

基于改进相电流重构的电流采样校正方法

邓娜

(开封大学 电子电气工程学院,河南 开封 475004)

摘要:永磁同步电机的相电流采样中常包含直流偏置和幅值不等的误差,导致转矩和转速中出现波动。通常采用的相电流直接采样的方法无法对幅值和零漂误差进行辨识和消除。针对该问题,采用相电流重构与零漂在线估计相结合的方法来获得准确的三相电流。首先,改变电流传感器的安装位置,测得零电压矢量作用时段的电流续流值,实现三相电流的重构。重构之后,有一相电流中不含直流偏置,从而可以用于获得准确的电流过零点,进而完成电流传感器零漂的在线估计。所提的方法能够在不增加硬件成本的情况下消除电流采样中的误差。实验结果表明,该方法能够有效地提高电流采样精度,降低转速波动。

关键词:永磁同步电机;电流采样;相电流重构

中图分类号:TM351 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20143

Current Sampling Correction Method Based on Improved Phase Current Reconstruction

DENG Na

(School of Electrical and Electronic Engineering, Kaifeng University, Kaifeng 475004, Henan, China)

Abstract: Phase current sampling of permanent magnet synchronous motor often includes DC offset and amplitude unequal errors, resulting in fluctuations in torque and speed. The commonly used phase current direct sampling method cannot identify and eliminate amplitude and zero drift errors. To solve this problem, the combination of phase current reconstruction and zero drift online estimation was used to obtain accurate three-phase current. Firstly, the installation position of the current sensor was changed, and the current freewheeling value of the zero-voltage vector action period was measured to realize the reconstruction of the three-phase current. After reconstruction, there was no DC bias in one phase current, which could be used to obtain accurate current zero-crossing point, thus the online estimation of zero drift of current sensor was accomplished. The method proposed can eliminate errors in current sampling without increasing hardware costs. The experimental results show that the method can effectively improve the current sampling accuracy and reduce the speed fluctuation.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); current sample; phase current reconstruction

近年来,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)已经被大量地应用到各类行业中,其矢量控制也被广泛推广^[1]。矢量控制的核心在于将三相电流通过坐标变换变为磁通电流和转矩电流。也就是说,矢量控制的核心就是控制电流。所以反馈电流的采样精度对于PMSM的转矩控制性能至关重要^[2]。

虽然PMSM有三相电流,但在采用星形绕组的电机中,通常只利用两路霍尔电流传感器采样两相电流,并据此计算出第三相电流的大小。然而,由于两路霍尔传感器的增益或者供电电压存在差异,导致采样的两路电流也存在放大倍数不

一致的现象。此外,霍尔电流传感器和运算放大电路中会存在零漂,也使得电流采样中包含了直流偏置。在相电流直接采样的方法中,增益误差和直流偏置都不可避免,且会随着温度等因素而变化,这就使得误差的消除变得十分困难,并最终引入了1次和2次谐波转矩^[3]。

为了消除电流采样误差的影响,一般会在电机运行前离线测定出两路电流采样的增益误差和直流偏置,并在正常运行时减去对应的误差。但运行过程中采样误差会发生变化,该方法就无能为力。文献[4-5]通过谐波转矩注入的方式来抑制转矩脉动,但未能从根本上消除电流采样误

差,而且算法过于复杂,运算量很大。文献[6]提出了基于零电流时段采样的相电流重构技术,在此基础上针对性地设计了观测器以消除电流采样中的直流偏置,但该观测器依赖于直流偏置电压的大小,因此在定子电阻较小、反电势较大的情况下难以取得较好的效果。虽然如此,该相电流重构技术仍因其有效工作区域覆盖了绝大多数工况而受到关注^[7-8]。

本文对PMSM的相电流采样进行了改进,通过更改两路霍耳传感器的安装位置,实现了零电流时段采样的电流重构。电流重构之后,每路电流传感器都能提供一相无偏置的电流,进而可以获取准确的电流过零点,再通过简单的处理就能得到放大增益一致、不含直流偏置的两相电流采样值。最后,实验表明,使用本文所提的电流采样和校正方法后,反馈电流的增益误差和直流偏置显著减小,将其用于电流闭环后,转速误差减小了77%。

1 电流误差的产生和影响

三相逆变器电流采样的路径示意图如图1所示。

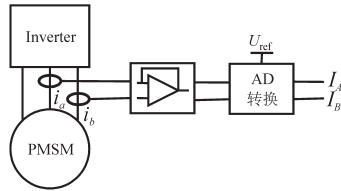


图1 逆变器电流采样的路径

Fig.1 Inverter current sampling path

图1中,通过电流霍尔传感器采集A、B两相的电流信息,再经过运算放大器进行信号的滤波和放大之后,送入主控芯片的AD转换模块的端口。

在该过程中,霍尔传感器、运放电路和AD转换模块都会引入误差,包括:

1)两相霍尔传感器的增益不一致,主要由传感器的不一致性导致,同时工作温度的变化也会导致传感器增益变化,且不同传感器的温升系数不一致;

2)霍尔传感器存在直流偏置,该零漂主要由温漂等因素造成;

3)两相运放电路的增益不一致,主要由运放电路的电阻不一致导致,不过各电阻的温升系数相同,故温升情况下该因素引起的增益误差不会

变化;

4)AD转换的参考电压不准确导致电流采样增益误差和直流偏置,该因素由供电电压不稳定导致。

由此可见,第1),3),4)项因素会导致两相电流采样的增益误差;第2),4)项因素会导致采样电流存在直流偏置。同时,由于霍尔传感器的温漂和AD转换参考电压的供电不稳定,会使得增益误差与直流偏置在运行过程中不断变化,且其变化规律是不确定的(因为霍尔的温漂是未知的)。

根据以上原因,从而有:

$$\begin{cases} I_A = G_a i_a + i_{\text{offset}a} \\ I_B = G_b i_b + i_{\text{offset}b} \\ I_C = -I_A - I_B \end{cases} \quad (1)$$

式中: $I_{A,B,C}$ 为三相电流采样值; $i_{a,b,c}$ 为三相电流实际值; $i_{\text{offset}a}, i_{\text{offset}b}$ 为A、B两相的直流偏置; G_a, G_b 为霍尔传感器增益。

对式(1)进行Clark和Park变换,得到:

$$I_Q = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: I_Q 为q轴的电流反馈值; θ 为电流相位。

同时有:

$$\begin{cases} i_a = i \cos(\theta + \varphi) \\ i_b = i \cos(\theta + \varphi - \frac{2}{3}\pi) \\ \theta = \omega t \end{cases} \quad (3)$$

式中: i 为电流幅值; φ 为电流矢量与d轴的夹角; ω 为电流角频率。

将式(3)代入式(2),有:

$$\begin{aligned} I_Q = & G_a i \sin\varphi + \frac{1}{4\sqrt{3}} (G_a - G_b) \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \cos(2\omega t + \right. \\ & \left. \varphi - \frac{1}{3}\pi) \right] - \sqrt{3} i_{\text{offset}a} \cos(\omega t - \frac{1}{3}\pi) + \\ & \sqrt{3} i_{\text{offset}b} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (4)$$

可以看到,作为 i_q 的采样值,由于增益误差(即 $G_a \neq G_b$)的存在, I_Q 中存在2倍电频率的误差;由于直流偏置(即 $i_{\text{offset}a}$ 和 $i_{\text{offset}b}$)的存在,使得 I_Q 中存在1倍电频率的误差。

对隐极式PMSM而言,有 $T_e = P_n \Psi_f i_q$ 。因此, i_q 的值影响到电流中的转矩分量,其采样误差直接导致了转矩当中也包含了1次和2次谐波转

矩,进而引起转速波动。为了保证电机的平稳运行,必须对电流采样的增益误差和直流偏置所引起的转矩脉动进行消除。

2 相电流重构

本文采用的相电流重构方法是在零电压矢量作用时段完成电流采样。与常规的基于母线电流的重构技术不同,该方法是将电流传感器安装在桥臂上,用于测量某相下桥臂与另一相的电流之和,如图2所示。电流传感器1用于测量A相下桥臂与B相绕组的电流之和,电流传感器2用于测量B相下桥臂与C相绕组的电流之和。本文的电流霍尔传感器安装方式相比于文献[6]有2点改进:首先,传感器安装在下桥臂与地之间的连接处,而不是下桥臂与上桥臂的连接处,从而使得部分包含了下桥臂电流采样功能的智能功率模块(intelligent power module, IPM)得以应用该电流重构方法,而不是必须使用独立器件搭建逆变桥。其次,安装了2个电流传感器,相比于单电流传感器,该方法能够获得更多的电流信息,从而完成电流零漂的消除。

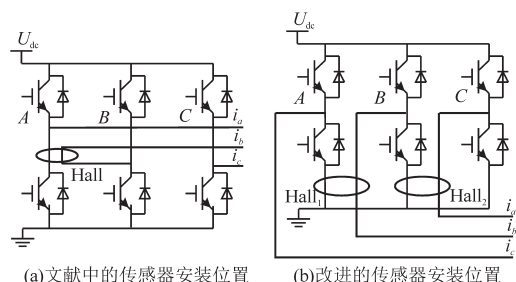


图2 零电压矢量作用时段的相电流重构

Fig.2 Current reconstruction during zero-voltage vector action period

该相电流重构技术需要与空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术配合使用。通常采用的七段式SVPWM是由2个零电压矢量与2个非零矢量来构造需要的电压。零电压矢量是逆变器三桥臂上管全开、下管全关(111)或上管全关、下管全开(000)的状态,此时母线电流为零,电流在三相绕组之间流动。SVPWM中的电压矢量和对应占空比如图3所示。

以图3a所示的电压矢量为例,此时2个有效电压矢量为110和100,由SVPWM计算出三相占空比如图3b所示。而电流传感器的采样发生在PWM上溢和下溢处。零电压矢量作用时段的电流通路如图4所示。在PWM上溢处,为电压矢

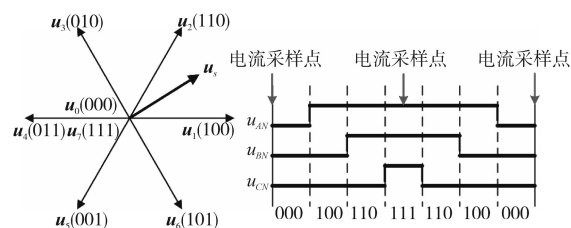


图3 SVPWM中的电压矢量和对应占空比

Fig.3 Voltage vector and the corresponding duty-cycle of SVPWM

量(111)作用时段,此时绕组电流通过上桥臂的开关管或二极管续流,而不会经过下桥臂,故电流传感器1检测到的就是B相电流,如图4a所示。在PWM下溢处,为电压矢量000作用时段,此时A相电流通过下桥臂续流,故电流传感器1检测到的是A、B两相的电流差,如图4b所示。

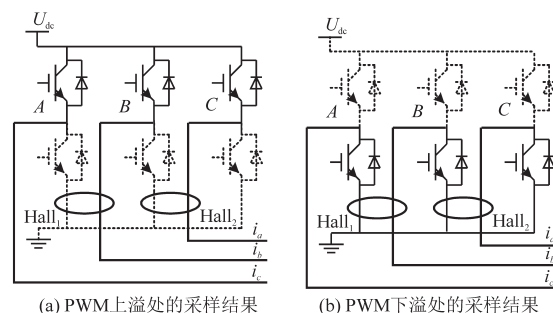


图4 零电压矢量作用时段的电流通路

Fig.4 Current path during zero-voltage vector action period

电流传感器1的采样值为

$$\begin{cases} i_{10} = G_1(i_b - i_a) + i_{\text{offset1}} \\ i_{11} = G_1 i_b + i_{\text{offset1}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_{xy} 为第 x 个电流传感器在 y 时刻采样到的电流值, $y=0$ (000作用)或1(111作用); G_1 和 i_{offset1} 为电流传感器1的增益和直流偏置。

根据电流传感器1的数据便可获得矢量控制需要的电流值:

$$\begin{cases} I_{A1} = i_{11} - i_{10} = G_1 i_a \\ I_{B1} = i_{11} = G_1 i_b + i_{\text{offset1}} \\ I_{C1} = -I_{A1} - I_{B1} = G_1 i_c - i_{\text{offset1}} \end{cases} \quad (6)$$

按照此电流重构法所获得的三相电流中,不会存在增益不一致的情况(因为都是通过同一个电流传感器获得的数据)。同时,A相电流采样也不存在直流偏置,这也是相电流重构相比于传统采样方法的1个优点。但B、C两相都会有零漂的存在,该电流零漂会导致1次谐波转矩的产生,需予以消除。

3 直流偏置的在线估计

根据上述分析,电流传感器2在零电压矢量作用时段的采样结果与式(5)类似,有:

$$\begin{cases} i_{20} = G_2(i_c - i_b) + i_{\text{offset}2} \\ i_{21} = G_2 i_c + i_{\text{offset}2} \end{cases} \quad (7)$$

根据电流传感器2的数据同样可以获得三相电流反馈值:

$$\begin{cases} I_{B2} = i_{21} - i_{20} = G_2 i_b \\ I_{C2} = i_{21} = G_2 i_c + i_{\text{offset}2} \\ I_{A2} = -I_{B2} - I_{C2} = G_1 i_a - i_{\text{offset}2} \end{cases} \quad (8)$$

可以看到,电流传感器2的数据能够计算出不含零漂的B相电流。由于2个电流传感器的增益 G_1 和 G_2 不同,使得式(6)和式(8)中原本不含直流偏置的A、B相两路采样值 I_{A1} 和 I_{B2} 也因为增益不同而无法使用,否则会导致2次谐波转矩的产生。

值得注意的是, I_{A1} 和 I_{B2} 在反映电流幅值的时候会存在误差,但在反映电流相位时却是准确的,从而能够用于获取准确的电流过零点。也就是说,如果某一时刻的 $I_{B2}=0$,则此时 $i_b=0$,继而有 $I_{B1}=i_{\text{offset}1}$,如图5所示,即

$$i_{\text{offset}1} = I_{B1} \quad \text{当 } I_{B2} = 0 \quad (9)$$

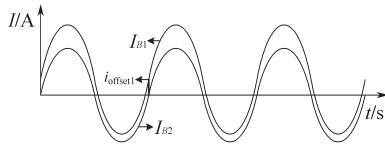


图5 两路霍尔重构得到的B相电流

Fig.5 Phase B current obtained by two-way Hall reconstruction

从而,每当检测到 $I_{B2}=0$,就可以用 I_{B1} 来代替当前的 $i_{\text{offset}1}$,进而在其他时刻能够获得准确的 I_{B1} 和 I_{C1} 。以上过程可以表示如下:1)若某个PWM周期内检测到 $i_{21}=i_{20}$,则更新 $i_{\text{offset}1}$ 为: $i_{\text{offset}1_esti}=i_{11}$; 2)在任意PWM周期内,更新三相电流反馈值为

$$\begin{cases} I_A = i_{11} - i_{10} = G_1 i_a \\ I_B = i_{11} - i_{\text{offset}1_esti} = G_1 i_b \\ I_C = -2i_{11} + i_{10} + i_{\text{offset}1_esti} = G_1 i_c \end{cases} \quad (10)$$

可以看到,经过如上所述的信号处理,电流传感器1的直流偏置就能在每个电流周期内更新2次(2个电流过零点),在此基础上获得的三相电流反馈值不仅有相同增益,且均不含直流偏置。考虑到传感器零漂的变化时间要远大于电流周期,这样的更新频率完全能够满足实用需求。

电流传感器2的零漂 $i_{\text{offset}2}$ 同样可以采取以上方法来实时估计,然后利用 I_{A2}, I_{B2}, I_{C2} 作为电流反馈值使用,即:1)若某个PWM周期内检测到 $i_{11}=i_{10}$,

则更新 $i_{\text{offset}2}$ 为: $i_{\text{offset}2_esti}=2i_{21}-i_{20}; 2)$ 在任意PWM周期内,更新三相电流反馈值为

$$\begin{cases} I_B = i_{21} - i_{20} \\ I_C = i_{21} - i_{\text{offset}2_esti} \\ I_A = i_{20} - 2i_{21} + i_{\text{offset}2_esti} \end{cases} \quad (11)$$

不论是式(10)还是式(11),都能够获得不含相间增益误差和直流偏置的三相电流,唯一的区别在于电流放大倍数有所区别(G_1 或者 G_2)。但对于调速电机而言,最终目标是保证转速精度,而不需要保证转矩精度。因此,只要三相电流的采样增益一致,即便增益本身存在误差,也可以通过转速闭环控制来保证转速精度。

式(11)的结果可以作为备份使用,或者用于对式(10)的结果进行校验。在实际电流反馈时,仍采用式(10)的值。

4 实验验证

本文搭建了包含控制器、逆变器和电机的实验平台,以验证所提电流采样校正方法的正确性。实验平台中,控制器采用TI公司的TMS320F28075,逆变器模块采用三菱的智能功率模块PS22A79,电流霍尔传感器采用LEM公司的HXS50-NP。电机采用内置式永磁同步电机(IPMSM),额定电压380V,额定功率5.7kW,最高转速5400r/min。实验平台框图见图6。其中控制器的控制框图如图7所示,逆变器的开关频率为8kHz。

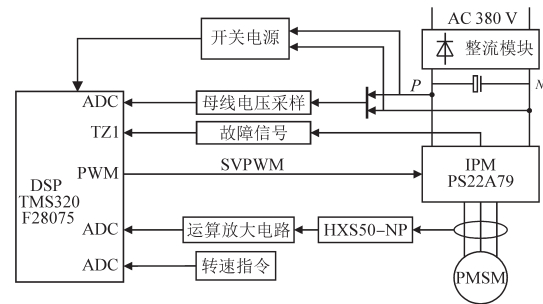


图6 硬件实验平台框图

Fig.6 Block diagram of hardware experiment platform

本文所有的实验均在如下工况下进行:工作在额定电压下,电机转速1200r/min(对应的电频率为40Hz),电机负载为50%额定负载,即2.75kW。

图8为电流重构的结果。可以看到,重构的A相电流与实测电流的幅值和相位均一致,两者的误差仅为0.2A,所以零电压矢量作用时段采样的电流重构方法能够较为准确地完成电流采样。

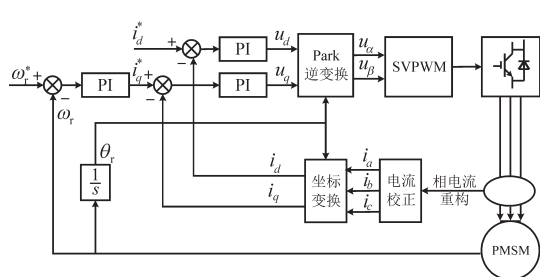


图7 软件控制框图

Fig.7 Block diagram of software control

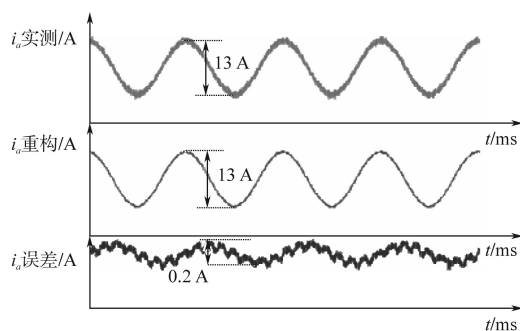


图8 A相电流重构结果

Fig.8 Reconstruction result of phase *A* current

本文采用3种不同采样方法,即直接采样方法、相电流重构方法和改进相电流重构方法(相电流重构+零漂在线估计)对相电流进行校正试验。

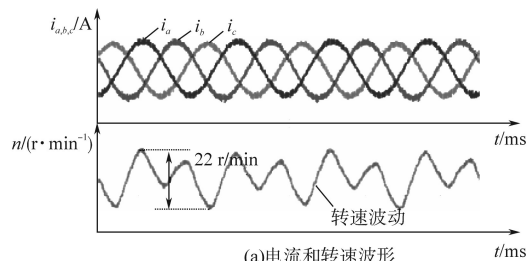
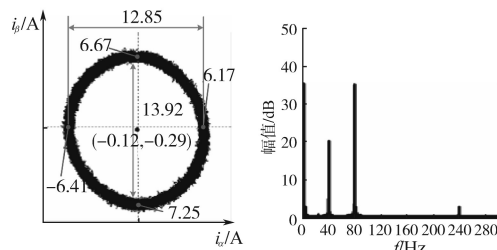
为了与所提方法进行比较,本文也进行了相电流直接采样,即对于图4所示的传感器安装方式,只在电压矢量(111)作用时段进行电流采样,此时2个电流传感器分别采样B、C两相的电流,有:

$$\begin{cases} I_{B3} = i_{11} = G_1 i_b + i_{\text{offset1}} \\ I_{C3} = i_{21} = G_2 i_c + i_{\text{offset2}} \end{cases} \quad (12)$$

直接采样的实验结果如图9所示,仔细观察电流,可以发现其中包含了直流偏置和幅值不等的误差: A 相电流要比 C 相电流的幅值大,且比 B 相电流的均值要大。其转速中也有明显的1次和2次波动,与电流采样误差导致的转矩脉动频率一致,波动峰峰值为22 r/min。

为了更直观地看出电流的误差,将采样得到的三相电流经过坐标变换后得到 $\alpha-\beta$ 轴的电流,用以绘制电流矢量的轨迹。若采样到的是理想的三相电流值,则该电流矢量轨迹应为圆心在原点的理想圆形。这样才能保证电流矢量转动一圈时,在各相上的投影为幅值相等、没有零偏的理想正弦电流。

从图 9b 可以看到,直接采样电流时,电流轨迹的圆心不在原点处,这就表明电流采样值当中

(a) 电流和转速波形 t/ms 

(b) 电流轨迹和转速误差波形分析

图9 直接电流采样实验结果

Fig.9 Experiment results of direct current sampling

包含了直流偏置。此外,电流轨迹在横轴和纵轴上的半径不一致,直径分别为 12.58 A 和 13.92 A,这就表明三相电流采样值的幅值不一致,即存在增益误差。

为了更直观地看出转速的误差分布,对转速误差进行FFT分析。从图9b可以看到,在1倍和2倍电频率处,转速误差分量较大。这是由于电流采样误差造成的,与第1节的理论分析一致。与此同时,在6倍电频率处也有少量转速误差,这是由于逆变器的非线性造成的,本文不予考虑。

相电流重构的实验结果如图 10 所示,即电流反馈值采用式(6)的结果,只使用了 1 个霍耳传感器的采样值。从图 10b 可见,转速中的 2 次波动分量明显减小,但仍然存在 1 次波动,波动峰峰值减小到 10 r/min。这表明电流中的增益误差被消除,但零漂仍然存在。所以仅靠单个霍耳传感器无法完成相电流的完全校正。

从图 10 波形的分析结果可以得到同样的结论,经过相电流重构之后,电流轨迹在横轴和纵轴上的直径大小一致,但圆心不在原点。这就表明各相电流的幅值一致,但存在直流偏置。

改进相电流重构的实验结果如图 11 所示,该实验通过 2 个霍尔传感器的采样值完成了电流零漂的在线估计和校正。从图 11b 可见,转速中的 1 次波动分量也显著减小,波动峰峰值进一步减小到 5 r/min,相比于直接采样减小了 77%。此时校正算法估计得到的电流采样偏置为 0.3 A,经过校正之后的电流轨迹在各方向上半径一致且圆心在

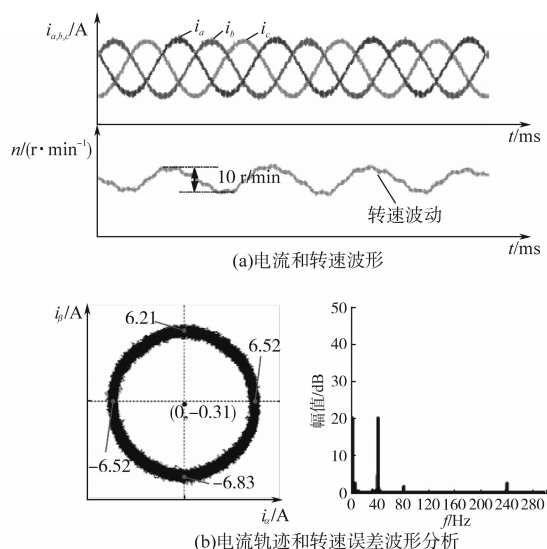


图 10 相电流重构实验结果

Fig.10 Experiment results of phase current reconstruction

原点,表明此时的采样电流接近理想波形。

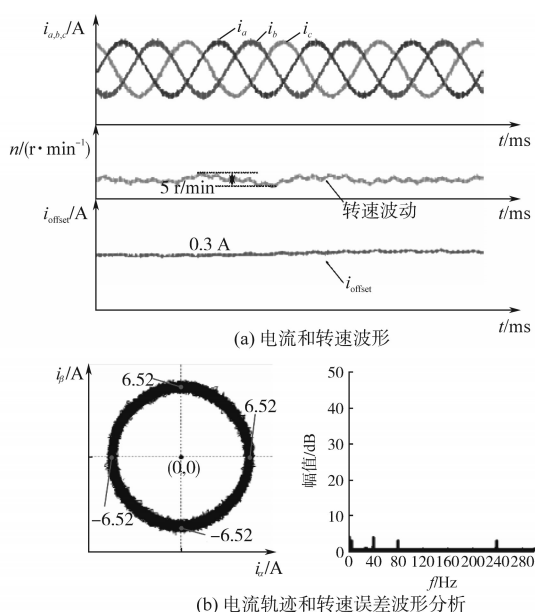


图 11 改进相电流重构实验结果

Fig.11 Experiment results of improved phase current reconstruction

因此,不管是直接反映电流采样准确性的电流矢量轨迹,还是间接体现电流采样误差的转速波动误差,都能够表明,本文所提的电流校正方法是有效的。

5 结论

电机的矢量控制中,电流采样的准确性至关重要。本文针对传统采样方法包含增益误差和直流偏置的问题,提出了一种基于相电流重构和零漂在线估计的电流采样校正方法。首先分析了相电流重构的原理和实现,重构的电流能用于获得准确的电流过零点。然后通过 2 路电流传感器的重构值来在线估计出采样信号中的直流偏置,进而获得三相理想电流值。与传统电流采样方法相比,该方法能在不增加硬件成本的前提下准确消除电流采样的误差,抑制 1 次和 2 次谐波转矩脉动。实验结果表明,电流采样校正之后,转速波动降低了 77%。

参考文献

- [1] Wang Y, Wang X, Wei X, *et al.* Deadbeat Model-predictive Torque Control with Discrete Space-vector Modulation for PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(5): 3537-3547.
- [2] 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): 13-16.
- [3] 樊明迪, 林辉, 吕帅帅. 一种抑制 PMSM-DTC 周期性转速脉动的方法[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(9): 73-78.
- [4] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119-127.
- [5] 李波. 基于谐波补偿的永磁电机转矩脉动抑制[J]. 电力电子技术, 2014, 48(4): 10-12.
- [6] Cho Y, Labella T, Lai J S. A Three-phase Current Reconstruction Strategy with Online Current Offset Compensation Using a Single Current Sensor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2924-2933.
- [7] 张其林, 全力, 张超, 等. 基于矢量控制的五相永磁同步电机相电流重构方法研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(11): 22-29.
- [8] Metidji B, Taib N, Baghli L, *et al.* Phase Current Reconstruction Using a Single Current Sensor of Three-phase AC Motors Fed by SVM-controlled Direct Matrix Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5497-5505.

收稿日期: 2019-04-10

修改稿日期: 2019-07-03