

基于虚拟中性点的无位置传感器无刷直流电动机位置检测方法

为提高无位置传感器无刷直流电动机位置准确度的辨识度,提出一种基于虚拟中性点的无位置传感器无刷直流电动机位置信号的获取方法。采用数字式无刷直流电动机Matlab仿真模型和基于直线拟合技术的数字滤波器相位延迟修正方法对该位置检测方法进行验证。仿真结果表明:提出的位置检测方法能准确地检测出轻载、重载以及突加负载情况下的转子位置信号,将有助于促进该种电动机在工业生产中的进一步推广。

杨成根 李 岚 王云财/江南大学物联网工程学院



杨成根/硕士研究生

传统的无刷直流电动机需要一套固定的位置传感器来获得位置信号,这不仅增加了经济上的投入和制造工艺的繁杂程度,同时也降低了电动机的可靠性,减小了该种电动机的使用范围;而无位置传感器无刷直流电动机通过测得的物理量,由相应的算法间接得到位置信号,这种方式无须位置传感器,缩小了电动机尺寸,扩大了其使用范围。因此,无位置传感器无刷直流电动机的控制成为了目前主要的研究热点之一。

国内外很多学者对无位置传感器无刷直流电动机技术进行了研究,获得了多种无刷直流电动机转子位置信号检测方法,主要有反电动势过零法^[1]、卡尔曼滤波器法^[2]以及续流二极管电流检测法^[3]等,其中反电动势检测法是目前应用最广泛的检测方法。文献[4]提出了H_PWM-L_PWM调制方式下的位置检测方法,即根据测得的端电压误差准确反映出位置信号的相位误差,但是该方

法需要准确测量出端电压突变前后的变化情况,提高了测量准确度,增加了成本。文献[5]提出了基于线电压误差获取无位置传感器无刷直流电动机的位置检测方法,该方法虽然结构简单,但是提高了灵敏度,且以非导通相无续流为前提,适用范围缩小。文献[6]提出了一种高速下比较电动机交流虚拟中性点和直流虚拟中性点的方法,虽然省去了滤波电路,但是在不同的PWM值下需选择不同的比较点,且该PWM阈值不易得到。文献[7]提出了基于凸极式永磁无刷电动机的方法,定子绕组电感根据转子位置函数的特点来获取转子位置信号,该方法与电动机参数无关,因只针对凸极式电动机,使用范围有限。文献[8]采用基于直线拟合技术对转子位置信号进行相位补偿的方法,能显著提高转子位置的辨识准确度,但是在低速时误差较大。文献[9]设计了一款通过定子绕组的三相端电压获取反电动势基波信号的新电路以及一种与转速无关的固定相位滞后的开关电容滤波器,能够得到无须相位补偿的转子位置信号,但是增加了硬件电路的复杂程度。

本文介绍了一种基于虚拟中性点的无位置传感器无刷直流电动机测量位置信号方法。本方法首先对三相端电压进行滤波以及相位补偿,以处理之后的信号构建虚拟中性点,以此中性点电压作为参考电平并与相应相的端电压进行比较。当悬空相绕组电压与参考电压相等时,该时刻即为该相绕组反电动势过零

关键词/Keywords

无刷直流电动机·
无位置传感器·
虚拟中性点·
Matlab仿真模型·

校自主项目(JUSRP11232)和江南大学启动项目(1255210322140780)。

点时刻。这种检测方法不仅能解决因各种调制方式造成的参考电压变化问题,而且丰富了数字滤波器相位补偿方法。

无位置传感器转子位置检测方法原理

1. 原理

无刷直流电动机由三相逆变桥驱动,在一个电角度周期内有六种换相状态,任意时刻,电动机的三相电路始终只有两相导通,每相导通 120° 电角度。本文依据该原理以及提出的转子位置信号检测方法,给出该方法下的无刷直流电动机主电路拓扑结构,如图1所示。

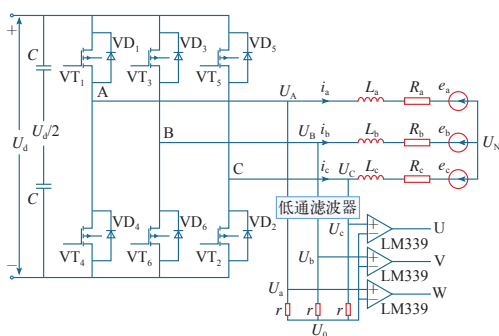


图1 无刷直流电动机拓扑结构

对于三相星形接法的无刷直流电动机,假设中性点电压为 U_N ,其中 U_A 、 U_B 和 U_C 为各相绕组的端电压,表达式为

$$\begin{cases} U_A = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a + U_N \\ U_B = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt} + e_b + U_N \\ U_C = R_c i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c + U_N \end{cases} \quad (1)$$

式中, R_a 、 R_b 和 R_c 为三相绕组等效电阻,且近似相等; L_a 、 L_b 和 L_c 为三相电感与互感之差,且近似相等; e_a 、 e_b 和 e_c 为三相的反电动势。

三相绕组为星形接法,依据基尔霍夫定律得

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

由式(1)、式(2)可得

$$U_N = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C) - \frac{1}{3}(e_a + e_b + e_c) \quad (3)$$

假设电动机处于 VT_1 、 VT_2 工作机制下,即电流从A相流入,C相流出,B相处于悬空状态,此

时没有电流流过B相,在不考虑PWM斩波的情况下,满足以下条件

$$\begin{cases} i_b = 0, di_b = 0 \\ e_a + e_c = 0 \\ U_A + U_C = U_d \\ U_B = e_b + U_N \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)代入式(4)可得悬空相的反电动势为

$$e_b = U_B - U_N = U_B - \frac{1}{2}U_d \quad (5)$$

由式(5)可知,当检测到 $U_B = U_N$ 或 $U_B = U_d/2$ 时,即可得到反电动势过零点时刻,进而得到转子在该时刻的位置。根据上述理论,一个电周期内相应相的过零点时刻即可确定。

2. 参考电平的选择

低通滤波检测法采用的参考电平一般分为直流电源中性点电压 $U_d/2$ 和虚拟中性点电压 U_0 (见图1)。若采用电动机直流电源中性点电压作为参考电平,由式(5)可知, $U_N = U_d/2$ 。当 $U_x = U_d/2$ (U_x 为任意相的端电压)时,即为反电动势过零点时刻。但是在比较不同的PWM调制方式时发现,电动机中性点的电压随PWM变化而变化,具体如表1所示。若采用 $U_N = U_d/2$ 作为参考电平,显然不能准确获取转子的位置。

表1 不同PWM调制方式时的中性点电压

序号	PWM调制方式	中性点电压	
		PWM开通	PWM关断
1	上桥臂PWM,下桥臂恒通	$U_d/2$	0
2	上桥臂恒通,下桥臂PWM	$U_d/2$	U_d
3	上桥臂PWM,下桥臂PWM	$U_d/2$	$U_d/2$

若以虚拟中性点电压为参考电平,由参考文献[10]可知,对反电动势过零点的检测与PWM的调制方式和斩波信号的变化无关,只与反电动势自身有关系,而虚拟中性点的电压围绕某一偏置电压(偏置电压的基准值因参考点电压的变化而变化)上下波动,且在一个周期内有6次变化,因此,可以将虚拟中性点电压作为参考电平。

3. 相位延迟的修正

根据无刷直流电动机理论,最大电动机输出

转矩时刻即为定子磁场超前转子磁场 90° 时刻；但是依据过零点检测法，测得的过零点时刻是定子磁场超前转子磁场 120° 时刻，所以电动机的最佳换相点是相电流滞后相反电动势过零点位置 30° 时刻。通过对虚拟中性点法的研究发现，当检测到反电动势过零点后，需要做 $(30^\circ + 60^\circ k)$ 电角度（其中 $k=0,1,2,\dots$ ）的延迟，此时电动机的输出转矩最大，此刻是最佳的换相状态，所以本文采用 $k=1$ （即延迟 90° 电角度）处理的办法，而且该方法能解决因为频率变化而造成的滞后角度变化问题。

根据所采用的低通滤波器参数以及无刷直流电动机的各项配置，计算出电动机在正常运转情况下某一转速的相位延迟，令此相位延迟角为 φ ，同时改变参考转速，统计各情况下的相位延迟角并对其进行观察，归纳相位延迟时间与电动机转速和滤波信号频率的关系，如表2所示。

表2 反电动势检测电路滞后延迟时间与电动机转速和滤波信号频率的关系

转速 n / (r/min)	反电动势频率 f /Hz	延迟时间 t /s
150	10	0.008
200	13.7	0.008
350	23.3	0.007
400	26.7	0.007
450	30	0.005
600	40	0.005
650	43.3	0.005
680	45.3	0.005

根据表2可以看出，随着电动机转速的不断增大，滤波电路的延迟角也不断增大，并满足一定的函数关系。依据表2编写相应的相位延迟Matlab函数，波形如图2所示。本文提出一种基于直线

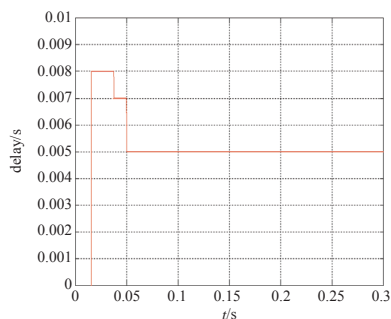


图2 电动机转速与相位延迟角关系

拟合的转子位置信号误差补偿办法。设电动机转速为 n 时，滤波器导致的延迟角为 φ ，其关系为

$$\varphi = f(n) \quad (6)$$

则实际换相点可表示为反电动势过零点之后延时 $90^\circ - \varphi$ 时刻。

仿真实验结果分析

1. 无位置传感器无刷直流电动机控制仿真模型介绍

本文利用Matlab/Simulink仿真工具，基于虚拟中性点获取转子位置信号的方法，搭建了无位置传感器无刷直流电动机的仿真模型。该仿真模型包括电动机本体（BLDCM）模块、逆变桥模块、电动机输出信号的各个测量模块、双闭环PID控制模块和反电动势过零检测模块等。控制系统采用双闭环控制策略，主要包括转速环和电流环，采用PI调节器控制；反电动势检测模块主要有数字滤波器模块、延迟模块、相位补偿模块以及霍尔信号检测模块等，它是整个电动机控制准确度的关键所在。

2. 仿真结果分析

仿真模型中无刷直流电动机参数设置为：极对数 $p=4$ ，定子相绕组 $R=0.3 \Omega$ ，定子相绕组自感系数 $L=0.01 \text{ H}$ ，互感系数 $M=0.0028 \text{ H}$ ，转动惯量 $J=0.002 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，阻尼系数 $B=0$ ，仿真时间为 1 s ，额定转速为 680 r/min ，给定参考转速为 500 r/min ，电动机供电电压为 48 V 。分别选取 $T_L=1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 和 0.1 s 时突加 $1.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载两种情况，仿真结果如图3、图4所示。从图3、图4可以看出：

1) 理论的三相霍尔信号和位置检测法测得的三相霍尔信号之间有 90° 相位差，这是由于采用数字式仿真模型且无法超前校正造成的，但是两者变化规律一致，可以通过软件补偿的方法使测得的三相霍尔信号逼近理论霍尔信号，在图3、图4中，两条信号线基本重合，表明该方法能准确地测量转子的位置信号。

2) 图4显示，随着时间的推移，转子的输出转矩和负载转矩逐渐平衡，三相霍尔信号周期不断减小，在 0.3 s 之后，系统处于平衡状态，说明该

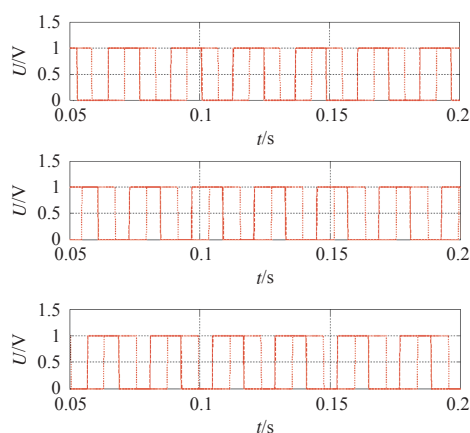


图3 恒负载1 N·m情况下的三相霍尔信号

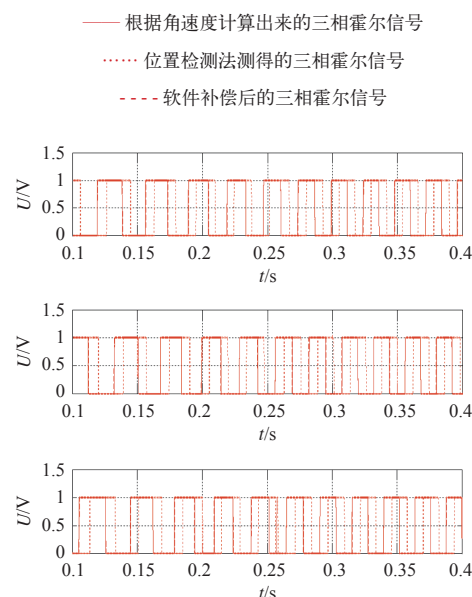


图4 0.1 s时突加1.5 N·m负载情况下的三相霍尔信号

位置补偿方法能很好地跟踪整个系统的变化,且能够对外界扰动、负载等条件的变化作出及时准确的动态响应。

结束语

针对无位置传感器无刷直流电动机转子位置信号测量准确度不高的问题,提出一种基于虚拟中性点法测量转子位置信号的方法。从基于虚拟中性点法检测转子位置信号的推导过程中可以看出,该方法适合各种调制方式下转子位置信号的检测,仿真实验结果表明,其测量准确度和测量

范围都有提高,同时基于直线拟合的转子位置信号误差补偿办法能够准确地实现因为滤波造成相位滞后的补偿。通过仿真实验,验证该方法能够解决各种调制方法下转子位置信号的确定问题。

参考文献

- [1] Chen Chenghu, Cheng Mingyan. A new sensorless commutation drive for brushless DC motors and alternators [C]. 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Taiwan, Nat, Cheng Kung Univ., 2006 (13): 2116-2121.
- [2] 刘栋良, 崔言飞, 陈镁斌. 无刷直流电动机反电动势估计方法 [J]. 电工技术学报, 2013, 28 (6): 52-57.
- [3] Ogasaware S, Akagi H. An approach to position sensorless drive for brushless DC motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991 (27): 928-933.
- [4] 吴小婧, 周波, 宋飞. 基于端电压对称的无位置传感器无刷直流电机位置信号校正 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (4): 54-59.
- [5] 贺曦, 廖勇. 基于线电压差值的无位置传感器无刷直流电机转子位置检测 [J]. 微电机, 2013, 46 (3): 33-37.
- [6] 杨旭, 瞿文龙. 一种电动自行车用无位置传感器无刷直流电机转子位置检测方法 [J]. 电工电能新技术, 2009, 28 (2): 63-66.
- [7] 王华斌, 刘和平, 张毅, 等. 计及中性点电压的无刷直流电机无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (7): 46-51.
- [8] 李自成, 程善美. 无位置传感器无刷直流电机信号位置补偿 [J]. 电力电子技术, 2010, 44 (9): 55-56.
- [9] 邹继斌, 江善林, 张洪亮. 一种新型的无位置传感器无刷直流电机转子位置检测方法 [J]. 电工技术学报, 2009, 24 (4): 48-53.
- [10] 梅营, 潘再平. 电动车用无刷直流电机无位置传感器控制的研究 [D]. 杭州: 浙江大学, 2011.

(收稿日期: 2015-02-28) EA