

无刷直流电机直接转矩控制系统的 相电流检测及处理^{*}

杨婷婷^{1,2}, 张兰红^{1,2}, 王韧纲³

(1. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013;

2. 盐城工学院 电气工程学院, 江苏 盐城 224003;

3. 江苏友和动力机械有限公司, 江苏 盐城 224003)

摘要: 无刷直流电机(BLDCM)直接转矩控制系统中,相电流的正确检测是实现转矩控制的前提。研究了BLDCM电磁转矩与相电流的关系,设计了相电流检测的硬件电路与软件算法。由霍尔电流传感器检测出相电流大小,经调理电路送入DSP的AD转换模块。针对AD转换带来的偏移和增益误差,采用最小二乘法及线性拟合函数进行数据校正;针对个别数据导致的偶然误差,提出了电流复合滤波方法;针对周期性干扰,在AD校正后加入了一阶滞后滤波。试验结果证明,所采用的相电流检测与处理方式降低了电流检测误差,实现了转矩的实时观测与直接控制,有效抑制了转矩脉动。

关键词: 无刷直流电机;直接转矩控制;相电流;复合滤波

中图分类号: TM 33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)02-0087-08

Detection and Processing of Phase Current in Brushless DC Motor Direct Torque Control System^{*}

YANG Tingting^{1,2}, ZHANG Lanhong^{1,2}, WANG Rengang³

(1. School of Electronic and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

2. School of Electrical Engineering, Yancheng Institute of Technology, Yancheng 224003, China;

3. Jiangsu Youhe Power Machinery Corporation, Yancheng 224003, China)

Abstract: The correct detection of phase current was the premise to realize torque control in brushless DC motor (BLDCM) direct torque control system. The relationship between electromagnetic torque and phase current of BLDCM was studied. The hardware circuit and software algorithm of phase current detection were designed. The phase current was detected by Hall current sensor and transferred to the AD conversion module of DSP through conditioning circuit. For the offset and gain error caused by AD conversion, the least square method and linear fitting function were used to correct the data. Aiming at the accidental error caused by individual data, a current composite filtering method was proposed. A first-order lag filter was added to the AD correction for periodic interference. The experimental results showed that the phase current detection and processing method greatly reduce the current measurement error, realized the real-time observation and direct control of torque, and effectively inhibited the torque ripple.

Key words: brushless DC motor (BLDCM); direct torque control (DTC); phase current; composite filtering

^{*} 基金项目: 江苏省政策引导类计划(国际科技合作)——重点国别产业技术研发合作项目(BZ2018045);盐城工学院研究生创新工程项目(SJCX17_YG03)

作者简介: 杨婷婷(1993—),女,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动技术。

张兰红(1968—),女,博士,教授,研究方向为新能源发电技术、电力电子与电力传动技术。

王韧纲(1969—),男,高级工程师,研究方向为机电一体化技术。

0 引言

无刷直流电机 (BLDCM) 具有紧凑、易维护、成本低、效率高等优点, 在医疗、汽车、家用电器等众多领域得到广泛应用^[1-6]。BLDCM 齿槽效应、电磁因素以及电流换相等导致电机存在明显的转矩脉动, 影响电机的稳定运行。继矢量控制之后兴起的直接转矩控制 (DTC) 对转矩脉动有良好的抑制效果^[7-9]。BLDCM 的电磁转矩由相电流计算得到, 相电流检测精度对 BLDCM 控制性能有较大影响。

本文使用霍尔电流传感器来检测相电流, 将相电流采样信号转换为 AD 芯片能读取的电压信号。实际应用中因模块自身硬件以及外界环境干扰等因素限制, 导致 AD 转换结果不太理想。为提高控制性能, 在数据处理上通常会使用较为简便的均值滤波算法, 但均值滤波不能剔除偶然出现的脉冲性干扰。为此提出一种复合滤波法, 连续采样 N 个数据并排序, 去掉前后干扰值, 计算剩余数据的算术平均值, 再用最小二乘法及线性拟合函数消除增益误差和偏移误差。为抑制周期性干扰, 在 AD 校正后加入一阶滞后滤波送到转矩控制环实时观测转矩, 以获得较好的控制效果。

1 BLDCM DTC

忽略电枢反应、铁耗、齿槽等影响, 设 BLDCM 三相对称, 且为星型连接, 则 BLDCM 及主驱动电路如图 1 所示^[10]。

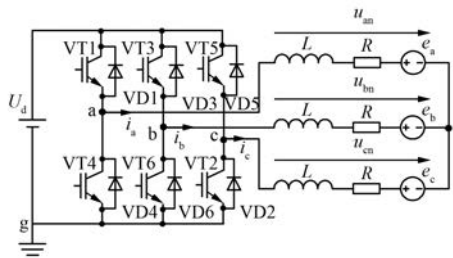


图 1 BLDCM 及其主驱动电路

三相电压与电流方程为

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2)$$

式中: R, L, M ——电机定子绕组的电阻、自感和互感;

u, i, e ——各相绕组的相电压、相电流及反电动势的瞬时值;

下标 a、b、c——分别代表各相。

BLDCM 的电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (3)$$

式中: T_e ——转矩瞬时值;

ω ——机械角速度。

设 BLDCM 转子顺时针方向转动, 保持两相绕组导通状态。绕组导通顺序如表 1 所示; 反电动势和相电流波形如图 2 所示。定子绕组每 60° 电角度进行一次换相, 各相绕组每次导通时间长度为 120° 电角度。表 1 和图 2 中对转子在空间的位置进行了划分, 分为 I~VI 6 个扇区, ω_r 为转子电角速度。

表 1 两相导通状态下绕组导通顺序表

转子所在扇区	I	II	III	IV	V	VI
导通顺序	c	a	b	c	a	c
VT1	0	1	1	0	0	0
VT2	0	0	1	1	0	0
VT3	0	0	0	1	1	0
VT4	0	0	0	0	1	1
VT5	1	0	0	0	0	1
VT6	1	1	0	0	0	0

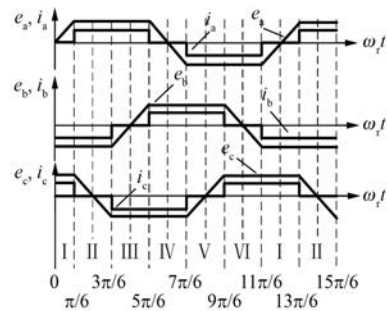


图 2 反电动势和相电流波形图

以 $\omega_r t$ 在扇区 V 为例, 开关管 VT3、VT4 恒通, 即 a 相下桥臂和 b 相上桥臂导通, c 相开关管关断, 则 $e_a = -e_b, -i_a = i_b, i_c = 0, u_{cn} = e_c, u_{an} = -0.5U_d, u_{bn} = 0.5U_d$, 结合式(1)~式(3)可得:

$$T_e = \frac{-e_a \times (-i_a) + e_a i_a}{\omega} = \frac{2e_a i_a}{\omega} \quad (4)$$

BLDCM 的反电动势与机械角速度关系为

$$e_a = k_e \frac{60}{2\pi} \omega = K\omega, \quad K = k_e \frac{60}{2\pi} \quad (5)$$

式中: k_e ——反电动势系数。

将式(5)代入式(4), 可得:

$$T_e = \frac{2i_a}{\omega} K\omega = 2Ki_a \quad (6)$$

由式(6)可知, 电磁转矩与导通相的相电流成正比, 则控制电磁转矩 T_e 的大小需控制此区间的导通相电流大小。

空间电流矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_s &= \frac{2}{3}(i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3}(-i_b + i_b e^{j2\pi/3}) = \frac{2}{\sqrt{3}} i_b e^{j5\pi/6} \quad (7) \end{aligned}$$

空间电压矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3}\left(-\frac{1}{2}U_d + \frac{1}{2}U_d e^{j2\pi/3} + e_c e^{j4\pi/3}\right) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j5\pi/6} + \frac{2}{3}e_c e^{j4\pi/3} \quad (8) \end{aligned}$$

空间电压矢量 \mathbf{u}_s 分为固定项和变化项两部分: 固定项 $\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j5\pi/6}$ 为导通相电压合成矢量, 变化项 $e_c e^{j4\pi/3}$ 为关断相电压矢量。关断相电流为零, 对电磁转矩无贡献。因此控制导通相电压合成矢量便能控制电磁转矩大小。

两相导通方式下, BLDCM 一个电周期内共 6 个导通相电压合成矢量, 用 \mathbf{U}_s 表示。设扇区 I~VI 内的导通相电压合成矢量分别用 $\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2, \mathbf{U}_3, \mathbf{U}_4$ 矢量表示。表 2 所示为逆变器工作模式与导通相电压合成矢量 \mathbf{U}_s 对应关系, “1”表示导通, “0”表示关断。

6 个导通相电压合成矢量 \mathbf{U}_s 在空间的分布如图 3 所示。

表 2 两相导通状态下绕组导通顺序表

扇区	开关管状态	导通相电流	矢量表示	导通相电压合成矢量 \mathbf{U}_s
I	000110	c+b-	\mathbf{U}_5	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j9\pi/6}$
II	100100	a+b-	\mathbf{U}_6	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j11\pi/6}$
III	100001	a+c-	\mathbf{U}_1	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j\pi/6}$
IV	001001	b+c-	\mathbf{U}_2	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j\pi/2}$
V	011000	b+a-	\mathbf{U}_3	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j5\pi/6}$
VI	010010	c+a-	\mathbf{U}_4	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d e^{j7\pi/6}$

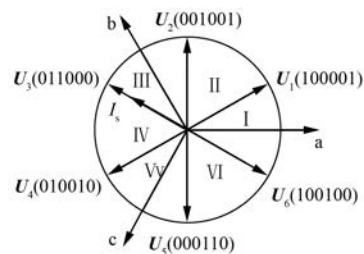


图 3 导通相电压合成矢量空间分布图

由式(6)与式(7)可知, 转矩幅值和空间电流矢量幅值关系如下:

$$|T_e| = 2K |i_b| = \sqrt{3}K |I_s| \quad (9)$$

扇区 V 中电流方向为 b+a-, 对应的空间电流矢量 \mathbf{I}_s 如图 3 所示, 与导通相电压合成矢量 \mathbf{U}_3 方向一致。此时施加 $\mathbf{U}_2, \mathbf{U}_3, \mathbf{U}_4$ (正矢量) 会增大空间电流矢量的幅值 $|I_s|$, 电磁转矩幅值也会增大, 为减小定子磁链幅值的影响, 选择最佳正矢量 \mathbf{U}_3 ; 施加 $\mathbf{U}_5, \mathbf{U}_6, \mathbf{U}_1$ (反矢量) 均能使空间电流矢量的幅值 $|I_s|$ 减小, 进而减小电磁转矩, 而 \mathbf{U}_6 为降低电磁转矩幅值的最佳反矢量。

选择开关矢量来改变电磁转矩大小的同时, 还应考虑电机的电磁转矩脉动问题。许多研究人员选择最佳正矢量增加电磁转矩, 选择全关断矢量 $\mathbf{U}_0(000000)$ 减小电磁转矩^[11]。参照永磁同步电机对零矢量的定义, 类似地对 BLDCM 施加一种含有 2 个非零数字的零矢量, 即 \mathbf{U}_{xy} (x 取 7 为

两个上桥臂开关管导通, x 取 0 为两个下桥臂开关管导通; y 取 1、2 或 3, 分别表示 I、II 或 III 扇区, IV、V、VI 扇区分别采用 I、II、III 扇区的零矢量), 使电机两个导通相的端点短路, 来降低电磁转矩大小^[12]。仍以转子所在扇区 V 为例, 分析两种矢量对电磁转矩的脉动影响, 如图 4 所示。在开关管 VT3、VT4 导通状态下, 分别施加全关断矢量 $U_0(000000)$ 和零矢量 $U_{72}(101000)$ 。

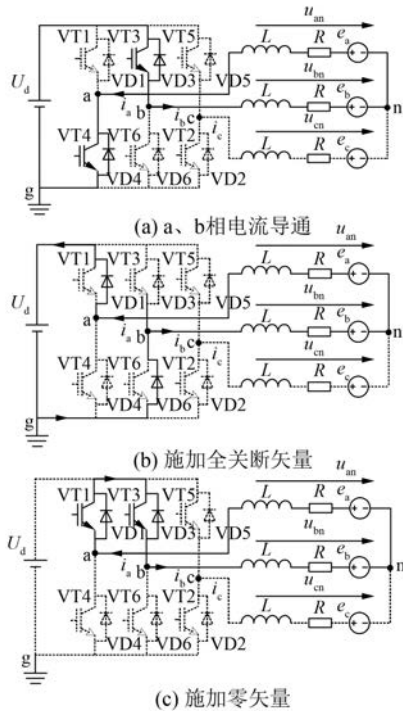


图 4 全关断矢量和零矢量的作用效果

全关断矢量作用下, $u_{an} = -u_{bn} = U_d/2, -e_a = e_b = E, a、b$ 相电压方程为

$$\begin{cases} u_{an} = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a = U_d/2 \\ u_{bn} = Ri_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b = -U_d/2 \end{cases} \quad (10)$$

定子绕组电压降远小于其他项, 可忽略不计, 因此:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2E + U_d}{2(L - M)} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{2E + U_d}{2(L - M)} \end{cases} \quad (11)$$

扇区 V 内, $-i_a = i_b, i_c = 0$, 反电动势幅值 E 、机械角速度 ω 恒定, 将式 (11) 代入式 (3) 求电磁转

矩变化率:

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{1}{\omega} \left(e_a \frac{di_a}{dt} + e_b \frac{di_b}{dt} \right) = -\frac{2E^2 + EU_d}{\omega(L - M)} \quad (12)$$

零矢量作用下, $u_{an} = u_{bn} = U_d/2, -e_a = e_b = E$, 此时 a、b 相电压方程为

$$\begin{cases} u_{an} = Ri_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a = U_d/2 \\ u_{bn} = Ri_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b = U_d/2 \end{cases} \quad (13)$$

根据全关断矢量作用下求得的电磁转矩变化率方法, 同理, 可得零矢量作用下电磁转矩变化率为

$$\begin{aligned} \frac{dT_e}{dt} &= \frac{1}{\omega} \left(e_a \frac{di_a}{dt} + e_b \frac{di_b}{dt} \right) = \\ &= \frac{1}{\omega} \left[e_a \frac{U_d + E}{2(L - M)} + e_b \frac{U_d - E}{L - M} \right] = \\ &= \frac{-2E^2 + EU_d}{\omega(L - M)} \end{aligned} \quad (14)$$

对比全关断矢量和零矢量作用下的电磁转矩变化率, 单位时间内, 零矢量作用下的转矩脉动更小。因此, 为了减少电机电磁转矩脉动, 要求降低电磁转矩幅值时使用零矢量, 需要增加电磁转矩幅值时发出使幅值影响最小的正矢量。正矢量-零矢量作用下的导通相电压合成矢量选择表如表 3 所示, 转矩滞环控制器输出 $\tau = 1$ 时发出正矢量增大电磁转矩幅值, $\tau = 0$ 时发出零矢量减少电磁转矩幅值。

表 3 正矢量-零矢量作用下的导通相电压合成矢量选择表

τ	转子所在扇区					
	I	II	III	IV	V	VI
1	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4
0	U_{71}	U_{72}	U_{73}	U_{71}	U_{72}	U_{73}

综上所述, 通过控制逆变器开关管开通和关断状态, 贡献相应的导通相合成电压矢量来控制空间电流矢量幅值 $|I_s|$, 进而改变电磁转矩大小。正确发出电压矢量对电磁转矩脉动起关键性作用, 但发出哪一个电压矢量则是由电机转子位置信号以及 DTC 控制系统中的转矩观测值 T_e^* 和转矩给定值 T_{e_g} 之间差值决定。因此, 精确实时检测相电流大小对当前转矩观测计算尤为重要。

2 相电流检测电路设计

本文选择 HCS-LSP 系列闭环霍尔电流传感器进行相电流采样。相电流检测结构框图如图 5 所示。a、b 两相电流穿过霍尔电流传感器, 经过 TLC2274 四运放调理电路, 最后送到 DSP 的 AD 采样端口。DSP 选择 TI 公司的 TMS320F28335。具体采集电路如图 6 所示, 霍尔电流传感器将 a、b 两相电流转换为电压信号 U_{s1} 、 U_{s2} , 再通过独立集成四运放芯片 TLC2274 构成的调理电路送入 DSP 的 AD 模块。

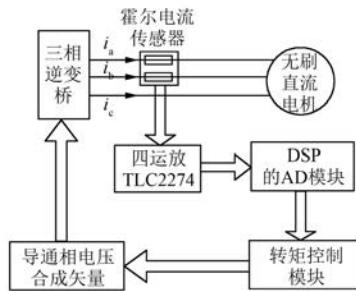


图 5 相电流检测结构框图

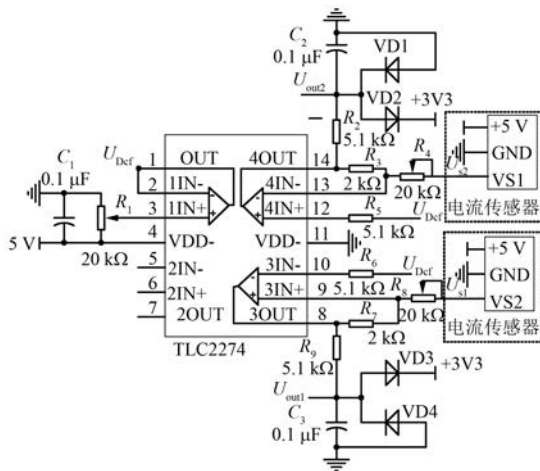


图 6 相电流检测电路图

两相电流送到霍尔电流传感器后, 将电流信号转为电压信号, 输入/输出函数为

$$U_s = \frac{U_{cc}}{5} \times \left(2.5 + 2 \times \frac{I_p}{I_{max}} \right) \quad (15)$$

其中: U_{cc} 为 5 V 直流电压, I_p 是霍尔电流传感器输入电流, U_s 为霍尔电流传感器输出电压, I_{max} 可达到 50 A 的测量范围。

两相电流信号转为电压信号, 经 TLC2274 运放 3 和运放 4 组成的反比例运算电路进行调压、隔离、滤波处理。运算放大器输入与输出之间的关系为

$$U_{out1,2} = \left(1 + \frac{2}{R_{4,8}} \right) \times U_{Def} - \frac{2}{R_{4,8}} U_{s1,2} \quad (16)$$

其中: U_{Def} 电压通过调节电位器 R_1 得到, 作为 TLC2274 运放 3、4 的基准电压; U_{s1} 和 U_{s2} 分别为运放 3、4 输入信号; U_{out1} 和 U_{out2} 分别为运放 3、4 输出信号。设定基准电压 U_{Def} 并滑动阻值 $R_{4,8}$ 大小, 使取样范围放有一定的裕量, 再送到 DSP 的 AD 采样端口。为确保 AD 采样端口的输入电压 U_{out1} 、 U_{out2} 处于 0~3 V, 在后级设置钳位电路。

试验所用的电机额定电流为 2.41 A, 则 I_{max} 取 10 A 量程, 设定 U_{Def} 为 2.2 V, $R_{4,8}$ 调到 2 k Ω , 代入式(15)、式(16)得 U_{out} 的范围为 1.4~2.4 V。

3 DTC 的相电流采样处理

3.1 相电流校正原理

本文使用的 DSP TMS320F28335 芯片内部 AD 模块具有一定的采样偏移校正功能。实际应用中, 这种校正无法满足采样精度要求高的场合, 尤其是增益、偏移等误差未能有效避免。为解决这一问题, 结合最小二乘法及线性拟合函数进行 AD 校正。校正前, 向 ADCINA0~ADCINA3 通道分别输入 1.6 V 的采样电压, 每路通道连续采集 32 次送到 AD 转换器, 转换结果依次存入结果寄存器 RESULT0~RESULT3 中, 观察 CCS4.12 软件中对应的数字量, 并将数据导入到 Excel 表格中。以 AD 转换后数字量值的大小为横轴, 不同数字量的个数为纵轴, 可得柱状图如图 7 所示。

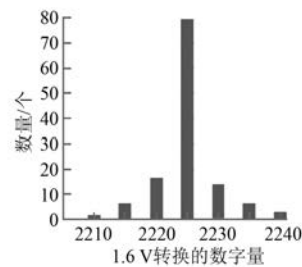


图 7 采样电压 1.6 V 转换的数字量

理想情况下 AD 输入/输出的数字量:

$$\text{Result} = 4\,095 \times \frac{\text{输入模拟值} - \text{ADCLO}}{3} \quad (17)$$

ADCLO 为 AD 转换的参考电平,硬件中与模拟地连接,则 1.6 V 经 AD 转换后理论为 2 184。图 7 所示 4 路通道采集的 128 个数据主要集中在 2 225,附近存在少量的干扰数据,相对于 2 184 有较大的偏差和波动。AD 转换精度受器件特性影响的同时也会受外界环境干扰。因此进行 AD 校正前应消除数据的干扰项,再求取平均值,进而获得更接近实际值的数字量。此处采用一种复合滤波算法,将中位值滤波和算术平均滤波结合。具体步骤:首先连续采样多个数据进行排序。当采集数据较少时,使用冒泡排序剔除干扰较为简便,一旦采集数据量较多,则冒泡排序会延误后期转矩的计算和响应,所以在采集数据较多时使用快速排序,排序完成后剔除干扰数据,求取平均值再进行 AD 校正,可使采集数据更接近理想值。最后将本次滤波电流值和上次滤波电流值进行加权运算然后送入转矩环计算当前转矩。这种滤波对周期性干扰具有良好的抑制作用。

3.2 软件算法

在 CCS4.12 编译环境下用 C 语言编程,将生成的文件装载到 DSP TMS320F28335 芯片实现 BLDCM 的直接转矩控制。DSP 芯片内 ePWM1~6 模块均能起动 AD 转换,软件设置 ePWM1 模块触发 AD 转换。程序设计如下:芯片内 AD 模块工作在级联模式下的连续转换模式,配置 ADCINA0、ADCINA1 为相电流采样通道并将转换结果送到结果寄存器 RESULT0 和 RESULT1,使能 PWMA_SOC 触发和使能 SEQ1 中断请求;ePWM1 时基模块为增/减计数模式,时钟频率为 20 kHz,事件触发模块使能 ePWMxSOCA 信号产生,设置时基计数器等于零(TBCTR = 0x0000)时产生起动 SOCA 脉冲。ePWM1 触发 AD 转换,如图 8 所示,在 ePWM1 模块周期开始处,时基计数器值下溢为零,向 AD 模块发出转换请求,AD 模块接收到触发信号后开始转换 a、b 相电流的采样值。

软件中设置每个 EOS 转换结束信号到来时产生中断请求,即当 SEQ1 序列发生器完成一个 AD 转换时,就会对该 SEQ1 的中断标志位进行置

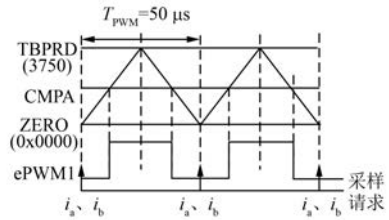


图 8 ePWM1 触发 AD 转换

位,进而向 CPU 发出 AD 中断请求。SEQ1 中断操作时序如图 9 所示。

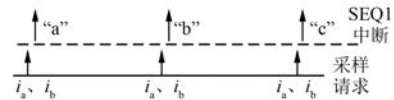


图 9 SEQ1 中断操作时序

BLDCM 转矩调节器具体实现如图 10 所示。AD 中断从结果寄存器读取采集的 a、b 相电流数据,快速排序后去除干扰项,进行 AD 校正。为抑制周期性干扰,将相电流一阶滞后滤波,然后计算当前转矩 T_e^* 。转速调节器根据给定速度 n^* 和反馈速度 n_f ,通过 PI 调节得出给定转矩 $T_{e.g}$ 。将观测值 T_e^* 和转矩给定值 $T_{e.g}$ 的转矩偏差 ΔT_e 输入转矩滞环控制器,将 ΔT_e 与 2 个阈值 $\pm\delta$ 进行比较: $\Delta T_e \geq$ 容差的上限 $+\delta$,输出结果 τ 为零,减小电磁转矩; $\Delta T_e \leq$ 容差的下限 $-\delta$,输出结果 τ 为 1,增大电磁转矩。因此,通过转矩滞环控制器的输出结果 τ 查询导通相电压合成矢量选择表,对 BLDCM 发出相应的电压脉冲矢量,以便及时控制当前转矩幅值。

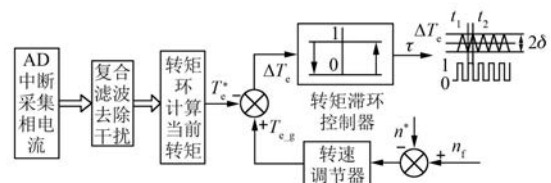


图 10 转矩控制调节器

3.3 数据验证

为验证上述电流检测与处理方式的可行性,用直流稳压源提供电流信号 I_s ;调节电流从 -2.5 A 以 0.5 A 步长递增到 2.5 A,穿过霍尔电流传感器,记下输出电压 U_s ; U_s 经过电流调理电路后送到 AD 端口,采样电压设为 U_{out} ;在 CCS4.12

环境下用 C 语言编写程序,并将采样程序烧录到 DSP 芯片,设经过 AD 模块转化的数字量为 Result。此时观察 CCS 变量窗口一并记下 Result 值,再根据式(18)计算未校正电压 U_{adc1} :

$$\text{Result} = 4\ 095 \times \frac{U_{adc1} - \text{ADCLO}}{3} \quad (18)$$

在 MATLAB 软件中根据最小二乘法及线性回归法将采样电压 U_{out} 和未校正电压 U_{adc1} 进行曲线拟合,得到回归函数 $y = 1.007\ 2x + 0.024\ 5$,以此标定校正后的电压转换值 U_{adc2} ,拟合曲线如图 11

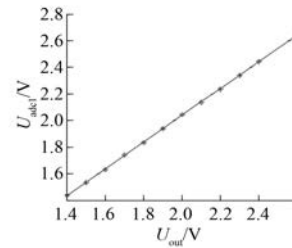


图 11 AD 实际拟合曲线

所示。分别求得校正和未校正误差系数,结果如表 4 所示。

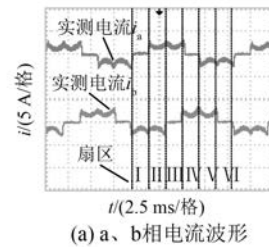
表 4 AD 采样测试结果及误差系数比较

I_s/A	U_s/V	U_{out}/V	Result		未校正值		校正值	
			理论值	实测值	U_{adc1}/V	误差系数/%	U_{adc1}/V	误差系数/%
-2.5	2.0	2.4	3 276	3 341	2.444 76	1.984	2.402 96	0.123
-2.0	2.1	2.3	3 140	3 193	2.339 19	1.704	2.298 14	0.081
-1.5	2.2	2.2	3 003	3 053	2.236 63	1.665	2.196 32	0.175
-1.0	2.3	2.1	2 867	2 920	2.139 19	1.866	2.099 57	0.020
-0.5	2.4	2.0	2 730	2 789	2.043 22	2.161	2.004 28	0.215
0	2.5	1.9	2 594	2 650	1.941 39	2.178	1.903 19	0.167
0.5	2.6	1.8	2 457	2 516	1.832 23	2.401	1.794 81	0.289
1.0	2.7	1.7	2 321	2 376	1.740 66	2.391	1.703 89	0.229
1.5	2.8	1.6	2 184	2 225	1.630 03	1.877	1.594 05	0.317
2.0	2.9	1.5	2 048	2 096	1.535 53	2.368	1.500 23	0.015
2.5	3.0	1.4	1 911	1 962	1.437 36	2.668	1.402 70	0.197

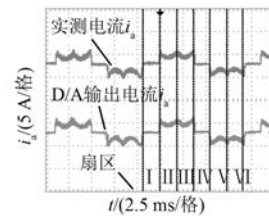
根据图 11 及表 4 数据得知,相电流经过滤波再进行 AD 校正可将误差降低到 1% 以下,有效提高了相电流的采集精度。

4 试验验证

试验使用 57BL55S06-230TF0 BLDCM,额定功率 60 W,额定电压 24 V,额定电流 2.41 A。将本文的相电流检测和校正方法应用于 BLDCM DTC 系统中。试验结果如图 12~图 13 所示。通过电流探头测得的 a、b 两相电流波形如图 12(a) 所示,两相电流相位差 120° ,波形平稳;图 12(b) 中第 1 路波形为 DSP 的 AD 模块测得的 a 相电流再经过 DA 转换输出后的波形,第 2 路波形为电流探头实时测得的 a 相电流,两者基本一致。图 13(a) 和图 13(b) 分别是电机使用普通 PWM 调制和 DTC 两种控制策略时测得的转矩波形。相较普通的 PWM 调制控制策略,DTC 的 BLDCM 出现的转矩脉动更小,说明本文的相电流检测与处



(a) a、b 相电流波形



(b) 实测 a 相电流和 DA 输出波形

图 12 BLDCM 试验电流波形

理方式有效可行。

5 结 语

本文在 BLDCM 数学模型基础上分析了电机

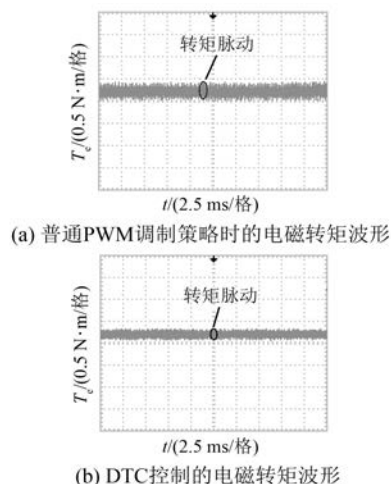


图 13 BLDCM 电磁转矩电流波形

电磁转矩与相电流的关系,设计了相电流检测电路,并提出一种相电流的检测与处理方案:在软件中将数据进行复合滤波后再用最小二乘法及线性回归方程校正 AD 值,让误差降为更低。校正后,相电流作为转矩控制环输入量,便可精确计算转矩大小,并及时发出相应的电压脉冲矢量来抑制转矩脉动。

本文所采用的相电流检测与处理方案的硬件、软件简单方便,采样精度高,适用于高性能电机控制的场合。

【参考文献】

[1] BASZYNSKI M, PIROG S. A novel speed measurement method for a high-speed BLDC motor based on the signals from the rotor position sensor [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 10(1): 84.

[2] BIST V, SINGH B. PFC Cuk converter-fed BLDC motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(2): 871.

[3] CHEN S, LIU G, ZHENG S. Sensorless control of BLDCM drive for a high-speed Maglev blower using a low pass filter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8845.

[4] 夏鲲,董斌,卢晶.一种基于电流反馈的分段式 PWM 控制无刷直流电机转矩波动抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(17): 172.

[5] 夏长亮,方红伟.永磁无刷直流电机及其控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25.

[6] 王大方,于知杉,金毅,等.无位置传感器无刷直流电机无硬件滤波转子位置检测方法 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 71.

[7] 李珍国,章松发,周生海,等.考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 139.

[8] XIA C L, WANG Y F, SHI T N. Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 896.

[9] 殷帅,吕彩琴,马铁华.抑制无刷直流电机换相转矩脉动的新型电流控制 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(8): 47.

[10] 边春元,薛胜先,李世印,等.基于 DSP 的无刷直流电机电流峰值控制 [J]. 东北大学学报, 2016, 37(7): 4.

[11] 胡育文,高瑾,杨建飞,等.永磁同步电动机直接转矩控制系统 [M]. 北京:机械工业出版社, 2015.

[12] 杨建飞,胡育文,刘建,等.两相导通 BLDCM DTC 电压空间矢量分析 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 95.

收稿日期: 2018-08-20

(上接第 65 页)

$$\begin{aligned}
 x_{ciji} &= -x_{afj} \sin[\theta + 120^\circ - (j-1)15^\circ] \\
 x_{ajkq} &= -x_{akq} \sin[\theta - (j-1)15^\circ] \\
 x_{bjkq} &= -x_{akq} \sin[\theta - 120^\circ - (j-1)15^\circ] \\
 x_{dm2} &= x_{sm2} + x_{ady}, x_{dm3} = x_{sm3} + x_{ady} \\
 x_{qm1} &= x_{sm1} + x_{aqy}, x_{qm2} = x_{sm2} + x_{aqy} \\
 x_{qm3} &= x_{sm3} + x_{aqy}, x_{0m1} = x_{s1} + x_{s7} + x_{s9} \\
 x_{0m2} &= x_{s2} + x_{s6} + x_{s10} = x_{s6}, x_{0m3} = x_{s11} + x_{s3} + x_{s5} \\
 x_{dqm1} &= x_{s1} \sin 15^\circ - x_{s7} \sin 105^\circ + x_{s9} \sin 135^\circ \\
 x_{dqm2} &= x_{s2} \sin 30^\circ + x_{s10} \sin 150^\circ + x_{s6} \sin 90^\circ = x_6 \\
 x_{dqm3} &= -x_{s11} \sin 165^\circ - x_{s3} \sin 45^\circ + x_{s5} \sin 75^\circ = x_{dqm1} \\
 x_{sy} &= x_{s8} \cos 0^\circ + x_{s8} \cos 120^\circ + x_{s8} \cos 120^\circ = x_{ss} - x_{s8}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_{sy0} &= x_{s0} \cos 0^\circ + x_{s8} \cos 120^\circ + x_{s8} \cos 120^\circ = x_{s0} - x_{s8} \\
 x_{sm1} &= x_{s1} \cos 15^\circ + x_{s7} \cos 105^\circ + x_{s9} \cos 135^\circ \\
 x_{sm2} &= x_{s2} \cos 30^\circ + x_{s10} \cos 150^\circ + x_{s6} \cos 90^\circ = 2x_{s2} \cos 30^\circ \\
 x_{sm3} &= x_{s11} \cos 165^\circ + x_{s5} \cos 75^\circ + x_{s3} \cos 45^\circ = x_{sm1} \\
 x_{dm1} &= x_{dm3}, x_{qm1} = x_{qm3}, x_{ady} = \frac{3}{2}x_{adfb} \\
 x_{aqy} &= \frac{3}{2}x_{aqfb}, x_{adfy} = \frac{3}{2}x_{afld}, x_{akdy} = \frac{3}{2}x_{akd} \\
 x_{afy} &= \frac{3}{2}x_{afq}, x_{akqy} = \frac{3}{2}x_{akq}
 \end{aligned}$$