q i_q + L_d p i_d = 0 \quad (5)$$

$$\omega_e L_d i_d + L_q p i_q + \omega_e \Psi_f = 0 \quad (6)$$

由式(5),可以得到 $q$ 轴电流的表达式如下:

$$i_q = \frac{L_d p i_d}{\omega_e L_q} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),得:

$$\omega_e L_d i_d + \frac{L_d}{\omega_e} p^2 i_d + \omega_e \Psi_f = 0 \quad (8)$$

电流初始值为0,近似认为 $\omega_e$ 在转子位置估算过程中保持不变,将式(8)转换到 $S$ 域,得:

$$\omega_e L_d I_d + \frac{L_d I_d}{\omega_e} S^2 + \frac{\omega_e \Psi_f}{S} = 0 \quad (9)$$

由式(9),可得到 $I_d$ 表达式如下:

$$I_d = -\frac{\Psi_f}{L_d} \frac{\omega_e^2}{(S^2 + \omega_e^2)S} = -\frac{\Psi_f}{L_d} \left( \frac{1}{S} - \frac{S}{S^2 + \omega_e^2} \right) \quad (10)$$

对式(10)求拉氏反变换,得到 $d$ 轴电流在时域的解:

$$i_d = -\frac{\Psi_f}{L_d} [1 - \cos(\omega_e t)] \quad (11)$$

将式(11)代入式(7),可得 $q$ 轴电流在时域的解:

$$i_q = -\frac{\Psi_f}{L_d} \sin(\omega_e t) \quad (12)$$

设零电压矢量作用时间 $T$ 足够短,且 $\omega_e T$ 足够小,可以作如下近似:

$$\begin{cases} \cos(\omega_e T) \approx 1 \\ \sin(\omega_e T) \approx \omega_e T \end{cases} \quad (13)$$

因此,近似的 $d, q$ 轴电流响应为

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_d(T) \\ i_q(T) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e T \frac{\Psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (14)$$

转子角速度估算值 $\hat{\omega}_e$ 为

$$\hat{\omega}_e = \pm \frac{L_q |\mathbf{I}|}{\Psi_f T} \quad (15)$$

$|\mathbf{I}|$ 的近似响应见图2。可见,这种方法仅可估算转速大小,不能判别旋转方向。旋转方向的判别须采用双脉冲法或多脉冲法实现。

### 1.2 转子位置辨识

由式(11)、式(12)可得定子电流矢量 $\mathbf{I}$ 在 $d-q$ 旋转坐标系中的近似转子位置角 $\theta_{dl}$ 为

$$\theta_{dl} = \arctan \left\{ \frac{L_d \sin(\omega_e T)}{L_q [1 - \cos(\omega_e T)]} \right\} \quad (16)$$

同时, $\theta_{dl}$ 的取值范围如下:

$$\theta_{dl} \in \begin{cases} (-\pi, -\pi/2) & \omega_e > 0 \\ (\pi/2, \pi) & \omega_e < 0 \end{cases} \quad (17)$$

式(16)可变换为

$$\tan \left( \theta_{dl} + \frac{\pi}{2} \right) = -\frac{1}{\tan \theta_{dl}} = -\frac{L_q}{L_d} \frac{1 - \cos(\omega_e T)}{\sin(\omega_e T)} \quad (18)$$

若 $T$ 和 $\omega_e T$ 均足够小,则有:

$$\begin{cases} \tan \left( \theta_{dl} + \frac{\pi}{2} \right) \approx \theta_{dl} + \frac{\pi}{2} [\text{mod}(\pi)] \\ \tan \frac{\omega_e T}{2} \approx \frac{\omega_e T}{2} \end{cases} \quad (19)$$

将式(19)代入式(18),并通过三角函数二倍角公式和半角公式,化简式(18),得:

$$\begin{aligned} \tan \left( \theta_{dl} + \frac{\pi}{2} \right) &\approx \theta_{dl} + \frac{\pi}{2} [\text{mod}(\pi)] \\ &= -\frac{L_q}{L_d} \tan \frac{\omega_e T}{2} \approx -\frac{L_q}{L_d} \frac{\omega_e T}{2} \end{aligned} \quad (20)$$

因此,可得:

$$\theta_{dl} \approx \begin{cases} -\frac{L_q}{L_d} \frac{\omega_e T}{2} - \frac{\pi}{2} & \omega_e > 0 \\ -\frac{L_q}{L_d} \frac{\omega_e T}{2} + \frac{\pi}{2} & \omega_e < 0 \end{cases} \quad (21)$$

图1中,定子电流矢量 $\mathbf{I}$ 在静止坐标系中的角度为

$$\theta_l = \arctan(i_\beta / i_\alpha) \quad (22)$$

因此,转子位置辨识值 $\hat{\theta}$ 为

$$\hat{\theta} = \theta_l - \theta_{dl} \quad (23)$$

## 2 零电压矢量双脉冲法

如式(15)所示,仅采用单个零电压矢量脉冲时,转速的估算精度受电机 $q$ 轴电感和转子磁链准确性的影响。并且,应用零电压矢量单脉冲法无法识别电机的转向。

为弥补零电压矢量单脉冲法的不足,零电压矢量双脉冲法采用两个零电压矢量脉冲估算转速,零电压矢量双脉冲法电流相量图和电流响应图分别如图3、图4所示。设零电压矢量作用时间分别为 $T_1$ 和 $T_2$ ,且 $T_1 = T_2$ 。记零电压矢量间隔为 $T_{12}$ ,在 $T_{12}$ 时间段内,首个零电压矢量脉冲的电流响应 $\mathbf{I}_1$ 衰减至零,从而避免影响后一个零电压矢量脉冲。

图3中, $\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2$ 分别为首个和第2个零电压矢量脉冲的电流响应; $\theta_{dl1}, \theta_{dl2}$ 分别为定子电流矢量 $\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2$ 在 $d-q$ 旋转坐标系中的近似转子位置角; $\theta_{l1}, \theta_{l2}$ 分别为定子电流矢量 $\mathbf{I}_1, \mathbf{I}_2$ 在静止坐标系中的

角度; $\omega_e$ 为电角速度。图4中, $|I_1|$ 为首个零电压矢量脉冲的电流响应幅值; $|I_2|$ 为第2个零电压矢量脉冲的电流响应幅值。

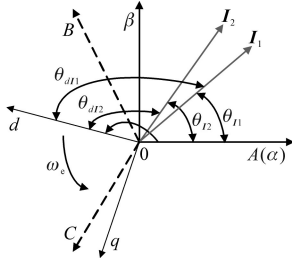


图3 零电压矢量双脉冲法电流相量图  
Fig.3 Zero voltage vector double pulse method current phase diagram

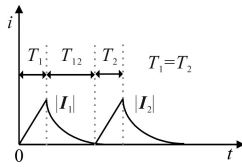


图4 零电压矢量双脉冲法电流响应波形  
Fig.4 Zero voltage vector double pulse method current response waveform

### 2.1 转子速度辨识

零电压矢量双脉冲法可等效为两个零电压矢量单脉冲法的组合,转速可通过电流矢量的角度信息进行估算。如图3所示,零电压矢量脉冲的短路响应电流矢量在静止坐标系中的位置角分别为 $\theta_{n1}$ 和 $\theta_{n2}$ ,且有:

$$\theta_{n1} = \arctan(i_{\beta 1}/i_{\alpha 1}) \quad (24)$$

$$\theta_{n2} = \arctan(i_{\beta 2}/i_{\alpha 2}) \quad (25)$$

式中: $i_{\alpha 1}, i_{\beta 1}$ 分别为 $I_1$ 在静止坐标系下的 $\alpha, \beta$ 轴电流; $i_{\alpha 2}, i_{\beta 2}$ 分别为 $I_2$ 在静止坐标系下的 $\alpha, \beta$ 轴电流。

转子角速度估算值 $\hat{\omega}_e$ 为

$$\hat{\omega}_e = \frac{\theta_{n2} - \theta_{n1}}{T_{12} + T_2} \quad (26)$$

式(26)既可辨识转速大小,又可判别电机旋转方向。然而,因电机旋转的周期性,在 $T_{12} + T_2$ 的检测周期内,转子旋转的电角度须在范围 $(-\pi, \pi)$ 以内,否则将无法判别旋转方向,即

$$\omega_{\max}(T_{12} + T_2) < \pi \quad (27)$$

式中: $\omega_{\max}$ 为电机可能存在的最高电角速度。因此,零电压矢量双脉冲法中两个脉冲的间隔时间 $T_{12}$ 需要满足:

$$\tau_{n1 \rightarrow 0} \leq T_{12} < \frac{\pi}{\omega_{\max}} - T_2 \quad (28)$$

式中: $\tau_{n1 \rightarrow 0}$ 为首个零电压矢量短路脉冲的电流响

应衰减至零的时间。

### 2.2 转子位置辨识

与式(16)类似,定子电流矢量在 $d-q$ 旋转坐标系中的近似位置角 $\theta_{d12}$ 为

$$\theta_{d12} = \arctan \left\{ \frac{L_d \sin(\omega_e T_2)}{L_q [1 - \cos(\omega_e T_2)]} \right\} \quad (29)$$

因此,转子位置的观测值 $\hat{\theta}$ 为

$$\hat{\theta} = \theta_{n2} - \theta_{d12} \quad (30)$$

零电压矢量双脉冲法通过电流矢量的角度来估算电机角速度,并通过估算的角速度求出转子位置,如式(29)所示。相比于零电压矢量单脉冲法,双脉冲法具有更好的频率和位置辨识精度。

## 3 零电压矢量复合脉冲法

在本文中,我们提出了一种新的初始转子频率与位置估计方法——零电压矢量复合脉冲法,可以在低速区和高速区均能获得准确的转子初始位置和频率。零电压矢量复合脉冲法的流程图如图5所示,该方法具体执行过程如下:

1)将三相逆变器所有下桥臂同时短路一个控制周期 $T_{sc}$ ,根据响应电流幅值 $I_{dl}$ ,同比得出设定响应电流 $I_{ref}$ 对应的零电压矢量法短路脉冲时间 $T_1$ 。

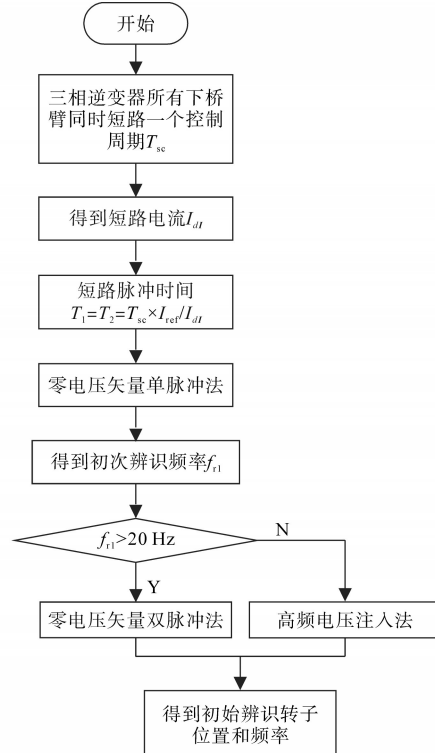


图5 零电压矢量复合脉冲法的流程图

Fig.5 Flow chart of zero voltage vector composite pulse method



2)采用零电压矢量单脉冲法,根据短路响应电流可以获取电机初次转子频率。

3)根据初次辨识频率 $f_{r1}$ ,判断接下来使用哪种方法获得准确的辨识转子位置和转速,当初次辨识频率 $f_{r1}$ 低于20 Hz(可以根据高频电压注入法的辨识误差修改该频率)时,使用高频注入法(本文不再详述,具体可参考文献[8]),获取初始辨识转子位置和频率。否则,采用零电压矢量双脉冲法,获取初始辨识转子位置和频率。

## 4 Matlab/Simulink 仿真与试验结果

### 4.1 Matlab/Simulink 仿真实验结果

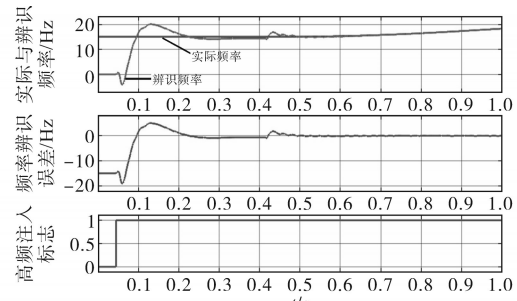
为验证零电压矢量复合脉冲法在惰行状态下的转子初始位置和频率辨识是否准确,在 Matlab/Simulink 仿真环境下,根据标准地铁永磁项目的主电路参数和永磁同步电机参数,搭建仿真模型进行测试。仿真用的牵引逆变系统主电路参数为:额定容量1 200 kV·A,输出频率范围0~273 Hz,输出电压AC 0~1 287 V,最大输出电流1 280 A,额定输入电压1 500 V,总效率>95%。永磁同步电机参数为:额定电压975 V,额定频率126 Hz,功率因数0.88,额定电流178 A,极对数4,额定效率96%,定子电阻0.037 8  $\Omega$ , $L_d=1.67$  mH, $L_q=4.02$  mH,磁链0.71 Wb。

采用零电压矢量复合脉冲法,分别在15 Hz,130 Hz和180 Hz惰行频率下进行启动,仿真结果如图6~图8所示。

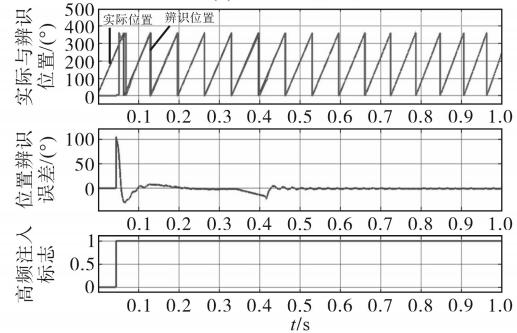
图6为惰行频率15 Hz重投的转子频率与位置辨识结果。由图可知,启动经过大约0.04 s后,高频注入标志置1,高频注入法开始执行,在0.6 s时,辨识转子频率与位置跟随上实际值。转子频率辨识误差小于0.2 Hz,转子位置辨识误差小于2°。

图7为惰行频率130 Hz重投的转子频率与位置辨识结果。从图7可以看出,启动经过大约0.08 s后,转子频率与位置初始辨识完成,辨识完成标志置1,辨识转子频率与位置跟随上实际值,此时频率辨识误差为0.2 Hz左右,转子位置辨识误差为2°左右。

图8为惰行频率180 Hz重投的转子频率与位置辨识结果。从图8可以看出,启动经过大约0.08 s后,转子频率与位置初始辨识完成,辨识完成标志置1,辨识转子频率与位置跟随上实际值,此时频率辨识误差小于0.2 Hz,转子位置辨识误差为2°左右。



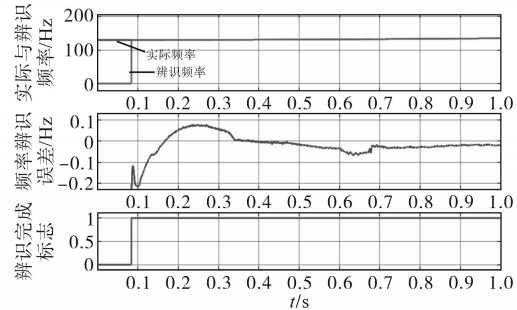
(a)转子频率辨识波形



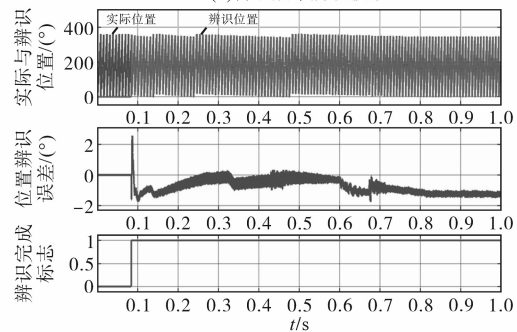
(b)转子位置辨识波形

图6 频率为15 Hz时的重投仿真波形

Fig.6 Rejection simulation waveforms at a frequency of 15 Hz



(a)转子频率辨识波形



(b)转子位置辨识波形

图7 频率为130 Hz时的重投仿真波形

Fig.7 Rejection simulation waveforms at a frequency of 130 Hz

### 4.2 组合试验结果

为验证零电压矢量复合脉冲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9为试验所用的标准地铁永磁牵引变流器及试验电机。

采用零电压矢量复合脉冲法,分别在15 Hz,130 Hz和180 Hz惰行速度下进行启动测试,试验

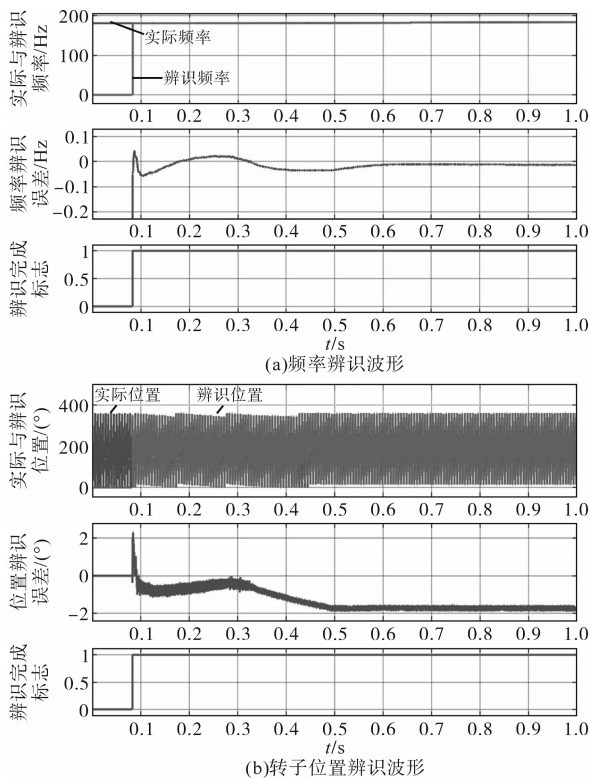


图8 频率为180 Hz时的重投仿真波形

Fig.8 Reprojection simulation waveforms at a frequency of 180 Hz



图9 牵引逆变器及试验用永磁同步电机

Fig.9 Traction inverter and PMSM for test

结果如图10~图12所示。试验结果通过光DA输出至DL850录波仪显示,光DA的采样频率为200 Hz,无法准确输出实际和辨识转子位置,因此未在结果中显示。

图10为惰行频率15 Hz重投的转子频率与位置辨识结果,从上到下依次为转子频率辨识误差(FrErr)、转子位置辨识误差(ThetaErr)、实际和辨识转子位置(Fr和EstFr)。由图可知,采用高频注入法,经过1 s左右,转子频率辨识误差小于0.5 Hz,转子位置辨识误差小于4°。

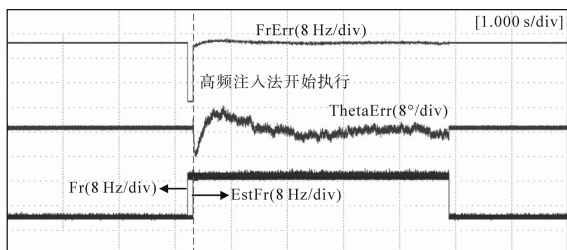


图10 频率为15 Hz时的重投试验波形

Fig.10 Reprojection test waveforms at a frequency of 15 Hz

图11所示为惰行频率130 Hz重投的转子频率与转子位置辨识结果。由图可知,转子频率与位置初始辨识完成时,频率辨识误差小于0.3 Hz,转子位置辨识误差小于5°。

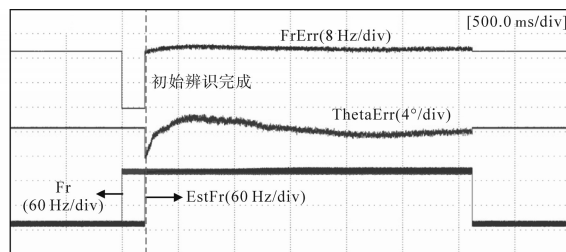


图11 频率为130 Hz时的重投试验波形

Fig.11 Reprojection test waveforms at a frequency of 130 Hz

图12所示为惰行频率180 Hz重投的转子频率与转子位置辨识结果。由图可知,转子频率与位置初始辨识完成时,频率辨识误差小于0.6 Hz,转子位置辨识误差小于5°。

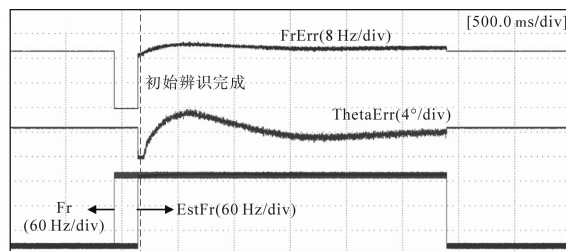


图12 频率为180 Hz时的重投试验波形

Fig.12 Reprojection test waveforms at a frequency of 180 Hz

试验过程中,转子频率误差超过2 Hz、转子位置误差超过10°时,输出转矩与指令转矩之间会出现较大偏差,认为启动失败。

## 5 结论

在详细研究了零电压矢量单脉冲法和双脉冲法的基础上,本文提出了一种零电压矢量脉冲法短路时间的选取方法和零电压矢量复合脉冲法,确保在不同惰行转速下,PMSM均能获得准确的初始辨识转子位置和频率。通过Matlab/Simulink仿真及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,结果表明:处于不同转速下的PMSM,均可以稳定地重新启动,启动时的频率辨识误差小于0.6 Hz,转子位置辨识误差小于5°。

### 参考文献

[1] 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.

(下转第73页)

