

双高频方波注入法双绕组永磁同步电机 无位置传感器控制

周奇勋¹, 马平安¹, 周勇², 贺虎成¹, 畅冲冲³

(1.西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054; 2.西北工业大学 航空学院, 陕西 西安 710072; 3.易事特集团股份有限公司, 广东 东莞 523808)

摘要:针对高频方波注入法零低速下永磁同步电机无位置传感器控制存在的高频转矩脉动问题,提出了一种基于双高频方波注入法的双绕组永磁同步电机无位置传感器控制策略。建立永磁同步电机高频数学模型,分析得到转矩脉动与注入信号的解析关系。对于同相位表贴式双绕组永磁同步电机,当第一套绕组注入高频方波时,依据2套绕组的位置关系,推导了第二套绕组应当注入方波信号的形式,使同一时刻产生的高频转矩脉动代数和为零,以消除高频转矩脉动。提取2套绕组高频信号中包含的转子位置估计误差,比较得到同一时刻误差最小值,并使用龙贝格观测器追踪转子位置角,提高了位置角估计精度。实验结果表明,该方法能够完全消除高频转矩脉动,位置角估计误差减小了60%。

关键词:双绕组永磁同步电机;双高频方波注入法;转矩脉动抑制;无位置传感器控制
中图分类号:TM351 **文献标志码:**A **文章编号:**1000-2758(2022)06-1352-08

双绕组永磁同步电机(dual-winding permanent magnet synchronous motor, DW-PMSM)相较于传统的三相永磁同步电机具有更高可靠性、更优异的容错性能,被广泛应用于航空航天、舰船、汽车等领域^[1-3]。DW-PMSM控制需要获取转子位置信息,采用机械式转子位置传感器不仅会增加成本,还会增加电机体积,限制了DW-PMSM的进一步应用^[4-6]。因此,无位置传感器控制技术一直是研究热点之一。

在DW-PMSM无位置传感器控制中,估计电机零低速运行状态下转子位置信息,常采用的方法为高频方波注入法^[7](high frequency square wave injection, HFSWI),该方法能够充分利用电机的凸极性追踪转子位置^[8-9],它不依赖于电机的参数信息,且位置估计效果好^[10]。但是,HFSWI会带来额外的高频转矩脉动,产生严重的高频噪声^[11-12]。文献[13]提出了一种采用二次电流差分的位置信号解

调法,并且为了抑制高频纹波,提出了一种基于二次差值法的滤波观测器,该方法有效减小了高频噪声,但是计算量加大,增加了处理器的负担。文献[3]针对DW-PMSM提出了一种零序电压的脉动载波信号注入的方法,通过2个注入的高频信号的相移抑制不良谐波,但是需要在2个中性点间放置一个电感,降低了系统的稳定性。文献[14]提出了基于锯齿载波的双随机SVPWM控制方法,显著降低了相电流噪声幅值,但必须保证开关序列在开关周期内是中心对称的。近几年随机信号注入法^[15]被提出,用于降低高频噪声,该方法基于随机脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)^[16-17]思想。文献[18]在五相电机控制系统中提出了随机零矢量-变延时双随机SVPWM方法,降低了高频谐波的幅值,但是随机扩频调制研究仍处于起步阶段。

针对零低速下DW-PMSM高频方波注入的无位

收稿日期:2022-03-17

基金项目:国家自然科学基金(52177056)资助

作者简介:周奇勋(1979—),西安科技大学副教授、博士,主要从事永磁电机系统优化设计与驱动控制技术研究。

通信作者:马平安(1997—),西安科技大学硕士研究生,主要从事永磁同步电机驱动与控制技术研究。

e-mail:20206029004@stu.xust.edu.cn

置传感器控制系统存在的高频转矩脉动问题,本文提出了一种双高频脉冲注入法(dual high frequency square wave injection, DHFSWI),即在 2 套绕组同时注入高频方波的方法。通过建立永磁同步电机的高频数学模型,得出了高频脉动的表达式,分析出高频脉动产生的原因。根据同相位 DW-PMSM 2 套绕组的空位置关系与同一时刻高频脉动代数和为零的原则,推导出第二套注入脉冲信号的形式。利用双绕组永磁同步电机拥有 2 套绕组的优势,提出了双绕组位置估计误差最小提取方法,以提高转子位置估计精度。仿真和实验结果表明,本文所提出的方法,可以消除转矩脉动,提高位置角估计精度,实现 DW-PMSM 无位置传感器控制。

1 高频转矩脉动分析

在 DW-PMSM 第一套绕组估计的 \hat{d} 中注入高频方波,如图 1 所示,注入高频方波为

$$\begin{cases} \hat{u}_{d1i} = (-1)^n V_{inj} \\ \hat{u}_{q1i} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: V_{inj} 为注入高频方波的幅值; n 为采样序号。

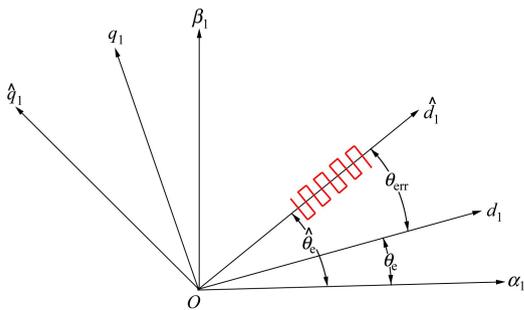


图 1 HFSWI 示意图

图 1 中, $O\alpha_1\beta_1$ 为第一套绕组的静止坐标系, Od_1q_1 为第一套绕组同步旋转坐标系, $O\hat{d}_1\hat{q}_1$ 为第一套绕组估计的同步旋转坐标系, θ_e 为实际转子位置角, $\hat{\theta}_e$ 为估计转子位置角, θ_{err} 为位置角误差。

对于第一套绕组,忽略 2 套绕组之间耦合的情况下, $\hat{\psi}_{d1i} = \hat{L}_d i_{d1i} + \psi_f$, $\hat{\psi}_{q1i} = \hat{L}_q i_{q1i}$, 电机高频数学模型可写为

$$\hat{u}_{dq1i} = \hat{L}_{dq} \frac{di_{dq1i}}{dt} \quad (2)$$

式中

$$\hat{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_{err} & L_1 \sin 2\theta_{err} \\ -L_1 \sin 2\theta_{err} & L_0 - L_1 \cos 2\theta_{err} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: 均值电感 $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$; 差值电感 $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$;

位置角误差 $\theta_{err} = \hat{\theta}_e - \theta_e$ 。

(2) 式可转换为

$$\frac{di_{dq1i}}{dt} = \hat{L}_{dq}^{-1} \hat{u}_{dq1i} \quad (4)$$

将(1)式代入(4)式可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1i} \\ i_{q1i} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^n V_{inj}}{L_0^2 - L_1^2} \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_{err} \\ -L_1 \sin 2\theta_{err} \end{bmatrix} \quad (5)$$

将(5)式进行离散化之后得

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{d1i} \\ \Delta i_{q1i} \end{bmatrix} = \frac{(-1)^n V_{inj}}{L_0^2 - L_1^2} T_{PWM} \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_{err} \\ -L_1 \sin 2\theta_{err} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: T_{PWM} 为 PWM 的周期。

由(6)式可以得

$$\Delta i_{q1i} = \frac{(-1)^n V_{inj}}{L_0^2 - L_1^2} T_{PWM} (-L_1 \sin 2\theta_{err}) \quad (7)$$

针对表贴式 DW-PMSM,采用 $i_d = 0$ 控制算法, DW-PMSM 转矩公式^[2]可以简化为

$$T_e = 1.5p_n (i_{q1} \psi_{d1} + i_{q2} \psi_{d2}) \quad (8)$$

由(7)式和(8)式得到由高频方波注入引起的转矩脉动 ΔT_e 为

$$\Delta T_e = 1.5p_n \frac{(-1)^n V_{inj}}{L_0^2 - L_1^2} T_{PWM} (-L_1 \sin 2\theta_{err}) \psi_{d1} \quad (9)$$

由(9)式知 ΔT_e 不仅与注入的高频方波信号幅值有关,还与 θ_{err} 有关。故不仅可以减小高频方波的幅值还可以减小转子位置角估计误差以减小 ΔT_e 。

2 DHFSWI 无位置传感器控制系统

基于 DHFSWI 的 DW-PMSM 无位置传感器控制系统原理框图如图 2 所示。DW-PMSM 的 2 套绕组分别做闭环控制,其中无位置控制传感器最重要的部分为:高频信号注入、高频与基频信号分离、观测器。在第一套绕组的估计 d 轴注入高频方波 V_{inj1} , 第二套绕组的估计 d 轴注入高频方波 V_{inj2} , 分别从 2 套绕组三相电流中分离出高频与基频信号,观测器通过观测高频信号得到估计的位置角。

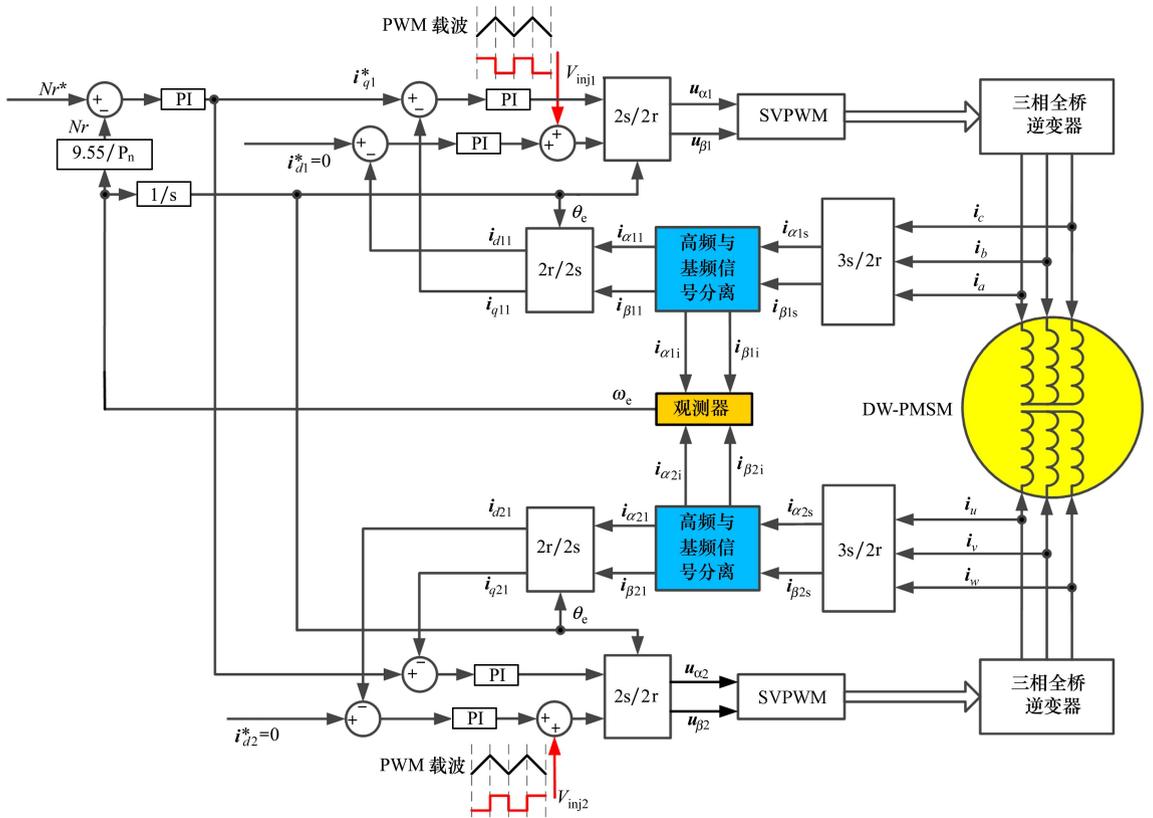


图 2 基于 DHFSWI 的 DW-PMSM 无位置传感器控制系统原理框图

2.1 DW-PMSM 双高频方波注入

同相位 DW-PMSM 2 套绕组之间的中性点隔离, 2 套绕组的 $O\alpha\beta$ 坐标关系以及 DHFSWI 注入的位置如图 3 所示。

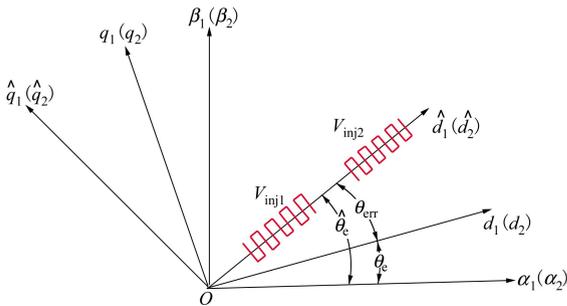


图 3 DHFSWI 示意图

图 3 中, $O\alpha_2\beta_2$ 为第二套绕组的静止坐标系, $O\hat{d}_2\hat{q}_2$ 为第二套绕组旋转坐标系, $O\hat{d}_2\hat{q}_2$ 为第二套绕组估计的两相旋转坐标系。

从图 3 中可以得到 $[i_{d2} \ i_{q2}]^T$ 与 $[i_{d1} \ i_{q1}]^T$ 的关系为

$$\begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \tag{10}$$

假设第二套绕组注入的高频方波脉冲为

$$\begin{cases} \hat{u}_{d2i} = \hat{u}_{d1i} \cdot k \\ \hat{u}_{q2i} = 0 \end{cases} \tag{11}$$

由(8)式知, 令 $T_e = 0$, 采用 $i_d = 0$ 得到 Δi_{q2i} 与 Δi_{q1i} 的关系为

$$\Delta i_{q2i} = -k \frac{(-1)^n V_{inj} T_{PWM}}{L_0^2 - L_1^2} (-L_1 \sin 2\theta_{err}) = -k \Delta i_{q1i} \tag{12}$$

根据(10)式与(12)式得到

$$k = -1 \tag{13}$$

因此第二套绕组注入的高频电压信号为

$$\begin{cases} \hat{u}_{d2i} = \hat{u}_{d1i} \cdot (-1) \\ \hat{u}_{q2i} = 0 \end{cases} \tag{14}$$

故在第一套绕组注入高频方波如(1)式, 在第二套绕组注入脉冲信号如(14)式时, DW-PMSM 产生的高频转矩脉动为零。

2.2 位置观测器的原理与设计

位置观测器是整个 DW-PMSM 无位置传感器控

制系统的核心部分,该部分需提取高频电流以及通过高频电流信号提取转子位置信息。

以第一套绕组为例,在某一采样时刻,电流响应为(15)式,可以使用电流差分的方法提取出含有位置信息的高频电流

$$\Delta i_{\alpha\beta 1s} = \Delta i_{\alpha\beta 1i} + \Delta i_{\alpha\beta 1l} \quad (15)$$

式中: $\Delta i_{\alpha\beta 1s}$ 为第一套绕组某一时刻的电流采样值; $\Delta i_{\alpha\beta 1l}$ 为第一套绕组该时刻电流的基频分量; $\Delta i_{\alpha\beta 1i}$ 为第一套绕组该时刻电流的高频分量。

2 套绕组同时注入高频方波时,可以提取 2 套绕组的高频电流。提取完高频电流信号之后,从高频电流中分离位置角误差信号。传统的提取方法,只提取一套绕组的位置误差信息,但是误差信息有不确定性,难以避免提取出较大的位置误差信号,从而使估计的位置出现大的偏差和转矩的波动。

为了克服这一问题,本文提出双绕组位置误差最小提取方法,其原理如图 4 所示。

提取 2 套绕组的高频电流信号之后分别提取 2 套绕组的位置误差信号,再通过比较的方法,得到同一时刻最小的位置误差。通过该方法降低误差波动,提高位置角估计精度,同时尽可能少地增加系统计算量。

图 4 中, $i_{\alpha 1i}$ 与 $i_{\beta 1i}$ 为第一套绕组分离出来的高频信号, $i_{\alpha 2i}$ 与 $i_{\beta 2i}$ 为第二套绕组分离出来的高频信号; K_1, K_2 为标么化系数,且 $K_1 = L_d / (V_{inj} T_{PWM}), K_2 = L_d / (-1 \cdot V_{inj} T_{PWM}), i'_{\alpha 1i} = \cos\theta_{e1}, i'_{\beta 1i} = \sin\theta_{e1}, i'_{\alpha 2i} = \cos\theta_{e2}, i'_{\beta 2i} = \sin\theta_{e2}$, 其中 θ_{e1} 为第一套绕组中提取的位置角, θ_{e2} 为第二套绕组中提取的位置角。

由图 4 可得

$$\varepsilon_1 = i_{\beta 1i} \cos\hat{\theta}_e - i_{\alpha 1i} \sin\hat{\theta}_e \quad (16)$$

则

$$\varepsilon_1 = \sin\theta_{e1} \cdot \cos\hat{\theta}_e - \cos\theta_{e1} \cdot \sin\hat{\theta}_e = \sin(\theta_{e1} - \hat{\theta}_e) \quad (17)$$

当 θ_{e1} 与 $\hat{\theta}_e$ 无限接近时

$$\varepsilon_1 = \theta_{e1} - \hat{\theta}_e \quad (18)$$

同理得 $\varepsilon_2 = \theta_{e2} - \hat{\theta}_e$, 为了使系统更加稳定,估计的转子位置角应与实际的转子位置角最接近。所以估计的转子位置角与实际转子位置角误差最小,取 $\varepsilon = \min\{\varepsilon_1, \varepsilon_2\}$ 。

在得到转子位置角最小误差 ε 后,使用龙贝格观测器跟踪实际的电机转子位置,其原理框图如图 5 所示。

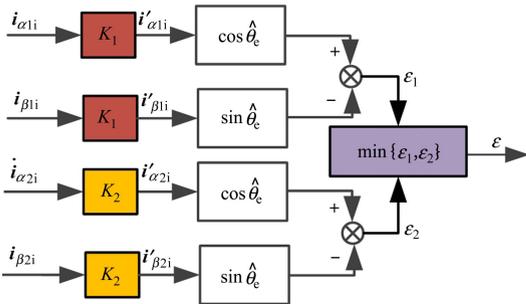


图 4 双绕组位置最小误差提取原理框图

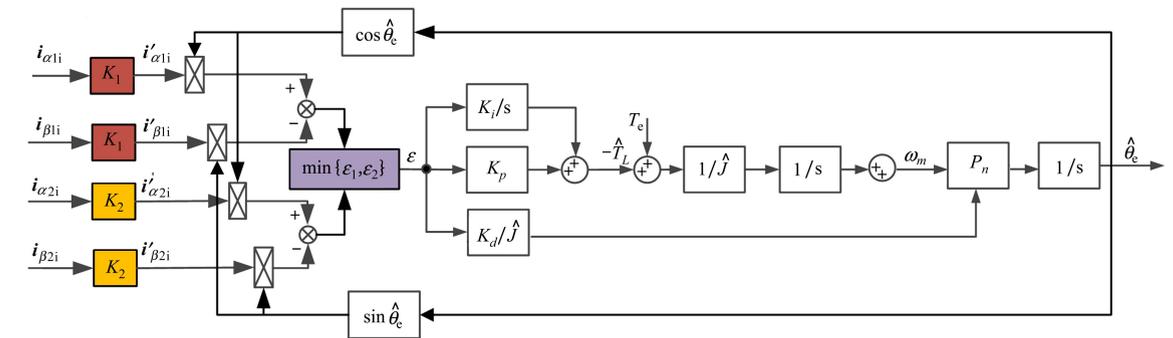


图 5 龙贝格观测器原理框图

3 仿真验证

无位置传感器控制系统仿真模型,以验证本文提出的方法。DW-PMSM 本体相关参数如表 1 所示。

在 MATLAB/Simulink 中搭建同相位 DW-PMSM

表1 DW-PMSM 本体模型参数

参数	值
额定电压/V	270
额定功率/kW	0.8
定子电阻/ Ω	2
定子交(直)轴电感/mH	10
定子交(直)轴自感/mH	8
转子磁链/Wb	0.210 5
极对数	4
额定转速/($r \cdot \text{min}^{-1}$)	2 500

为了验证 DHFSWI 能够消除高频转矩脉动,给定转速为 0 r/min,即只注入高频方波,注入信号的频率为 10 kHz,幅值为 40 V,系统仿真时间为 0.5 s,空载运行。图 6 为 0 r/min DW-PMSM 单套绕组注入高频方波时和 2 套绕组同时注入高频方波时的转矩波形。对比图 6a)与图 6b)可知,单套绕组注入高频方波时高频转矩的幅值为 $\pm 0.027 \text{ N} \cdot \text{m}$;2套绕组同时注入时高频转矩幅值几乎为 0 $\text{N} \cdot \text{m}$,高频转矩完全消除。由此可见,本文所提的双高频方波注入法是正确的。

给定转速为 60 r/min,负载为 1.5 $\text{N} \cdot \text{m}$,以验证零低速下双绕组位置误差最小提取方法的有效性。图 7 为 60 r/min DW-PMSM 单绕组注入高频方波时和 2 套绕组同时注入高频方波时的转子位置估计误差,其中图 7c)在 0.25 s 时刻由 HFSWI 切换为 DHFSWI。

对比图 7a)与图 7b)可知,单套绕组注入高频方波时,位置角估计误差最大值为 0.018 rad;2套绕组同时注入高频方波时的转子位置估计误差最大值为 0.002 rad,误差减小了 88.9%。由图 7c)可知,切换后的转子位置估计误差明显减小。这证明了双高频方波脉冲注入时,提取 2 套绕组的最小位置误差,利用最小误差追踪转子位置,可以提高位置角的估计精度。

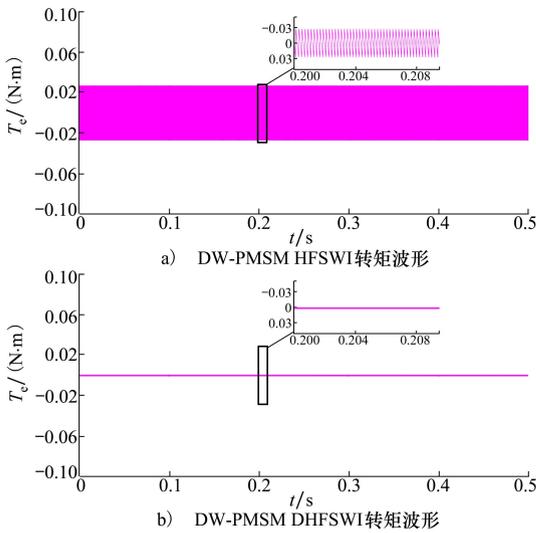


图6 0 r/min DW-PMSM 转矩波形

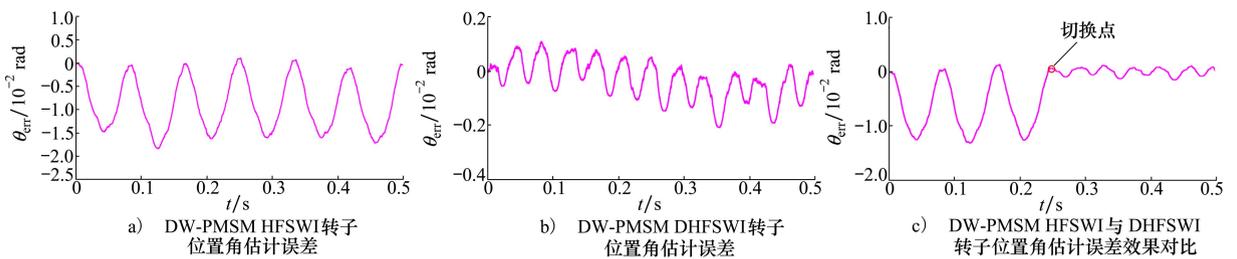


图7 60 r/min DW-PMSM 转子位置角估计误差

4 实验验证

为进一步验证本文提出方法的有效性与正确性,进行了 DW-PMSM 无位置传感器控制系统试验。控制器硬件平台控制核心使用 TMS320F28335 数字信号处理器,斩波频率为 10 kHz,注入信号的幅值与频率与仿真实验保持一致,实验平台如图 8 所示。DW-PMSM 本体参数如表 1 所示。

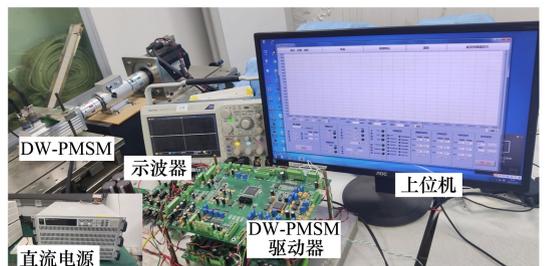


图8 实验平台

图9为给定转速0 r/min、负载为0时,DW-PMSM只注入高频信号的空载运行转矩实验结果,高频转矩由公式(8)计算得到。比较图9a)与图9b)可知,单绕组注入时的转矩幅值在 $\pm 0.03 \text{ N}\cdot\text{m}$ 范围内,双绕组注入时的转矩幅值接近于0 N·m,此结果说明了零低速下DW-PMSM无位置传感器控制,分别给2套绕组注入(1)式和(14)式的高频方

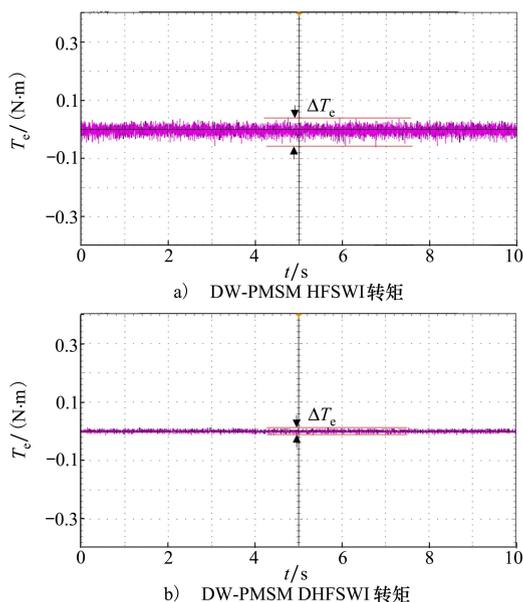


图9 0 r/min DW-PMSM 转矩实验结果

5 结论

本文研究了基于高频方波注入法的DW-PMSM无位置传感器控制存在的转矩脉动问题,分析了高频转矩脉动产生的原因,提出了一种双高频方波注入法。该方法利用DW-PMSM拥有2套绕组的特殊

波时,有效消除了电机的高频转矩脉动。

图10为转速60 r/min、负载为1.5 N·m,DW-PMSM转子估计位置角误差实验结果,对比图10a)和图10b)可知,单套绕组注入时的转子位置角估计误差最大值为0.01 rad;双绕组注入高频方波时转子位置角估计误差最大值为0.004 rad,误差降低了60%,系统稳定性显著改善。

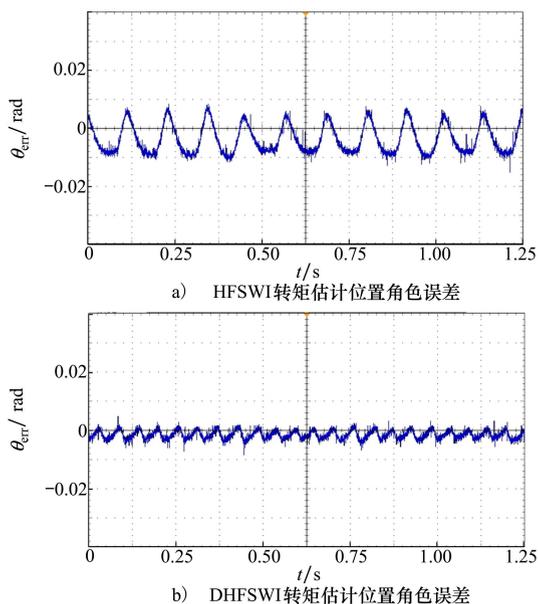


图10 60 r/min DW-PMSM 转子估计位置角误差实验结果

结构,在2套分别绕组注入高频方波信号,使同一时刻产生的高频转矩脉动相互抵消,故消除了高频转矩脉动。此外,设计出基于双高频脉冲注入的双绕组位置误差最小提取方法,提取2套绕组高频信号中的位置误差信息,比较得到同一时刻最小的位置误差,利用该最小误差追踪实际位置,在尽量减小计算量的同时,提高了转子位置估计精度。

参考文献:

- [1] LIU Senyi, LIU Chunhua. Virtual-vector-based robust predictive current control for dual three-phase PMSM[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 2048-2058
- [2] 黄林森, 赵文祥, 吉敬华, 等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 355-367
- [3] HANG Linsen, ZHAO Wenxiang, JI Jinghua, et al. Direct torque control for dual three-phase permanent-magnet machine with improved steady-state performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 355-367 (in Chinese)
- [4] ALMARHOON A H, ZHU Z Q, XU P. Improved pulsating signal injection using zero-sequence carrier voltage for sensorless control of dual three-phase PMSM[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2017, 32(2): 436-446
- [4] TRANCHO E, IBARRA E, ARIAS A, et al. Sensorless control strategy for light-duty EVs and efficiency loss evaluation of high

- frequency injection under standardized urban driving cycles[J]. *Applied Energy*, 2018, 224: 647-658
- [5] 宋文祥, 任航, 叶豪. 基于 MRAS 的双三相永磁同步电机无位置传感器控制研究[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(3): 1164-1174
- SONG Wenxiang, REN Hang, YE Hao. Position sensorless control of dual three phase permanent magnet synchronous motor based on MRAS[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(3): 1164-1174 (in Chinese)
- [6] 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): 3038-3047
- 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): 3038-3047 (in Chinese)
- [7] 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 Trans on Power Electronics*, 2017, 32(7): 5425-5437
- [8] LI Mengdi, HUANG Sheng, WU Xuan, et al. A virtual HF signal injection based maximum efficiency per ampere tracking control for IPMSM drive[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2020, 35(6): 6102-6113
- [9] LUO X, TANG Q, SHEN A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2016, 63(4): 2294-2303
- [10] 李浩源, 张兴, 杨淑英, 等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(12): 2653-2664
- LI Haoyuan, ZHANG Xing, YANG Shuying, et al. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(12): 2653-2664 (in Chinese)
- [11] HUANG Yingliang, XU Yongxiang, ZHANG Wentao, et al. Hybrid RPWM technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2019, 34(6): 5667-5674
- [12] DENG Wenzhe, ZUO Shuguang. Electromagnetic vibration and noise of the permanent-magnet synchronous motors for electric vehicles: an overview[J]. *IEEE Trans on Transportation Electrification*, 2019, 5(1): 59-70
- [13] 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): 4297-4306
- 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): 4297-4306(in Chinese)
- [14] 赵文祥, 李亮, 吉敬华, 等. 双三相 PMSM 锯齿载波双随机 SVPWM 策略[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(9): 3412-3422
- ZHAO Wenxiang, LI Liang, JI Jinghua, et al. Sawtooth carrier double random SVPWM strategy for dual three-phase PMSM[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(9): 3412-3422 (in Chinese)
- [15] XU Jiaqun, ZHANG Hongqiang. Random asymmetric carrier PWM method for PMSM vibration reduction[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 109411-109420
- [16] ZHANG Guoqiang, WANG Gaolin, WANG Huiying, et al. Pseudorandom-frequency sinusoidal injection based sensorless IPMSM drives with tolerance for system delays[J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 2019, 34(4): 3623-3632
- [17] WANG Gaolin, ZHOU Honglei, ZHAO Nannan, et al. Sensorless control of IPMSM drives using a pseudo-random phase-switching fixed-frequency signal injection scheme[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2018, 65(10): 7660-7671
- [18] BU Feifei, PU Tianyu, HUANG Wenxin, et al. Performance and evaluation of five-phase dual random SVPWM strategy with optimized probability density function[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2019, 66(5): 3323-3332

Dual high frequency square wave injection method for dual winding permanent magnet synchronous motor sensorless control

ZHOU Qixun¹, MA Ping'an¹, ZHOU Yong², HE Hucheng¹, CHANG Chongchong³

(1.School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;
2.School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
3.East Group Company Limited, Dongguan 523808, China)

Abstract: For the problem of high frequency torque pulsation in the zero-low-speed permanent magnet synchronous motor(PMSM) sensorless control by high frequency square wave injection method, a control strategy of dual-winding permanent magnet synchronous motor(DW-PMSM) sensorless based on dual high frequency square wave injection method is proposed. A high-frequency mathematical model of the PMSM is established, and the analytical relationship between torque pulsation and the injection signal is analyzed. For the same phase surface mounted DW-PMSM motor, when the first winding injects high-frequency square wave, the form of the square wave signal that the second winding should inject is derived based on the position relationship between the two windings, so that the algebraic sum of the high-frequency torque pulsation generated at the same moment is zero to eliminate the high-frequency torque pulsation. The rotor position estimation errors contained in the high-frequency signals of the two windings are extracted and compared to obtain the minimum value of the errors at the same moment, and the rotor position angle is tracked using a Luenberger Observer to improve the position angle estimation accuracy. Experimental results show that the control strategy can completely eliminate the high-frequency torque pulsation and reduce the position angle estimation error by 60%.

Keywords: dual winding permanent magnet synchronous motor; dual high frequency square wave injection; torque pulsation suppression; sensorless control

引用格式:周奇勋, 马平安, 周勇, 等. 双高频方波注入法双绕组永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 西北工业大学学报, 2022, 40(6): 1352-1359

ZHOU Qixun, MA Ping'an, ZHOU Yong, et al. Dual high frequency square wave injection method for dual winding permanent magnet synchronous motor sensorless control[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2022, 40(6): 1352-1359 (in Chinese)