DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.007

低开关频率下基于高频方波电压注入法的永磁同步电机无位置传感器控制策略

董士帆[1]，蒋　威[2,3]，王晓帆[2,3]，邱腾飞[2,3]，周明磊[1]，王琛琛[1]
（1.北京交通大学，电气工程学院，北京 100044；
2.中国铁道科学研究院集团有限公司 机车车辆研究所，北京 100081；
3.北京纵横机电科技有限公司，北京 100094）

摘　要：文章提出了一种永磁同步电机低开关频率下利用注入的高频方波电压在低速工况下估计转子位置的方法。通过注入电压产生的q轴电流变化量获得估算转子位置误差的结论，设计龙贝格状态观测器利用q轴电流变化量估算转子位置，并给出了一种简单的龙贝格状态观测器零极点的设计方法。试验结果表明，文章所提的无位置传感器控制策略在低开关频率下估算转速与转子位置能准确跟踪真实值。

关键词：永磁同步电机；无位置传感器控制；低开关频率；高频方波电压注入；龙贝格状态观测器

中图分类号：TM351　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X（2024）02-0059-07

0　引言

永磁同步电机维护成本低、体积小、造价低，被越来越多应用于白色家电、船舶推进、轨道交通等领域[1]。在通常情况下，通过检测转子位置角实现磁场定向来完成永磁同步电机的高性能控制。传统方法多采用位置传感器确定转子位置，不仅增加成本，而且降低了可靠性，无位置传感器控制成为解决此问题的有效手段[2]。

中高速范围的无位置传感器控制主要基于永磁同步电机（Permanent Magnet Synchronous Machine，PMSM）的基波模型，利用电机反电势或磁链估算转子位置[3-6]。但在低速范围内电机反电势随转速降低而减小，造成用来计算转子位置的信号的信噪比降低，因此转子位置估算精度随之降低；当转速进一步降至零时，此类方法彻底失效[7]。因此，在零低速范围内，多采用基于电机凸极模型的高频电压注入法估算转子位置，其方法包括高频旋转电压注入、高频脉振电压注入和高频方波电压注入[8-10]。其中，前2种方法注入正弦信号，为使注入电压不失真，注入电压的频率受限于逆变器开关频率而不能太高[11]。在轨道交通应用中，由于电压等级和功率等级较高，为降低牵引传动系统的开关损耗，逆变器开关频率很低，通常只有几百赫兹，因此这2种方法的注入电压频率更低。另一方面，为保证转子位置估算精度，基于凸极模型的方法中电机运行频率需远小于注入频率[12]，因此在低开关频率限制下上述2种方法的适用范围十分有限。此外，上述2种方法均属于正弦波电压注入，对其响应电流的提取与解调过程均需要利用滤波器，滤波器的使用不仅造成相位误差，而且会降低系统的动态性能[13]；另一方面，高频旋转电压注入法会在q轴响应出高频电流分量，带来转矩脉动[14]。

相比于高频旋转电压注入法和高频脉振电压注入法，高频方波电压注入法有更高的注入频率，因此低速的条件下具有更好的转子位置跟踪性能[15]，而且高频方波电压注入法可避免使用滤波器，能有效提高位置估算精度和系统动态性能[16]。因此，高频方波电压

基金项目：中国铁道科学研究院集团有限公司基金项目（2022YJ050）；台达电力电子科教发展计划（DREG2022007）
通信作者：董士帆，男，博士研究生，主要从事永磁牵引电机控制方面的研究；E-mail: 20117027@bjtu.edu.cn
引用格式：董士帆, 蒋威, 王晓帆, 等. 低开关频率下基于高频方波电压注入法的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 机车电传动, 2024(2): 59-65.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.007.
Citation：DONG Shifan, JIANG Wei, WANG Xiaofan, et al. A sensorless control strategy for PMSM based on high frequency square wave voltage injection at low switching frequency[J]. Electric drive for locomotives,2024(2): 59-65.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.007.

注入法更适用于低开关频率下的无位置传感器控制。高频方波电压注入法能有效观测转子位置，但其精度受交叉饱和、逆变器非线性和系统采样延时等因素影响[17-18]。

本文提出一种适用于低开关频率的高频方波电压注入法，实现PMSM的无位置传感器控制，利用注入高频方波电压的q轴响应电流变化量设计龙贝格状态观测器（Luenberger state observer）估算转子位置，并搭建试验平台对所提方法进行验证。

1 高频方波电压注入法基本原理

PMSM在同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_f \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q分别为d轴和q轴电压；L_d、L_q分别为d轴和q轴电感；i_d、i_q分别为d轴和q轴电流；R_s为定子电阻；ψ_f为永磁体磁链；ω_r为转子电角频率；p为微分运算符。

当PMSM运行速度较低时，可忽略基波反电势。同时，注入高频电压后高频感抗远大于定子电阻，可忽略定子电阻压降。因此，两相同步旋转坐标系下的高频电压方程可简化为

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

式中：下标“h”表示相应变量的高频分量。

高频方波电压注入法注入的电压可表示为：

$$\left.\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_h \\ 0 \end{bmatrix}, \quad 0 \leqslant t < 0.5T \\ \begin{bmatrix} u_{\hat{d}h} \\ u_{\hat{q}h} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -V_h \\ 0 \end{bmatrix}, \quad 0.5T \leqslant t \leqslant T \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中：$u_{\hat{d}h}$、$u_{\hat{q}h}$分别为估计的d轴、q轴注入的高频电压；V_h为注入方波电压的幅值；T为载波周期，也为注入高频方波电压的周期。

真实的dq坐标系与估计的dq坐标系如图1所示。

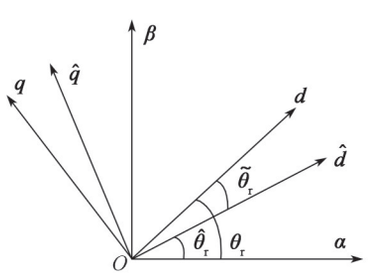


图1 真实的dq坐标系与估计的dq坐标系

Fig. 1 Actual dq coordinates versus estimated dq coordinates

将式(3)代入式(2)，可得到高频响应电流变化量为：

$$\left.\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{\hat{d}h} \\ \Delta i_{\hat{q}h} \end{bmatrix} &= \frac{\pm V_h T}{2\left(L_0^2 + L_1^2\right)} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos\left(2\tilde{\theta}_r\right) \\ -L_1 \sin\left(2\tilde{\theta}_r\right) \end{bmatrix} \\ L_0 &= \left(L_d + L_q\right)/2 \\ L_1 &= \left(L_d - L_q\right)/2 \\ \tilde{\theta}_r &= \theta_r - \hat{\theta}_r \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

式中：θ_r、$\hat{\theta}_r$分别为转子位置真实值和估计值。

利用式(4)中q轴响应电流的变化量可进行转子位置估算。

为省略解调过程中的滤波器，本文直接利用相邻3个采样时刻的电流计算高频电流的变化量，如图2所示，相邻3个采样时刻的电流如下所示：

$$\left.\begin{aligned} i_{\hat{d}}(k+1) &= i_{\hat{d}}(k) + \Delta i_{\hat{d}0} + \Delta i_{\hat{d}h} \\ i_{\hat{d}}(k+2) &= i_{\hat{d}}(k+1) + \Delta i_{\hat{d}0} - \Delta i_{\hat{d}h} \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

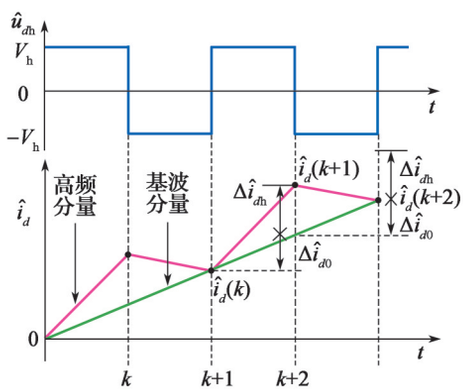


图2 注入方波电压后的响应电流示意图

Fig. 2 Schematic diagram of response current after injecting square wave voltage

根据式(5)可推导出d轴和q轴的高频电流变化量，如下所示：

$$\Delta i_{\hat{d}h} = 0.5\left[2i_{\hat{d}}(k+1) - i_{\hat{d}}(k) - i_{\hat{d}}(k+2)\right] \tag{6}$$

$$\Delta i_{\hat{q}h} = 0.5\left[2i_{\hat{q}}(k+1) - i_{\hat{q}}(k) - i_{\hat{q}}(k+2)\right] \tag{7}$$

2 基于龙贝格状态观测器的转子位置估算

由式(4)可知，q轴电流变化量中包含转子位置误差，因此可在提取此变化量后通过锁相环或观测器估算出转子位置，本文采取的观测器为龙贝格状态观测器。根据PMSM的运动方程，估算转速$\hat{\omega}_r$和负载转矩估计值$\hat{T}_L$的关系为

$$\dot{\hat{\omega}}_r = n_p\left(T_e^* - \hat{T}_L\right)/J \tag{8}$$

式中：T_e^*为转矩指令；$\hat{T}_L$为负载转矩；n_p为极对数；J为转动惯量。

在1个计算周期内可近似认为$\hat{T}_L$不变，选取转子位置、转速及负载转矩为状态变量，系统状态方程为

$$\begin{bmatrix}\dot{\hat{\theta}}_r\\ \dot{\hat{\omega}}_r\\ \dot{\hat{T}}_L\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&-\dfrac{n_p}{J}\\0&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{\theta}_r\\ \hat{\omega}_r\\ \hat{T}_L\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{n_p}{J}\\0\end{bmatrix}T_e^*+\begin{bmatrix}l_1\\ l_2\\ l_3\end{bmatrix}\tilde{\theta}_r \tag{9}$$

据此可得到用于转子位置观测的龙贝格状态观测器框图如图3所示。

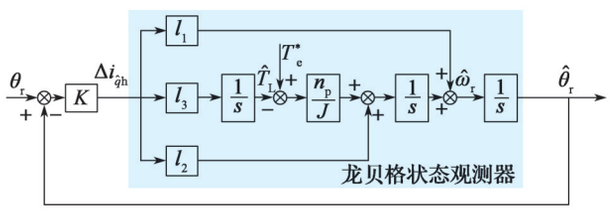


图3　龙贝格状态观测器框图

Fig. 3　Block diagram of Luenberger state observer

根据图3可推导出系统的闭环传递函数为

$$G_{cl}(s)=\frac{l_1s^2+l_2s+\dfrac{n_p}{J}l_3}{s^3+l_1s^2+l_2s+\dfrac{n_p}{J}l_3} \tag{10}$$

根据式(9)和式(10)，可得系统闭环传递函数的特征方程为

$$\left|\det\left(sI-(A-L'C)\right)\right|=s^3+l_1s^2+l_2s+\frac{n_p}{J}l_3 \tag{11}$$

为保证系统稳定，需保证系统闭环传递函数的极点均位于复频域的左半平面。一种简单的设计方法是将3个极点设置于复频域负实轴的同一点，假设3个极点均为a，则

$$(s-a)^3=s^3-3as^2+3a^2s-a^3 \tag{12}$$

将式(12)代入式(11)，可求出反馈增益矩阵系数为：

$$l_1=-3a,l_2=3a^2,l_3=-\frac{J}{n_p}a^3 \tag{13}$$

根据式(4)可将q轴电流变化量中转子位置误差重新表达为

$$\Delta i_{\hat{q}h}=\frac{\mp V_hTL_1}{2\left(L_0^2+L_1^2\right)}\sin\left(2\tilde{\theta}_r\right)=\frac{\mp V_hTL_1}{2\left(L_0^2+L_1^2\right)}\times$$
$$\sin 2\left(\theta_r-\hat{\theta}_r\right)\approx K\left(\theta_r-\hat{\theta}_r\right) \tag{14}$$

如图3所示，在实际应用中，直接将q轴电流变化量$\Delta i_{\hat{q}h}$作为龙贝格状态观测器的输入即可得到估算转子位置。

低开关频率下的高频方波电压注入法框图如图4所示。

3　试验结果

为验证所提出的无位置传感器控制策略的有效性，搭建3 kW永磁同步电机试验平台，负载由同轴连接的对拖异步电机提供，所用的PMSM参数如表1所示。利用旋转变压器获取实际转子位置，仅用来与观测值对比。采用TM320F28335作为主控器件，逆变器开关

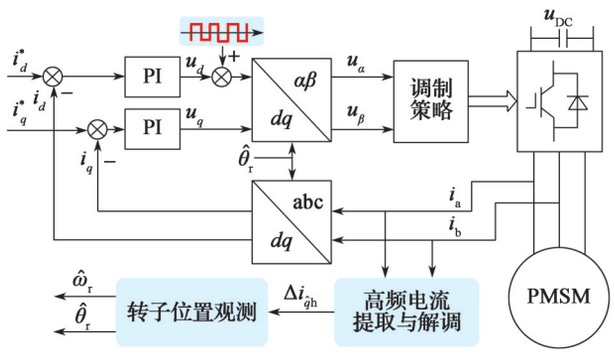


图4　低开关频率下的高频方波电压注入框图

Fig. 4　Block diagram of HF square wave voltage injection at low switching frequency

频率为300 Hz，控制频率为5 kHz，逆变器直流母线电压为540 V。采用增减计数模式，因此注入的方波电压频率为300 Hz，选取注入幅值为10 V。如图4所示，通过向电流调节器输出的电压指令上叠加方波电压，以此实现方波电压的注入。

表1　永磁同步电机参数

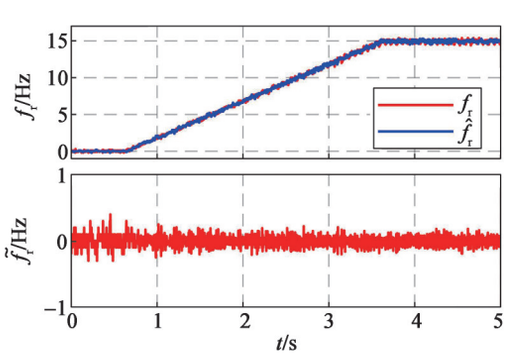
Table 1　Parameters of PMSM

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	30	d轴电感/mH	25
额定电压/V	380	q轴电感/mH	80.5
额定电流/A	5	定子电阻/Ω	2.85
额定转速/(r·min^{-1})	750	永磁体磁链/Wb	0.876 5
极对数	4		

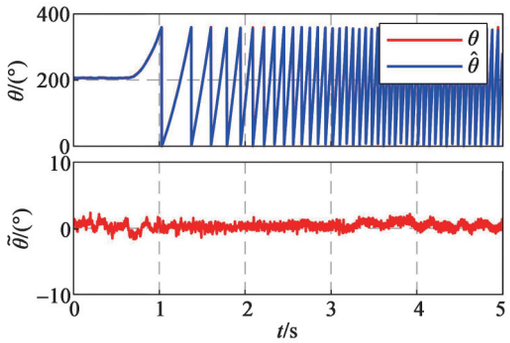
电机空载从零速启动，加速至f_r=15 Hz时的试验结果如图5所示。由图5(a)可知，当电机从零速启动的过程中，估算转速可以保证对真实转速的有效跟踪；由图5(b)可知，估算转子位置的稳态误差为0，最大波动值不超过5 °。

作为对比，传统高频脉振电压注入法从零速启动加速至10 Hz的试验结果如图6所示。对比图5(a)和图6(a)可知，高频脉振电压注入法的估算转速相对于本文所提的算法波动较大。此外，由图6(b)可知，高频脉振电压注入法的估算转子位置波动也更大。

电机空载下运行于f_r=5 Hz、f_r=15 Hz时的试验结果如图7和图8所示。由图7和图8可知，当电机稳定运



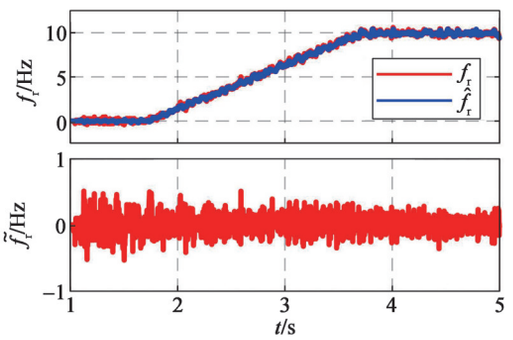
(a) 估算转速及其误差



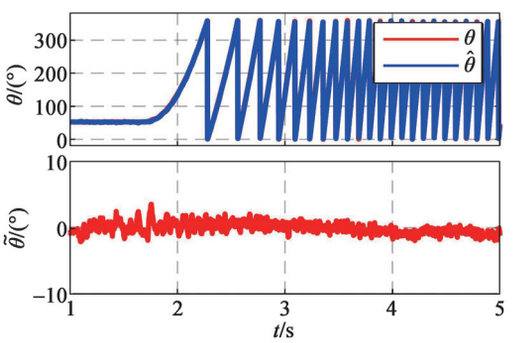
(b) 估算转子位置及其误差

图5　所提方法空载试验结果

Fig. 5　Experimental results under no-load using proposed method



(a) 估算转速及其误差



(b) 估算转子位置及其误差

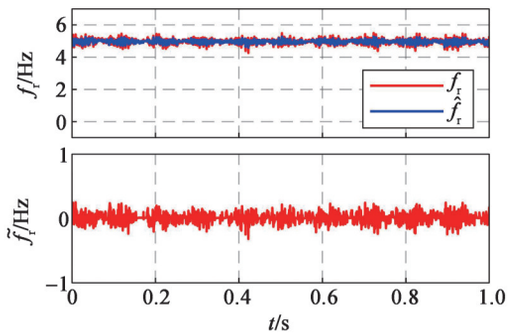
图6　传统高频脉振电压注入法空载试验结果

Fig. 6　Experimental results under no-load using conventional HF pulse voltage injection method

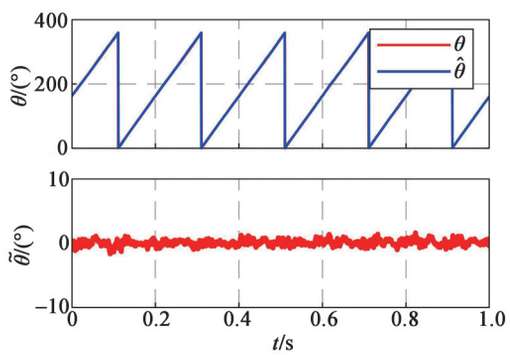
行于5 Hz和15 Hz时，估算转速与估算转子位置均能保证对真实值的准确跟踪，转子位置误差基本为0，这就验证了本文所提的低开关频率下无位置传感器控制策略的有效性。

图9给出了电机稳定运行于10 Hz时，转矩由0增加至30 N·m的试验结果。从图10可知，在加载过程中，估算转速与转子位置仍能保持对实际值的良好跟踪。

图10为电机由静止开始启动，以5 Hz/s加速至10 Hz，然后以30 N·m/s的速度加载至30 N·m的试验结果。图10(a)为全过程，图10(b)为10 Hz空载的局部放大图，图10(c)为10 Hz/30 N·m下的局部放大图。由图



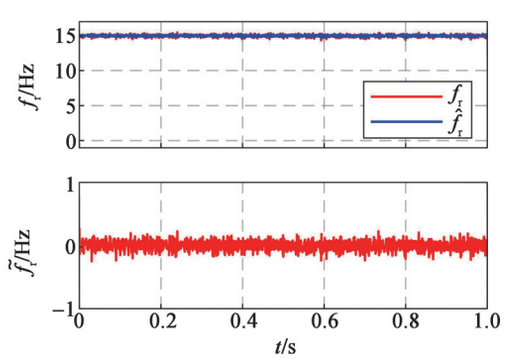
(a) 估算转速及其误差



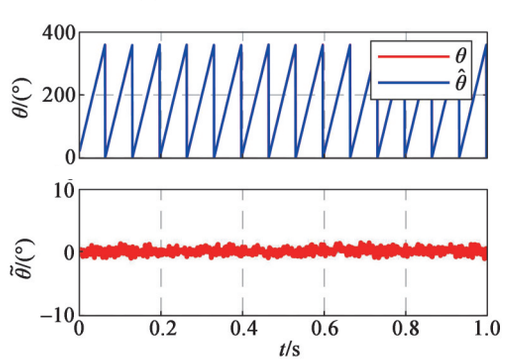
(b) 估算转子位置及其误差

图7　空载估算结果(f_r=5 Hz)

Fig. 7　Estimated result under no-load(f_r=5 Hz)



(a) 估算转速及其误差

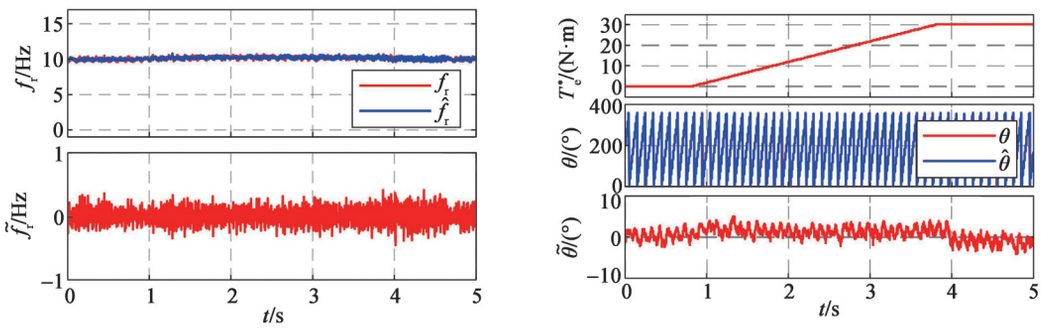


(b) 估算转子位置及其误差

图8　空载估算结果(f_r=15 Hz)

Fig. 8　Estimated result under no-load(f_r=15 Hz)

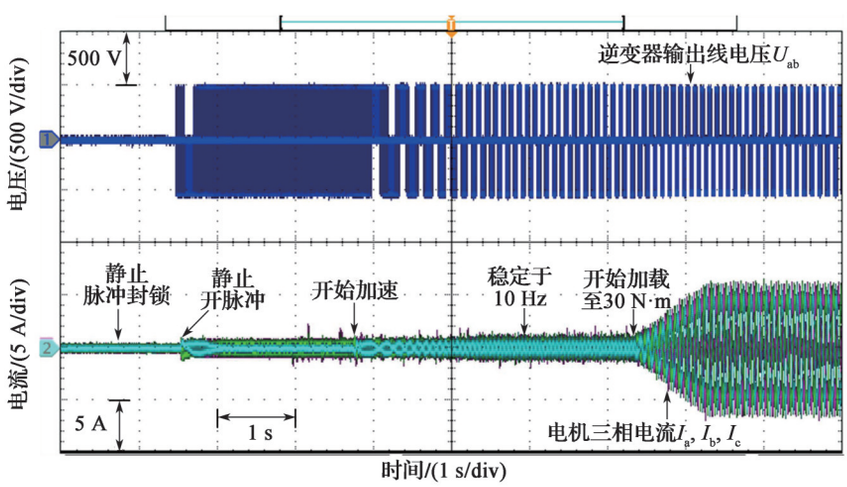
10可知，从静止启动、加速再到加载的过程中，三相电流波形均可保持稳定且对称。



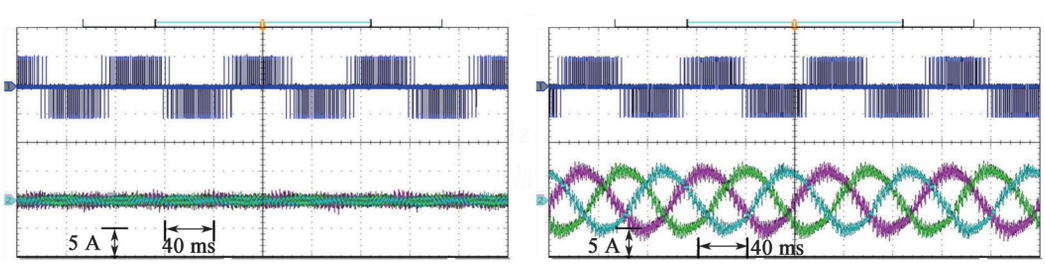
(a) 估算转速及其误差　　(b) 估算转子位置及其误差

图9　加载的估算结果(f_r=10 Hz)

Fig. 9　Estimated results under loading (f_r=10 Hz)



(a) 电机“静止–启动–加载”全过程的线电压及相电流波形



(b) 电机 10 Hz空载下的线电压和相电流波形　　(c) 电机 10 Hz/30 N·m 的线电压和相电流波形

图10　电机“静止–启动–加载”时的线电压和三相电流波形

Fig. 10　Waveform of line voltage and three-phase current of motor during "standstill-starting-loading"

4　结束语

本文基于高频方波电压注入法，提出一种可用于低开关频率的PMSM低速无位置传感器控制策略，分析了注入高频方波电压后高频响应电流变化量，得出q轴电流变化量中含有转子位置误差的结论，并根据q轴电流变化量设计了龙贝格状态观测器估算转子位置。试验结果表明，本文所提的无位置传感器控制策略在低开关频率下可保证对转速和转子位置的有效跟踪，并具有良好的动稳态性能。本文所提出的转子位置观测策略可为轨道交通牵引传动系统低开关频率下永磁同步电机无位置传感器控制策略提供参考。

参考文献：

[1] BI Guangdong, ZHANG Guoqiang, WANG Qiwei, et al. High-frequency injection angle self-adjustment based online position error suppression method for sensorless PMSM drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38 (2): 1412-1417.

[2] 张国强, 项润华, 王高林, 等. 基于静止轴系脉冲信号注入的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 中国电机工程学

报, 2021, 41(12): 4297-4305.
ZHANG Guoqiang, XIANG Runhua, WANG Gaolin, et al. Pulse signal injection in stationary reference frame for sensorless PMSM drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41 (12): 4297-4305.

[3] 杨淑英, 刘世园, 李浩源, 等. 永磁同步电机无位置传感器控制谐波抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39 (20): 6075-6084.
YANG Shuying, LIU Shiyuan, LI Haoyuan, et al. Research on harmonic suppression strategy of position sensorless control for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(20): 6075-6084.

[4] YAN Hao, WANG Wenjie, XU Yongxiang, et al. Position sensorless control for PMSM drives with single current sensor[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2023, 70 (1): 178-188.

[5] 吴春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊1): 172-181.
WU Chun, FU Zijun, SUN Mingxuan, et al. Sensorless control of PMSM in all speed range based on extended state observer for load toque compensation[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2020, 35(Suppl 1): 172-181.

[6] QUANG N K, HIEU N T, HA Q P. FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended Kalman filters[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2014, 61(12): 6574-6582.

[7] 杜思宸, 全力, 朱孝勇, 等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3038-3046.
DU Sichen, QUAN Li, ZHU Xiaoyong, et al. Fault-tolerant control of position sensor failure for PMSM at zero and low speed based on high frequency injection[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3038-3046.

[8] WU Ting, LUO Derong, WU Xuan, et al. Square-wave voltage injection based PMSM sensorless control considering time delay at low switching frequency[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2022, 69(6): 5525-5535.

[9] 刘计龙, 付康壮, 麦志勤, 等. 基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 749-758.
LIU Jilong, FU Kangzhuang, MAI Zhiqin, et al. Sensorless control strategy of improved HF pulsating voltage injection based on dual frequency notch filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 749-758.

[10] 邓国发, 王辉, 吴轩, 等. 一种可抑制逆变器非线性影响的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(24): 7381-7390.
DENG Guofa, WANG Hui, WU Xuan, et al. A sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor for suppressing nonlinear effects of inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(24): 7381-7390.

[11] XU P L, ZHU Z Q. Novel square-wave signal injection method using zero-sequence voltage for sensorless control of PMSM drives[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63(12): 7444-7454.

[12] LIU J M, ZHU Z Q. Sensorless control strategy by square-waveform high-frequency pulsating signal injection into stationary reference frame[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2014, 2(2): 171-180.

[13] LIN Zhichen, LI Xinmin, WANG Zhiqiang, et al. Minimization of additional high-frequency torque ripple for square-wave voltage injection IPMSM sensorless drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(12): 13345-13355.

[14] NI Ronggang, XU Dianguo, BLAABJERG F, et al. Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors[J]. IEEE transactions on power electronics, 2017, 32(7): 5425-5437.

[15] ZHANG Guoqiang, WANG Gaolin, YUAN Bihe, et al. Active disturbance rejection control strategy for signal injection-based sensorless IPMSM drives[J]. IEEE transactions on transportation electrification, 2018, 4(1): 330-339.

[16] WANG Gaolin, XIAO Dianxun, ZHANG Guoqiang, et al. Sensorless control scheme of IPMSMs using HF orthogonal square-wave voltage injection into a stationary reference frame[J]. IEEE transactions on power electronics, 2019, 34 (3): 2573-2584.

[17] 邵俊波, 王辉, 黄守道, 等. 一种表贴式永磁同步电机无位置传感器低速控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38 (5): 1534-1541.
SHAO Junbo, WANG Hui, HUANG Shoudao, et al. A position sensorless control strategy of surface-mounted permanent-magnet synchronous motors for low-speed operation [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1534-1541.

[18] 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 Wenzhen, LIU Jinglin, CHEN Shuangshuang. Permanent magnet synchronous motor rotor position detection method based on high-frequency square-wave signal injection[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2018, 33 (24): 5821-5829.

A sensorless control strategy for PMSM based on high frequency square wave voltage injection at low switching frequency

DONG Shifan[1], JIANG Wei[2,3], WANG Xiaofan[2,3], QIU Tengfei[2,3], ZHOU Minglei[1], WANG Chenchen[1]

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;
2. Locomotive & Car Research Institute, China Academy of Railway Sciences Corporation Limited, Beijing 100081, China;
3. Beijing Zongheng Electro-Mechanical Technology Co., Ltd., Beijing 100094, China)

Abstract: This paper presents an estimation method of rotor position at low speeds for permanent magnet synchronous motors (PMSM), using a high frequency (HF) square wave voltage injection technique at a low switching frequency. This method utilized variations in q-axis current resulting from the voltage injection to estimate rotor position errors. A Luenberger state observer was incorporated to estimate rotor position based on changes in q-axis current, along with a straightforward design principle provided for the zero and pole points of the Luenberger state observer. The experimental results show that the proposed sensorless control algorithm is effective in accurately tracking actual values in the rotor speed and position estimation at low switching frequency.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sensorless control; low switching frequency; high frequency (HF) square wave voltage injection; Luenberger state observer

收稿日期：2023-12-08；修回日期：2024-03-01