

单个电流传感器实现的无刷直流电动机相电流检测

The Detection of Phase Current in BLDC Motor Drive System by One Current Sensor

谭 徽 王 勇 汪信尧 江建中
(上海大学)

Tan Hui Wang Yong Wang Xingyao Jiang Jianzhong
(Shanghai University)

摘 要 无刷直流电动机的输出转矩与相电流大小成正比,通常为构成电流闭环及保护,需要采用多个电流传感器。本文提出的新的相电流检测方法,则只需一只电流传感器。实验验证了该方法是正确和有效的。

关键词 无刷直流电动机;电流传感器

分类号 TM33 TM933.12

Abstract Brushless DC (BLDC) motors produce electromagnetic torque in proportion to its winding current level. Traditionally, the realization of a closed loop current controller depends on several current sensors used to detect winding currents in a BLDC motor drive system. This paper presents a novel approach which only needs one current sensor while detecting winding current. Its correctness has been verified by experiments.

Keywords BLDC motor; current sensor

1 引 言

无刷直流电动机效率高,功率密度大,输出转矩与相电流幅值成正比,控制十分简便,因而被越来越多的伺服驱动系统所采用。为提高响应速度,这一类系统常常需要构建转矩闭环,从而必须测量电动机的相电流。传统的方法是直接通过传感器检测相电流。此外,为确保系统安全,往往还需要过载保护和直流短路保护,进而要求测量逆变器直流侧母线电流。这样构成的系统需要多个电流传感器,成本较高,同时也增大了驱动装置的体积,所以利用单个电流传感器实现电动机相电流检测的技术便引起了人们关注^[1]。文献[2,3]均提出了用单个电流传感器测量无刷直流电动机相电流的技术。其中文献[2]所采用的方法要求逆变器采用

全桥型 PWM 调制,逆变器开关损耗较大。文献[3]所提出的方法则是通过改变传统的全桥型逆变器的拓扑结构,并采用特定的电流传感器连接方法来达到这一目的,其优点是可以采用半桥型 PWM 调制,但逆变器的结构复杂,集成度降低。相对于前两种方法而言,本文所提出的无刷直流电动机相电流测量方法,则兼具二者的优点:逆变器采用半桥型 PWM 调制,只需用一只电流传感器测量逆变器直流侧电源母线电流,其它处理完全由软件实现,无需改变传统的逆变器结构,对电流传感器也无任何特殊要求,更加便于应用。

2 基本系统描述与分析

无刷直流电动机驱动系统基本部分由无刷直

收稿日期:1998-09-10

谭 徽 男 1971 年生,上海大学电力传动及其自动化专业博士,研究方向为电机与控制。

流电动机、逆变器、位置传感器及控制器等4部分组成。整个系统中,电动机是被控制对象,逆变器为执行机构,电动机的各种运行状态均由控制器通过对逆变器的控制来实现,位置传感器则仅用于向控制器提供电动机换向逻辑信号。

2.1.1 永磁无刷直流电动机状态空间模型

规定与假设如下:

- 电动机采用Y联接。
- 电动机模型中各电量的参考方向如图1所示。
- 电枢各相绕组结构相同,空间位置对称。
- 永磁体采用面向气隙式,忽略凸极效应。

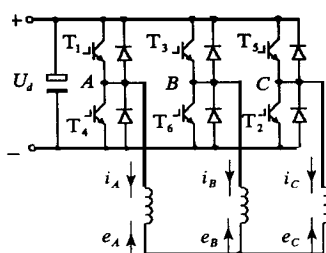


图1 无刷直流电动机电动势、电流正方向

由以上规定和假设,可得无刷直流电动机的电压方程和电磁转矩为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L_{aT} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = (e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C) / \omega_m \quad (2)$$

式中, L 和 M 分别为绕组自感和互感; T_e 为电磁转矩; ω_m 为机械角速度。

2.2 逆变器运行状态分析

在无刷直流电动机驱动系统中,逆变器的作用有两个:一是根据转子的位置使电动机实现同步电子换向;二是通过调制改变平均输出电压,从而调节电动机的工作电流。无刷直流电动机绕组为Y型联接时,其驱动系统中逆变器多采用120°相带导通方式。在用PWM模式调节逆变器的输出电压时,可以对上桥臂和下桥臂同时调制(全桥型PWM调制),也可以仅对上半桥或下半桥进行调制(半桥型PWM调制),以降低逆变器的开关损耗。图2中虚线所示为A、B两相导通时,半桥型PWM调制和全

桥型PWM调制时的相电流通路。可见,在PWM有效期间,两种调制方式所对应的电流通路相同(图2(a));但在PWM无效期间,各自所对应的电流通路是不同的(图2(b)、(c))。在换相过程中,由于电动机为感性负载,电流不可能突变,则会出现三相同时导通的情况,图3所示为B相关断,C相开通时逆变器的电流回路。

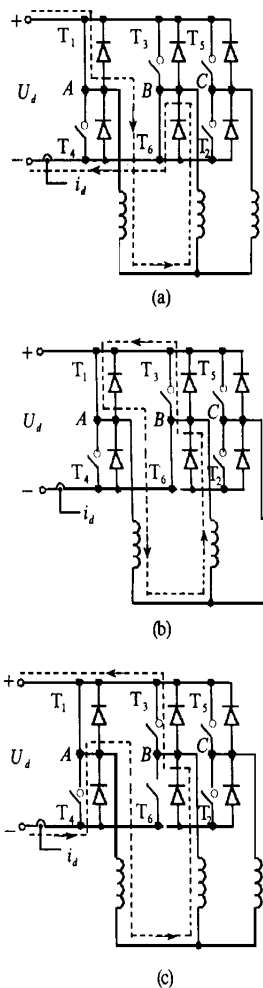


图2 PWM调制方法下逆变器状态分析

- (a) T_1 、 T_6 闭合; (b) 下半桥调制, T_6 断开;
(c) 全桥调制, T_1 、 T_6 断开

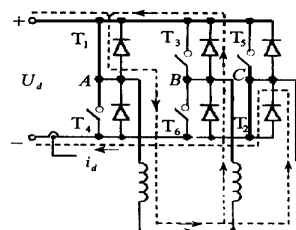


图3 换相过程中逆变器电流回路示意图

3 相电流采样方法分析与比较

由式(2)可知,无刷直流电动机的输出转矩与相电流成正比,因此需要以相电流作为反馈来构成转矩闭环。获得相电流信号最有效的方法便是采用 3 个电流传感器直接测量逆变器的三相输出。过载及短路保护功能则通过直流侧的电流传感器实现。这一方案可以提供关于电动机相电流的全部信息,所构成的转矩闭环控制系统对由于电流换相引起的转矩波动具有较强的抑制作用,适用于对电动机输出转矩平稳性要求较高的场合,但系统的成本较高。

在全桥型 PWM 调制状态下,由图 2(a)、(c)及图 3 可知,在非换相期间,直流侧的电流与相电流相等,在换相期间则不然。所以,如果忽略电动机换相对逆变器三相同时导通所引起的转矩波动,便可以利用直流侧的电流传感器构成电流闭环。这样(如图 2),只需一个电流传感器便可实现相电流反馈以及过载、短路保护。降低了系统成本。这一方案的缺点主要为逆变器必须采用全桥型 PWM 调制方式,逆变器损耗较大。文献[3]所提出的方法解决了这一困难,其原理见图 4。以 A、B 两相导通,对下半桥进行 PWM 调制为例。当 T_6 断开时,续流二极管导通,由于逆变器拓扑结构发生了改变,电动机相电流依然通过直流侧的电流传感器(如图 4 中虚线所示)。但其付出的代价则是不能利用功率器件内部集成的反向续流二极管,从而降低了逆变器的集成度。再则,直流侧导线需多次穿过电流传感器,在大电流、粗导线情况下,装配较困难。另外,电流传感器必须放置在滤波电容与逆变器之间的直流通路上,否则便如图 5 所示,电流传感器检测到的电流 i_d 不再反映相电流。这里依旧以 A、B 两相处于导通状态为例来加以说明。此时, T_1 和 T_6 处于工作状态。假设对 T_6 进行 PWM 调制。 T_6 闭合时,如图 5(a)所示,电源输出电流的同时,滤波电容放电,共同为电动机绕组提供相电流。 T_6 断开时,相电流回路如图 5(b)所示,此时电源为滤波电容充电。显然,直流侧电流传感器测量出的电流值不再是相电流。类似的情况也存在于全桥 PWM 调制状态。在实际的电路中,滤波电容要求与逆变器的正负端之间的引线尽可能短,尤其在逆变器采用并联以及工作电流较大时,这一点更为重要。这样便使得电流传感器难以放置在滤波电容与逆变器之间。

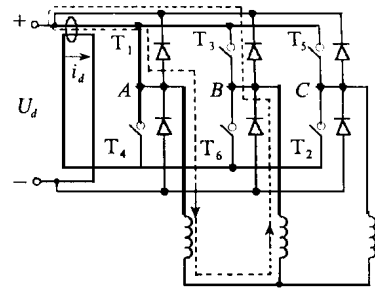


图 4 单个电流传感器实现的相电流检测电路

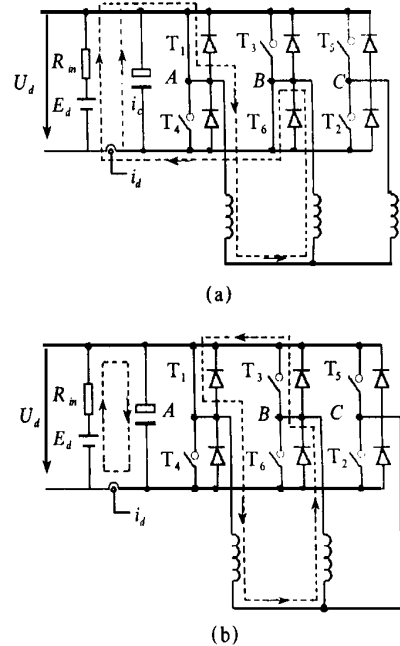


图 5 下半桥采用 PWM 调制状态下电流回路示意图

(a) PWM 有效期间, T_6 闭合;

(b) PWM 无效期间, T_6 断开

4 半桥型 PWM 调制模式下的平均相电流估计方法

根据以上分析可知,放置电流传感器适合的位置如图 5 所示,即滤波电容应处于逆变器与电流传感器之间。这样,前面所提到的两种相电流检测方法均不再适用。而采用下面提出的方法,即可由逆变器直流侧电源母线电流 i_d 求出相电流 i_{ϕ} 。

4.1 非换相状态下的相电流检测

在稳态情况下,电容两端电压的变化量在一个周期中的积分值为 0,即

$$C \int_t^{t+T} i(t) dt = 0 \quad (3)$$

式中, T 取为 PWM 调制周期; C 为滤波电容值。由图 5(a)可知,在 PWM 有效期间, T_6 闭合,电源与电容同时向电动机提供电流,即

$$i_{<} = i_d + i_c \tag{4}$$

这时,滤波电容处于放电状态,端电压 U_d 下降。PWM 无效期间, T_6 断开。由图 5(b)可知,此时电源向滤波电容充电,而相电流仅在逆变器内部形成环路,与 i_d 无关。由于 PWM 的频率较高,电动机为感性负载,电流不能突变,可以认为在整个 PWM 周期内相电流 $i_{<}$ 为常值,所以根据式(4),只要计算出 PWM 有效期间滤波电容的放电电流 i_c ,便可得到相电流 $i_{<}$ 。

假设滤波电容充放电过程中电流均保持常值,则由式(3)可得

$$i_c = \frac{1-D}{D} i_d \tag{5}$$

其中 D 为 PWM 占空比。将式(5)代入式(4)得

$$i_{<} = \frac{1}{D} i_d \tag{6}$$

这样,得出了式(6)这样一个非常简单的式子来描述相电流 $i_{<}$ 与直流侧电流传感器所测得的电流 i_d 之间的关系。

根据以上的推导结果,还有一点值得关注的:式(5)所描述的关系表明 PWM 占空比越小,滤波电容在 PWM 有效期间输出的电流越大。由此可见,在逆变器用于驱动电动车辆用无刷直流电动机这一类低压大电流系统时,设计中必须注意滤波电容所需承受的电流。

如果从能量传输的角度来考察,则可以忽略滤波电容,而把逆变器仅仅看作一个电压变换器。显然,逆变器所输出功率 $P_{out(inv)}$ 等于电动机的输入功率 $P_{in(m)}$,即

$$P_{out(inv)} = P_{in(m)} \tag{7}$$

忽略功率管的导通压降时,有

$$P_{in(m)} = Du_D i_{<} \tag{8}$$

对于逆变器而言,则有

$$P_{out(inv)} = P_{in(inv)} \tag{9}$$

$$P_{in(inv)} = u_D i_d \tag{10}$$

式中, $P_{in(inv)}$ 为逆变器的输入功率; η 为逆变器的效率。综合以上式(7)~(10)可得

$$i_{<} = \frac{1}{D} i_d \tag{11}$$

取 $\eta = 1$ 时,式(11)与式(6)相同。

4.1.2 考虑换相所引起的相电流波动

图 6(a)及图 7(a)分别为 PWM 占空比分别为 25 %和 75 %时所得的直流侧电流 i_d ;图 6(b)与图 7(b)所示为各自所对应相电流波形。每周期中相电流波形中间部分的波动是由换相引起的,右边的波峰则是反电势下降的原因。由此可见,计算相电流时,如果仅仅考虑两相导通的情况是不够的。对比图 6 和图 7 可以发现: PWM 占空比不同时,在相电流值接近的情况下, i_d 相差很大。PWM 有效周期越小, i_d 越小,滤波电容中所流过的电流越大。

相电流值接近时,波形相似,而与 PWM 的占空比无关。为此,可以通过实验,用数字式示波器得出不同负载下的相电流波形,以相电流导通的 120° 区间内平均电流相等为规则,对式(11)取一波形系数 k ,则

$$i_{<} = k \frac{1}{D} i_d = \frac{K}{D} i_d \tag{12}$$

其中 $K = k$ 。这样,便可由电流传感器所测得的电流 i_d 和占空比 D 得出相电流的平均值(表 1 为实验所得的结果)。

当 PWM 占空比很小时,以下两点原因会导致计算误差增大: 计算中所需的直流侧母线电流 i_d 为平均值,而 PWM 占空比较小时, i_d 出现波动,如图 6(a)所示,导致电流采样值与平均值之间误差增大。直流侧母线电流 i_d 变化范围较大,所需采

表 1 实验结果分析

PWM 占空比 $D/\%$	传感器测量 i_d/A	两相导通时相电流 $i_{<} = i_d/D$			相电流平均值 $I_{<} = K \cdot i_{<}$		
		实验值/A	计算值/A	误差/%	实验值/A	计算值/A	误差/%
100	25132	25117	25132	- 115	29134	28161	- 216
75	19198	25140	26164	417	29136	30110	215
50	13183	27136	27166	111	31102	31126	018
25	6182	25163	27128	610	28139	30108	516

注:表中 K 取 1113。

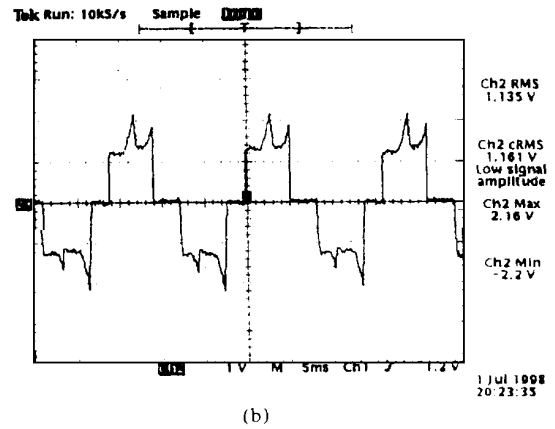
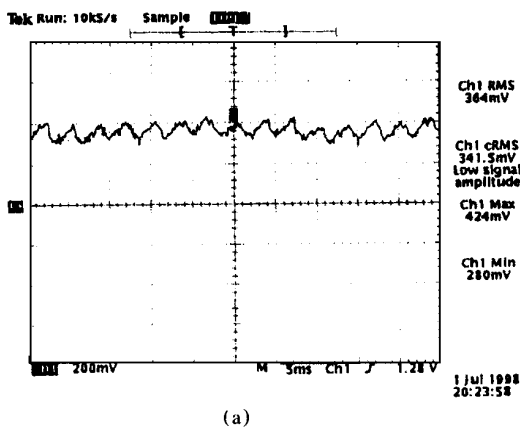


图 6 PWM 占空比为 25 % 时的电流波形

(a) 逆变器直流侧电源母线电流 i_d , 每格对应 4A;
(b) 单相电流波形, 每格对应 20A

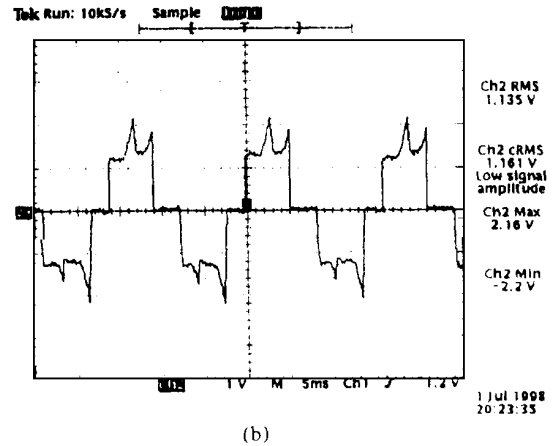
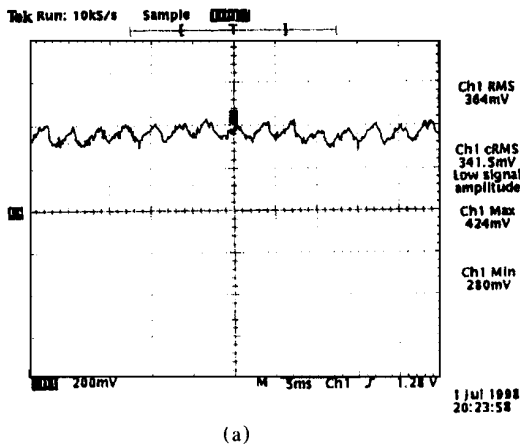


图 7 PWM 占空比为 75 % 时的电流波形

(a) 逆变器直流侧电源母线电流 i_d , 每格对应 20A;
(b) 单相电流波形, 每格对应 20A

用的电流传感器量程较大(实验中为 100A), 而 PWM 占空比很小时, i_d 很小, 导致传感器测量误差增大。

5 结 论

永磁无刷直流电动机的输出转矩与相电流成正比, 为构成转矩闭环控制, 通常需要多个电流传感器实现相电流反馈和保护。本文提出的方法则是在单片机控制系统中, 仅对直流侧总线电流采样, 间接求得电动机相电流的平均值, 从而实现转矩闭环控制。整个系统仅需采用一个电流传感器, 降低了系统成本。实验证明这一方法是正确和有效的。

参 考 文 献

- 1 Frede Blaabuerg, Jonh K. Pedersen, Ulrik Jaeger, Paul Thøgersen. Single current sensor technique in the DC link of three - phase PWM - VS inverters: A review and a novel solution. *IEEE Trans. On PE*, 1991, 6(1): 118 ~ 126
- 2 Thomas M Jahns, Roger C Becerra, Ehsani M. Integrated current regulation for a brushless ECM drive. *IEEE Trans. On IA*, 1997, 33(1): 1 241 ~ 1 253
- 3 Acaunley P P, Ceng, Fiee. Current measurement in three - phase brushless DC drives, *IEE Proceedings - B*, 1993, 140(1): 71 ~ 79