

基于 DFT 的旋变软件解码非理想偏差标定方法

李晓杰

(威迪斯电机技术有限公司, 上海 201804)

摘要: 针对目前旋变软件解码中的采样包络面存在非理想偏差问题, 从理论推导了幅值偏差、直流偏差会对旋变软件解码的输出角度叠加一个 2 倍频波动, 正交偏差会叠加一个同频波动。提出了基于离散傅里叶变换(DFT)的矫正方法, 利用该方法实现了幅值偏差、直流偏差和正交偏差的提取, 并对这 3 种偏差设计了相应的矫正环节。同时又推导了存在转速误差条件下使用 DFT 方法提取到的幅值偏差、直流偏差存在一个和旋变包络面初始相位相关的波动误差, 并通过取一段时间内波动平均值的方法解决了该误差对提取结果的影响。最后通过仿真试验验证了推导的正确性, 搭建了拖台架并进行旋变标定试验, 对比标定前后数据, 表明偏差矫正后的锁相环输出的角度线性度更好, 转速波动更小, 相应的 dq 轴电流的指定阶次波动也更小。

关键词: 旋转变压器; 软件解码; 离散傅里叶变换; 非理想偏差

中图分类号: TM383.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)05-0097-08

doi: 10.12177/emca.2023.034

DFT-Based Non-Ideal Deviation Calibration Method for Resolver Software Decoding

LI Xiaojie

(WDS Motor Technology Co., Ltd., Shanghai 201804, China)

Abstract: Aiming at the problem of non-ideal deviation on sampling envelope surface in current resolver software decoding, the current mainstream error correction methods are analyzed and divided into three categories: input correction, phase locked loop correction and output feedback correction. Then it is deduced theoretically that the amplitude deviation and DC deviation will superimpose a double frequency fluctuation on the output angle decoded by the software, and the orthogonal deviation will superimpose a fundamental frequency fluctuation. An input correction calibration method based on discrete Fourier transform (DFT) is proposed. The amplitude deviation, DC deviation and orthogonal deviation are extracted by this method, and the corresponding correction steps are designed for these three deviations. At the same time, it is deduced that there is a fluctuation error related to the initial phase of the envelope surface in the amplitude deviation and DC deviation extracted by DFT method when the rotational speed error occurs, and the influence of this error on the extraction results is solved by taking the average value of the fluctuation during a period of time. Finally, the correctness of the derivation is verified by simulation, and a resolver calibration experiment is set up for the towing platform. Comparing the data before and after calibration, it is shown that the output angle linearity of the phase locked loop with corrected deviation is better, the rotation speed fluctuation is smaller, and the corresponding dq axis current of the specified order is also smaller.

Key words: resolver; soft decoding; discrete fourier transform; non-ideal error

0 引言

车用永磁同步电机(PMSM)均使用旋转变

压器作为转子位置传感器,并且随着电机控制的主控芯片计算能力越来越强,软件解码已经逐渐代替原来专有芯片的硬件解码。但在芯片

收稿日期: 2023-01-31; 收到修改稿日期: 2023-02-09

作者简介: 李晓杰(1991—),男,硕士研究生,助理工程师,研究方向为车用永磁电机控制。

采样、解包络的过程中存在着各种非理想偏差包括:幅值偏差、正交偏差、直流偏差、谐波偏差^[1-4]。这些偏差不处理直接输入锁相环会导致输出角度产生波动,进一步导致 PMSM 的 dq 轴电流波动,严重的情况下可能导致高速时电流环饱和失控。针对上述问题,国内外学者提出了各类方案,大致可以总结为 3 类:输入矫正、锁相环矫正、输出反馈矫正。

(1)输入矫正^[1-2]是指通过数据采集处理将偏差信号从原始的正交信号中分离,随后将矫正后的正交信号送入锁相环进行锁相。(2)锁相环矫正^[5-7]是指不对输入信号进行处理,直接馈入特殊构造的锁相环中,通过锁相环自身的闭环调节自动分离出偏差信号,这种方法主要是参考了电力系统相角跟随中的双同步坐标系锁相环(DSRF-PLL)和双二阶广义积分器锁相环(DSOGI-PLL)^[8-10]。(3)输出反馈矫正^[11-13]是指将正交信号直接输入锁相环锁相并直接给控制对象输出角度,非理想偏差会导致控制对象输出有规律的波动,随后根据这些有规律的波动进行提取并反馈给正交信号进行补偿矫正。对比这 3 类方法,锁相环矫正需要准确设计锁相环的参数,且参数对正交信号的频率有较强依赖性,同样的参数,不同频率下鲁棒性较差,更适合电网并网这类频率波动较小的场景;输出反馈矫正需要设计的参数较少,闭环反馈进行简单的限幅后具有较高的稳定性,但存在着幅值偏差和正交偏差之间的耦合,尤其在高速下很难精准地分离出幅值偏差和正交偏差,同时由于部分算法需要控制 d 轴电流为 0,并不符合实际的车用 PMSM 应用场景;输入矫正由于是开环矫正,需要采样足够真实和足够样本的数据才能实现精确的矫正,但其控制简单,不需要参数设计,更适合实际的工程实现。

因此,本文提出了一种基于离散傅里叶变换(DFT)的输入矫正方法,通过 DFT 的方法提取旋变反馈包络面的直流信号和基频信号,根据提取得到的信号计算直流偏差、幅值偏差、正交偏差,并设计了相应的矫正环节,最后通过仿真和试验验证了方法的有效性。由于谐波偏差在实际的非理想偏差中占比小于 0.01%^[7],因此不在本文的考虑范围之内。

1 非理想偏差分析

图 1 为常见的三阶锁相环结构, err 为锁相误差, ω_c 为解码转速, φ 为解码的输出角度。

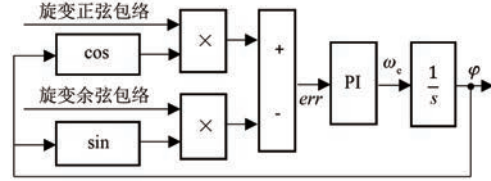


图 1 锁相环

在非理想情况下旋变正余弦包络可以表达为

$$\begin{cases} V_{\sin} = A \cdot [(1 + \alpha) \sin(\theta) + B_1] \\ V_{\cos} = A \cdot [\cos(\theta + \beta) + B_2] \end{cases} \quad (1)$$

式中: A 为旋变正余弦信号的对称幅值; α 为幅值不对称系数; θ 为旋变的旋转电角度; β 为正交不对称系数; B_1 、 B_2 分别为正余弦信号的直流偏置系数。

锁相误差 err 可表示为

$$err = V_{\sin} \cdot \cos(\varphi) - V_{\cos} \cdot \sin(\varphi) \quad (2)$$

式(2)代入式(1)后得到:

$$err = A \cdot [\sin(\theta) \cos(\varphi) + \alpha \sin(\theta) \cos(\varphi) + B_1 \cos(\varphi) - \cos(\theta) \cos(\beta) \sin(\varphi) + \sin(\theta) \sin(\beta) \sin(\varphi) - B_2 \sin(\varphi)] \quad (3)$$

由于正交误差系数 β 接近于 0, 可以认为 $\sin(\beta) \approx \beta$, $\cos(\beta) \approx 1$ 。式(3)可以转化为

$$\frac{err}{A} = \sin(\theta - \varphi) + \frac{\alpha}{2} \sin(2\theta) +$$

$$\frac{\beta}{2} [1 - \cos(2\theta)] - \sqrt{B_1^2 + B_2^2} \sin(\varphi + \gamma) \quad (4)$$

式中: $\gamma = \sin^{-1} \frac{B_2}{\sqrt{B_1^2 + B_2^2}}$ 。

按照考斯塔斯环原理^[11], 当锁相环闭环跟随稳定后, 误差 err 将最终趋近于 0, 即式(4)最终趋于零, 同时闭环后 $\varphi \approx \theta$, 此时通过式(4)得到:

$$\varphi = \theta + \frac{\alpha}{2} \sin(2\theta) + \frac{\beta}{2} [1 - \cos(2\theta)] - \sqrt{B_1^2 + B_2^2} \sin(\varphi + \gamma) \quad (5)$$

从结果可以看到幅值偏差和正交偏差均会导致锁相环输出的角度叠加一个 2 倍频的波动, 直流偏差会叠加一个基频的波动, 这些波动随着坐标变换会直接导致 dq 轴电流叠加一个相同的波

动^[12]。另外由于幅值偏差和正交偏差产生的波动频率相同,只是相位不同,将式(5)两者统一为一个2倍频波动和同频波动,如下所示:

$$\varphi = \theta + C_1 \sin(2\theta + \tau_1) + C_2 \sin(\theta + \tau_2) + C_3 \quad (6)$$

式中: C_1 、 C_2 、 C_3 为对应波动的系数; τ_1 、 τ_2 为对应波动的相位。

这也是为何上文中提到的输出反馈校正很容易将幅值偏差和正交偏差耦合,导致偏差校正无效。

偏差导致的波动图形如图2所示。本文也将通过对比校正前后 dq 轴电流的同频波动和2次波动含量来验证校正方法的有效性。

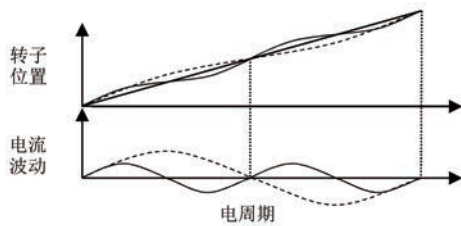


图2 偏差导致的波动图形

2 DFT 计算方法

2.1 直流信号和基频信号提取

DFT 公式可表示为^[14-16]

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (7)$$

式中: N 为周期采样点数; n 为采样点序号; k 为提取基频倍数; $x(n)$ 为旋变包络面的采样值。

式(7)代入 $k=0$ 得到直流信号 $X(0)$:

$$X(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \quad (8)$$

$k=\pm 1$ 代入式(7)分别得到基频信号 $X(1)$ 和 $X(-1)$, 并将其实轴和虚轴进行合并得到基频信号 $X_{\text{基频}}$ 关系式:

$$\begin{cases} X_{\text{基频}} = A + Bj \\ A = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \\ B = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \end{cases} \quad (9)$$

式中: A 、 B 分别为实轴和虚轴的分量。

2.2 旋变偏差计算

将旋变的采样信号代入式(8),即可得到旋变的直流偏差:

$$\begin{cases} O_{\sin} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{\sin}(n) \\ O_{\cos} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{\cos}(n) \end{cases} \quad (10)$$

将旋变的采样信号代入式(9),并对式(9)两个正交分量 A_{\sin} 、 B_{\sin} 计算,可得到对应旋变正弦包络信号的幅值 F_{\sin} 和相位 τ_{\sin} 如下:

$$\begin{cases} F_{\sin} = \sqrt{A_{\sin}^2 + B_{\sin}^2} \\ \tau_{\sin} = \arctan\left(\frac{A_{\sin}}{B_{\sin}}\right) \end{cases} \quad (11)$$

同样地,余弦信号也如式(11)计算,即可得到正交偏差 P_{err} 表示为

$$P_{\text{err}} = \frac{\pi}{2} - \tau_{\sin} + \tau_{\cos} \quad (12)$$

2.3 校正方法

对旋变的正余弦信号进行幅值偏差、直流偏差校正,计算方法如下:

$$\begin{cases} V'_{\sin} = (V_{\sin} - O_{\sin})/F_{\sin} \\ V'_{\cos} = (V_{\cos} - O_{\cos})/F_{\cos} \end{cases} \quad (13)$$

式中: V'_{\sin} 、 V'_{\cos} 分别为幅值校正、直流偏置校正后的信号。

再对 V'_{\sin} 、 V'_{\cos} 进行正交校正,将余弦信号固定,将正交偏差增加到正弦信号上,利用三角和公式可以得到:

$$\begin{cases} V''_{\sin} = V'_{\sin} \cos(P_{\text{err}}) + \sqrt{1 - V'^2_{\sin}} \sin(P_{\text{err}}) \\ V''_{\cos} = V'_{\cos} \end{cases} \quad (14)$$

式中: V''_{\sin} 、 V''_{\cos} 为幅值、直流偏置正交校正后的正余弦信号。

为了避免开根号计算,可以用 V'_{\cos} 近似代替 $\sqrt{1 - V'^2_{\sin}}$,但这里又会重新引入正交误差。因此,将 V'_{\cos} 看作校正后的信号, V''_{\cos} 看作校正前的信号,三角和公式可重写成:

$$\begin{cases} V'_{\sin} = V''_{\sin} \cos(P_{\text{err}}) - V''_{\cos} \sin(P_{\text{err}}) \\ V'_{\cos} = V''_{\cos} \end{cases} \quad (15)$$

因为 V''_{\sin} 和 V''_{\cos} 互为正交,所以不会引入新的误差。重新整理后得到:

$$\begin{cases} V''_{\sin} = \frac{V'_{\sin} - V'_{\cos} \sin(P_{\text{err}})}{\cos(P_{\text{err}})} \\ V''_{\cos} = V'_{\cos} \end{cases} \quad (16)$$

最后将式(16)的经过幅值校正、直流偏差矫

正、正交偏差矫正的 V''_{\sin} 和 V''_{\cos} 输入锁相环即可得到旋变软件解码的电角度。

2.4 转速误差分析

式(9)在实际计算时通常改写为

$$\begin{cases} A = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin(\omega n T_s) \\ B = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos(\omega n T_s) \end{cases} \quad (17)$$

式中: T_s 为采样时间; ω 为计算的理想基频转速。

旋变的采样信号 $x(n)$ 表示为

$$x(n) = V_{\text{rdc}} \sin(\omega_{\text{rdc}} n T_s) \quad (18)$$

式中: ω_{rdc} 为实际的旋变在标定时台架的拖动转速; V_{rdc} 为采样信号的幅值。

当 $\omega_{\text{rdc}} \neq \omega$ 时, 会对 DFT 的偏差提取产生误差。为此将 $x(n)$ 改写为

$$x(n) = F_m \sin[(1 + \beta)\omega n T_s + \alpha] \quad (19)$$

式中: F_m 为真实幅值; β 为转速的偏差; α 为旋变包络面在一个采样周期的初始相位。

将式(19)代入式(17), 并且分子分母同乘以 ωT_s 得到:

$$\begin{cases} A = \frac{2}{N\omega T_s} \sum_{n=0}^{N-1} F_m \sin[(1 + \beta)\omega n T_s + \alpha] \sin(\omega n T_s) \omega T_s \\ B = \frac{2}{N\omega T_s} \sum_{n=0}^{N-1} F_m \sin[(1 + \beta)\omega n T_s + \alpha] \cos(\omega n T_s) \omega T_s \end{cases} \quad (20)$$

当采样时间足够小时, $\omega T_s \approx d\theta$, $N\omega T_s = 2\pi$, 此时式(20)可近似转化为连续域的傅里叶变换:

$$\begin{cases} A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_m \sin[(1 + \beta)\theta + \alpha] \sin(\theta) d\theta \\ B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F_m \sin[(1 + \beta)\theta + \alpha] \cos(\theta) d\theta \end{cases} \quad (21)$$

将式(21)展开, 并且因为 $\beta \approx 0$, 可以认为 $\sin(\beta\theta) \approx \beta\theta$, $\cos(\beta\theta) \approx 1$ 。整理后积分得到:

$$\begin{cases} A = F_m [\cos(\alpha) - \beta\pi \sin(\alpha) - \frac{1}{2}\beta \cos(\alpha)] \\ B = F_m [\sin(\alpha) + \beta\pi \cos(\alpha) + \frac{1}{2}\sin(\alpha)] \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)代入式(11)得到幅值表达式:

$$F_{\text{sin}}^2 = F_m^2 \left\{ 1 - 1\beta \cos(2\alpha) + \right.$$

$$\left. \beta^2 \left[\pi^2 + \frac{\beta^2}{4} + 2\pi \cos(\alpha) \sin(\alpha) \right] \right\} \quad (23)$$

因为 $\beta \approx 0$, 忽略带 β^2 的项, 得到:

$$F_{\text{sin}} = F_m \sqrt{1 - \beta \cos(2\alpha)} \quad (24)$$

对式(24)进行在 $\beta \cos(2\alpha) = 0$ 处的泰勒展开, 并忽略 2 阶以上的项, 得到:

$$F_{\text{sin}} = F_m \left[1 - \frac{1}{2}\beta \cos(2\alpha) \right] \quad (25)$$

同样地, 将旋变余弦信号表示为

$$x(n) = F_m \cos[(1 + \beta)\omega n T_s + \alpha] \quad (26)$$

按照上面的方法推导得到:

$$F_{\text{cos}} = F_m \left[1 + \frac{1}{2}\beta \cos(2\alpha) \right] \quad (27)$$

从式(25)和式(27)中可以看到当转速存在一个固定误差时, 提取到的正余弦幅值的平方会存在一个和包络面初始相位 α 相关的 2 倍频波动, 幅值为 $0.5\beta F_m^2$, 控制初始相位 $\alpha = 0.25\pi + 0.5\pi k$ (k 为整数) 时, 将能够准确地提取幅值, 此时误差接近于 0。

将式(18)、式(26)代入式(8), 通过上述同样的方法进行简化并推导可以得到:

$$\begin{cases} O_{\text{sin}} = 2\beta F_m \sin(\alpha) \\ O_{\text{cos}} = 2\beta F_m \cos(\alpha) \end{cases} \quad (28)$$

可以看到当转速存在固定误差时, DFT 提取到的直流偏差也存在一个和包络面初始相位相关的波动。当控制初始相位 $\alpha = k\pi$ (k 为整数) 时, 正弦包络的直流偏置误差接近于 0; 当 $\alpha = 0.5\pi + k\pi$ (k 为整数) 时, 余弦包络面的直流偏置误差接近于 0。

由于正交偏差的转速误差较难分析, 本文不对其进行误差分析。

2.5 转速误差补偿

为了补偿由转速误差导致的提取参数误差, 可以采样一个完整的初始相位相关周期的参数最大值和最小值, 对其进行求取平均值即可得到相对真实的幅值和直流偏差:

$$\begin{cases} F = \frac{1}{2}(F_{\text{max}} + F_{\text{min}}) \\ O = \frac{1}{2}(O_{\text{max}} + O_{\text{min}}) \end{cases} \quad (29)$$

3 仿真与试验验证

3.1 DFT 计算参数

式(16)中的 T_s 选取为电机控制的软解码更

新周期,对于双采样的控制方式选取为 $50 \mu\text{s}^{[17]}$, 此时 N 和 ω 的关系可表示为

$$N = \frac{60}{\omega p T} \quad (30)$$

式中: N 为一个周期内的采样次数; p 为电机极对数。

车用 PMSM 的极对数 p 通常为 4,一般电机对拖台架在低速时转速波动较大,尤其是大功率的电机,因此选取 ω 最小的 500 r/min,同时考虑要保证一个周期内足够的采样点数,最高标定转速 ω 限制为 4 000 r/min。

表 1 不同转速下的 N 取值

计算转速 $\omega / (\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	N
500	1 200
1 000	600
2 000	300
4 000	150

3.2 仿真验证

对本文所述的方法搭建 Simulink 模型仿真,框图如图 3 所示,设置偏差注入值如表 2 所示。理想幅值为 1,幅值按照表 2 中比例放大或缩小,偏置误差直接叠加,下文中其他表格均如此。

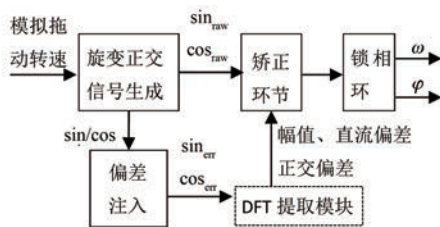


图 3 DFT 仿真框图

表 2 注入的误差值

注入偏差	正弦幅值	余弦幅值	正弦直流偏差	余弦直流偏差	正交偏差/rad
数值	0.9	1.1	1×10^{-3}	-1×10^{-3}	-0.01

在不注入转速误差的情况下,按照表 1 中选取的转速值进行仿真,得到结果如表 3。可以看到在无转速误差时本文所述方法在不同转速下均能准确地提取幅值偏差、直流偏差和正交偏差。

图 4 为矫正前后的锁相环输出角度对比,可以看到矫正前的角度叠加了一个明显的二次波动,与图 2 分析一致,正交偏差导致的一次波动并

不明显。矫正后角度呈现为标准的三角波,图 5 为 500 r/min 时矫正前后的锁相环输出转速对比,可以看到矫正前转速波动幅值达到了 $\pm 100 \text{ r/min}$,而矫正后的转速稳定后无明显的波动,证明了偏差提取以及矫正的正确性。

表 3 指定转速参数仿真

仿真转速/ ($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	正弦幅值	余弦幅值	正弦直流偏差	余弦直流偏差	正交偏差/rad
500	0.9	1.1	1×10^{-3}	-1×10^{-3}	-0.01
1 000	0.9	1.1	1×10^{-3}	-1×10^{-3}	-0.01
2 000	0.9	1.1	1×10^{-3}	-1×10^{-3}	-0.01
4 000	0.9	1.1	1×10^{-3}	-1×10^{-3}	-0.01

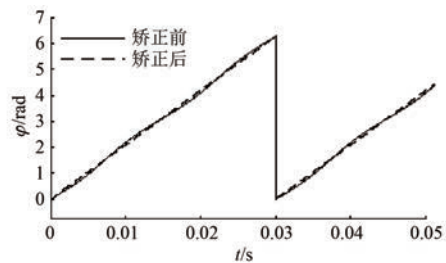


图 4 矫正前后角度对比

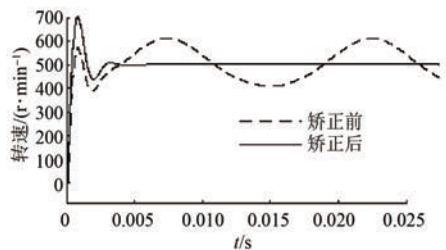


图 5 矫正前后转速对比

在上述 500 r/min 的计算转速下,设置模拟拖动转速为 502 r/min,即注入 $\beta=0.4\%$ 的转速误差。

图 6 中可以看到注入转速误差后提取到的正弦幅值和式 (25) 推导结果完全一致,幅值为 0.002,即 0.5β ,波动周期为 $\sin(\alpha)$ 的一半,图 7 中的正弦直流偏差也和式 (28) 推导结果完全一致,说明了推导的正确性。另外虽然没有推导正交偏差和初始相位的关系,但从图 8 的仿真结果看,正交偏差和幅值偏差一样,均会产生一个 2 次波动。

最后通过式 (28) 可以得到注入转速误差后提取的偏差如表 4 所示,证明了当存在转速误差时仍然能够较为精准地提取 3 种非理想偏差。

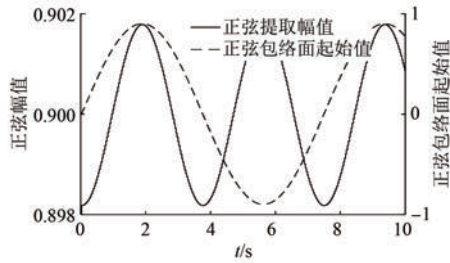


图6 注入转速误差后提取到的正弦幅值

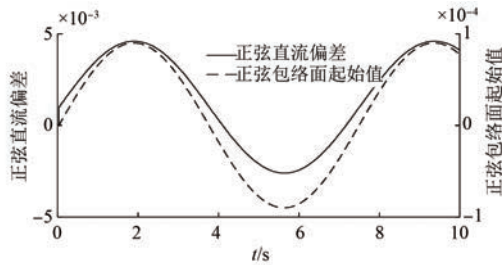


图7 注入转速误差后提取到的正弦直流偏差

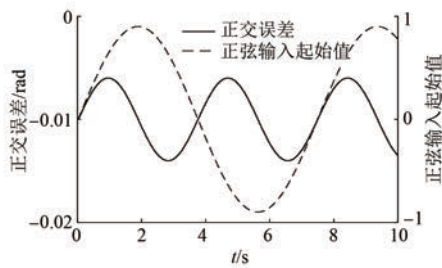


图8 注入转速误差后提取到的正交误差

表4 注入转速误差后提取的参数

正弦幅值	余弦幅值	正弦直流偏差	余弦直流偏差	正交偏差/rad
0.9	1.1	1.015×10^{-3}	-1.0175×10^{-3}	-0.01

3.3 试验验证

试验方法如图9所示,通过恒温水箱保持待测电机在30℃。待测旋变详细参数见表5。

表5 待测旋变本体参数

参数名称	参数值
极对数	4
均方根励磁电压/V	7
励磁频率/kHz	10
相位移/(°)	≤15
最大转速/(r·min ⁻¹)	20 000
定子外径/mm	37
电气误差(机械角度)/(′)	≤30

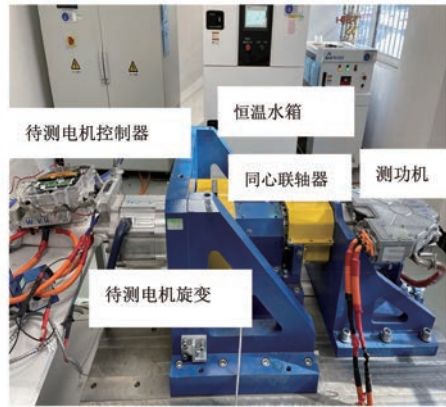


图9 对拖试验台架

通过测功机将待测旋变拖动至表1指定转速,控制器对采样的旋变包络面进行采样并解包络。软解码的解包络方式如文献[18]所述,配合硬件采样电路,理论包络面参数如表6所示,未标定控制器均取该参数。

表6 理论包络面参数

正弦幅值	余弦幅值	正弦直流偏差	余弦直流偏差	正交偏差/rad
20 500	20 500	0	0	0

根据第2节所述提取方法,实际提取到的非理想偏差如表7所示。

表7 实际提取包络面参数

转速/(r·min ⁻¹)	正弦幅值	余弦幅值	正弦直流偏差	余弦直流偏差	正交偏差/rad
500	20 145	20 044	-131	239	-0.008 6
1 000	20 142	20 043	-119	240	-0.008 6
2 000	20 129	20 038	-112	242	-0.009 2
4 000	20 120	20 030	-105	244	-0.009 6

从表7中可以看到四组不同转速下的标定数据基本一致,将这4组数据取平均值后作为标定值写入控制器。随后通过测功机将被测电机拖动至1 000 r/min,同时被测电机给定电流指令 $I_d = -100$ A。控制器的锁相环数据、d轴电流数据均通过待测电机控制器的程序进行采集,然后经CAN总线传输至上位机。

(1) 包络面对比。理论上完全理想的正余弦平方和值为1,直流偏差、幅值偏差、正交偏差均

会使该值偏离 1。图 10 为标定前后正余弦包络面的平方和对比。可以看到标定前的平方和波动幅值在 8% 左右, 经过标定后平方和的幅值波动仅为 2%, 并且更接近于理想值 1, 说明标定后的包络面更接近理想值。

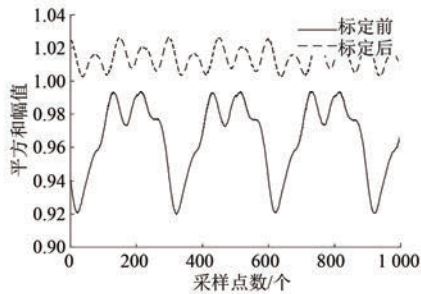


图 10 标定前后正余弦包络平方和对比

(2) 锁相环输出转速对比。因为直接从锁相环输出的角度较难明显地比较出标定前后的差异, 但从图 1 中的锁相环结构可以看到, 角度 φ 是由转速 ω 积分而来, 所以转速的稳定性直接代表了角度增量的稳定性。从图 10 中可以看到标定后锁相环输出的转速波动幅值从原来的 $-30 \sim 50$ r/min 下降到了 ± 20 r/min, 并且波动更平稳规律, 因此可以认为标定后角度增量更稳定, 线性度更好。

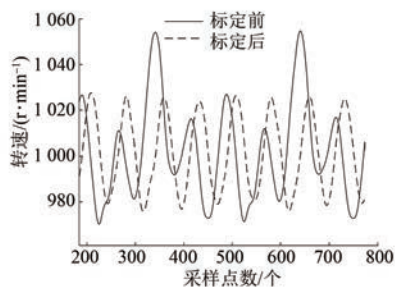


图 11 标定前后锁相环输出转速对比

(3) d 轴电流对比。1 000 r/min 对应的电周期基频为 66 Hz, 采集标定前后的 d 轴电流进行 FFT 分析, 得到图 12 和图 13。对比可以看到, 标定前幅值较高的一次波动 (66 Hz) 基本被抑制了, 二次波动 (140 Hz) 幅值下降了 17%。根据第 1 节的叙述, 直流偏差会导致 d 轴电流的一次波动, 而幅值偏差和正交偏差会导致 d 轴电流的 2 次波动, 因此可以认为经过标定后直流偏差得到了明显的补偿, 幅值偏差和正交偏差也得到了一

定程度补偿。

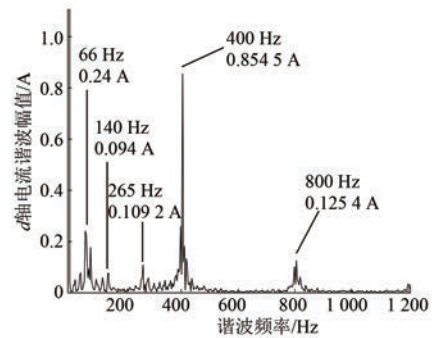


图 12 旋变标定前 d 轴电流谐波成分

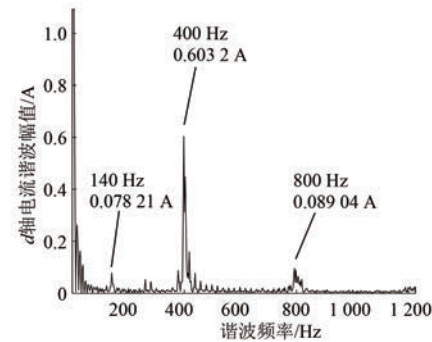


图 13 旋变标定后 d 轴电流谐波成分

综合上述 3 组试验数据, 可以证明本文所述的方法能够有效地对旋变非理想误差提取并抑制 dq 轴电流的一次和二次波动。

4 结 语

本文通过基于 DFT 的标定方法, 将旋变软件解码的包络面进行矫正, 矫正后的包络面平方和幅值的波动下降了 6%, 锁相环的输出转速波动也下降了 20 r/min, 对应的 d 轴电流一次和二次波动也均能得到了一定抑制, 这些均使 PMSM 在相同的电压利用率下更不易出现电流环饱和, 运行更稳定。本文提出的方法由于操作较为简单, 检测速度快, 完全满足产线批量生产 PMSM 时旋变标定工位的节拍要求。

【参考文献】

- [1] 杜春洋, 张小乐, 罗毅. 结合旋变误差补偿的轴角数字转换器研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 45.
- [2] 杨瑞峰, 张伟鹏, 郭晨霞, 等. 旋转变压器误差抑制与解码技术的研究[J]. 微电机, 2020, 53(2): 56.

- [3] HANSELMAN D C . Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(6): 556.
- [4] 颜宇杰,张智勇,李辉.一种基于 DSADC 的旋变软解码处理方法及其装置: CN111245443A [P]. 2020-06-05.
- [5] 郭志大,陈磊,周成,等.基于正负序分离的旋转变压器软件解码算法研究 [J]. 控制与信息技术, 2021(3): 88.
- [6] 姚鑫.车用旋转变压器软件解码及非理想误差的研究 [D]. 南京:南京航空航天大学,2020.
- [7] 魏星原.旋转变压器解码技术研究 [D]. 北京:北京交通大学,2018.
- [8] KIM Y H, KIM S. Software resolver-to-digital converter for compensation of amplitude imbalances using DQ transformation [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2013, 8(6): 1310.
- [9] 董张卓,高嘉迪,俱世豪.一种改进型基于二阶广义积分器锁相环的电网电压同步信号检测方法 [J]. 电气应用,2022,41(10): 16.
- [10] 郭羿辰,卢闻州.基于改进型二阶广义积分器的锁相环研究 [J]. 电气技术,2022,23(9): 14.
- [11] 黄苏融,罗志武,王爽,等.车用磁阻式旋变解码器及其校正算法研究 [J]. 电机与控制应用,2011,38(12): 1.
- [12] HWANG S H, KIM H J, KIM J M, et al. Compensation of amplitude imbalance and imperfect quadrature in resolver signals for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1): 134.
- [13] CHEN D, LI J, CHEN J, et al. On-line compensation of resolver periodic error for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5990.
- [14] 张杰成,乔鸣忠,朱鹏,等.滑窗迭代 DFT 检测谐波和无功电流的新算法 [J]. 电力系统及其自动化学报,2015,27(12): 18.
- [15] 张杰成,乔鸣忠,朱鹏,等.半周期滑窗迭代 DFT 检测谐波和无功电流 [J]. 电力电子技术,2015,49(4): 97.
- [16] 郁祎琳,徐永海,刘晓博.滑窗迭代 DFT 的谐波电流检测方法 [J]. 电力系统保护与控制,2011,39(13): 78.
- [17] 葛兆栋,邱建琪,史涔激.永磁伺服系统电流环带宽扩展研究 [J]. 微电机,2020,53(11): 70.
- [18] 钟再敏,陈振挺. Δ - Σ ADC 在旋变解码与电流采样中的应用 [J]. 微特电机,2017,45(10): 9.

(上接第 81 页)

- [21] CHOWDHURY N R, OFIR R, ZARGARI N, et al. Optimal control of lossy energy storage systems with nonlinear efficiency based on dynamic programming and Pontryagin's minimum principle [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(1): 524.
- [22] XIE S, LI H, XIN Z, et al. A Pontryagin minimum principle-based adaptive equivalent consumption minimum strategy for a plug-in hybrid electric bus on a fixed route [J]. Energies, 2017, 10(9): 1379.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部