

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

徐海霞,赵继永,周大为.
基于换相点换相的无刷直流电
机无位置传感器控制.
电机与控制应用,2021,48(8):16.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



科技改变未来
智慧创造价值

· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于换相点换相的无刷直流电机无位置 传感器控制*

徐海霞¹, 赵继永¹, 周大为²

(1. 常州工业职业技术学院 智能控制学院, 江苏 常州 213164;

2. 常州市易尔通电子有限公司, 江苏 常州 213119)

摘要: 针对无刷直流电机(BLDCM)在高速状态下的换相不准确问题,根据电机反电动势与控制算法的换相点之间存在的特定关系,提出了一种新型的无传感器控制方法。该方法通过计算电机的换相点进行换相,规避了传统算法在相位延迟估算过程中的不确定性,并提高了无位置传感器控制算法的动态响应性能;引入查表的方法简化了所提BLDCM无传感器控制算法的实现过程。通过引入一种新型的电机反电动势检测电路,对无传感器控制算法的外部实现电路进行简化,进一步降低了所提控制算法的实现成本。试验结果表明,所提反电动势检测电路能有效检测电机相电压,所提BLDCM无位置传感器控制方法十分有效、实现简单,且在动态响应上具有很大优势。

关键词: 无刷直流电机; 无传感器控制; 反电动势; 中性点检测电路; 查表法

中图分类号: TM 33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)08-0016-06

doi: 10.12177/emca.2021.052

Sensorless Control of Brushless DC Motor Based on Commutation Point*

XU Haixia¹, ZHAO Jiyong¹, ZHOU Dawei²

(1. School of Intelligent Control, Changzhou Institute of Industry Technology, Changzhou 213164, China;

2. Changzhou Yiertong Electronic Co., Ltd., Changzhou 213119, China)

Abstract: In view of the inaccurate commutation of brushless DC motors in high-speed state, a novel method of sensorless control is proposed based on the special relationship between the motor back electromotive force (EMF) and the commutation points. The novel method can calculate the commutation point accurately. The uncertainty of the phase delay estimation process in traditional algorithm is avoided, and the dynamic response performance of the sensorless control algorithm is improved. A look-up table method is introduced to execute the algorithm, and the implementation of the algorithm is simplified. A new type of motor phase voltage detection circuit is involved, which simplifies the external circuit of the sensorless control algorithm, and makes the implementation cost of sensorless control algorithm further decreased. Experimental results show that the circuit can effectively detect the phase voltage of the motor. The proposed algorithm is simple to implement and has great advantages in dynamic response.

Key words: brushless DC motor (BLDCM); sensorless control; back electromotive force (EMF); neural point detection circuit; look-up table

收稿日期: 2021-03-29; 收到修改稿日期: 2021-05-28

* 基金项目: 江苏省高等学校自然科学研究项目(20KJD510003、19KJD470001)

作者简介: 徐海霞(1985—),女,硕士,讲师,研究方向为非线性系统、智能控制算法等。

赵继永(1963—),男,博士,教授,研究方向为伺服控制系统的热机械可靠性。

周大为(1983—),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机控制算法理论与应用及无刷直流电机控制器产品设计。

0 引言

无刷直流电机(BLDCM)以其结构简单、扭矩大、效率高和调速范围宽等优点广泛应用于仪表、家电、工控设备等领域中^[1-2]。BLDCM 一般通过安装在电机尾部的位置传感器来向电机控制器提供电机转子的位置信息。位置传感器的存在不仅增加了电机的制造成本,而且传感器的损坏风险也会降低电机在使用过程中的可靠性。因此, BLDCM 的无位置传感器控制技术已成为国内外学者研究的重点之一^[3-6]。

目前, BLDCM 的无位置传感器控制算法中, 基于反电动势过零点检测的转子位置估算方法及其衍生的方法应用最为广泛^[7-8]。文献[9]利用了 Buck 变换器电感和电容的缓冲续流作用配合三次谐波检测法检测电机反电动势的过零点。文献[10]提出在上桥斩波下桥全开期间, 比较非导通相端电压与中性点电压的关系, 得到反电动势过零点信号。文献[11]提出增加单端初级电感变换器前级驱动电路来校正理想反电动势过零点与实际反电动势过零点间的相位差。文献[12]提出一种基于线电压差积分的方法检测和校正换相误差来估算电机的换相点。上述无位置传感器控制方法, 当应用于高速电机控制时, 由于滤波延时、转速和转矩波动、MCU 计算时间等因素, 会使得电机的反电动势过零点出现超前或滞后, 造成换相不准确; 当电机负载发生快速较大变化时易出现失步的现象。其他算法如定子电感法、神经网络算法等^[13-15] 虽在理论上得到了较好的验证, 但实际的应用推广仍较少。

针对上述问题, 本文提出了一种新型的无传感器控制算法, 该算法综合 BLDCM 三相绕组的反电动势特性, 通过分析在控制算法的换相位置电机反电动势存在的规律, 利用该规律并结合电机反电动势与转速的关系, 从而获得 BLDCM 的换相位置。该算法规避了传统过零点算法的延时估算过程, 引入查表法, 使得实现过程更为简单, 适于推广, 特别是在高速电机控制中具有很大优势。同时, 本文提出了一种新型的电机反电动势检测电路, 以取代传统的三相电压检测电路, 该电路在成本、资源需求等方面比传统电路具有很大优势, 更适用于成本敏感度较高的

应用场合。

1 基于电机中心点的反电动势检测电路及分析

BLDCM 无传感器算法的检测电路需 3 个 ADC 端口分别检测电机的三相电压, 在许多低成本要求低的场合并不适用。本文提出一种在电机外部重构电机中性点的电路, 并通过测量该点电压来获取电机悬空相的反电动势, 如图 1 所示。

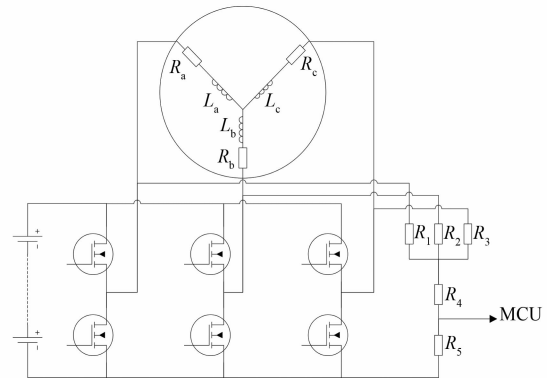


图 1 中性点重构电路

电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 用于外部重构电机的中性点, 且 $R_1 = R_2 = R_3$, 阻值远大于电机定子绕组的内阻, 一般 $10 \text{ k}\Omega$ 以上。利用电阻 R_4 和 R_5 对外构的中性点电压进行分压, 从而获得适于 MCU 采样的电压。

传统 BLDCM 的控制算法一般采用开通电机一相的上管和另外一相的下管方式来驱动 BLDCM 转动。假设控制系统在电机 A 相上管和电机 B 相下管导通的状态下, 图 1 所提重构电路可转化为图 2 所示的等效电路。

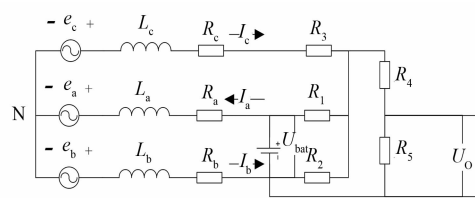


图 2 驱动状态下的等效电路

当不考虑电机定子绕组间互感时, 可以得到:

$$\begin{cases} U_N = U_{bat} - I_a \times R_a - L_a \times \frac{dI_a}{dt} - e_a \\ U_N = I_b \times R_b + L_b \times \frac{dI_b}{dt} - e_b \\ I_a = I_b + I_c \end{cases} \quad (1)$$

式中： U_N 为电机中性点电压； U_{bat} 为系统供电电压即电池电压； I_a 、 I_b 和 I_c 为电机三相绕组中通过的电流； R_a 、 R_b 为电机 A 相和 B 相绕组的电阻； L_a 、 L_b 为电机 A 相和 B 相绕组的电感； e_a 和 e_b 为电机 A、B 相绕组的反电动势。

由于外部选用电阻要远大于电机定子绕组的内阻，故 I_c 可近似为零。若假设电机三相绕组相互对称，即 $R_a = R_b = R_c$ ， $L_a = L_b = L_c$ ，则 $e_a + e_b + e_c = 0$ ，式(1)可以简化为

$$2U_N = U_{bat} + e_c \quad (2)$$

设 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ，采样电压 U_o 为

$$U_o = (U_{bat} + U_N - e_c) \times \frac{R_5}{R + 3 \times (R_4 + R_5)} \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)可得：

$$U_o = \frac{3 \times R_5 \times (U_{bat} - e_c)}{6 \times (R_5 + R_4) + 2 \times R} \quad (4)$$

由式 4 可见，在外部匹配电阻、系统供电电压已知的条件下，根据采样电压 U_o 可以准确计算出悬空相的反电动势 e_c 。

$$e_c = \frac{6 \times (R_5 + R_4) + 2 \times R}{3 \times R_5} \times U_o - U_{bat} \quad (5)$$

2 基于换相点的换相算法

电机转动过程中，BLDCM 定子三相绕组产生的反电动势相位差为 120° ，以反电动势为正弦波的 BLDCM 作为分析对象，反电动势为梯形波的 BLDCM 分析与之同理。

BLDCM 的控制算法输出的电压方向是抑制电机最大反电动势的方向，即开通电机三相中电压最大相对应的上管和电机三相电压中最小相对应的下管。电机反电动势与驱动桥臂导通关系如图 3 所示。其中，H->为上桥臂开启的对应相，L->为下桥臂开启的对应相。

分析图 3 可以发现控制算法中发生换相的位置具有以下特性：(1)非换相桥臂的反电动势达

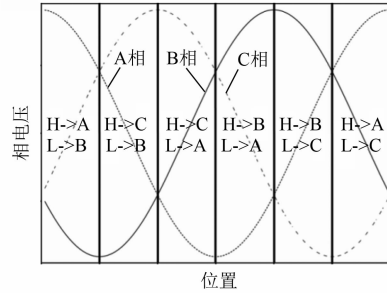


图 3 驱动状态与电机反电动势的关系

到幅值电压；(2)需换相的 2 个桥臂反电动势相等。根据电机三相反电动势之和为零的特性，可以得出结论：当电机发生换相时，其悬空相的反电动势为其反电动势幅值的一半。

BLDCM 的反电动势幅值与其转速成正比例关系，表达式如下：

$$e_p = K_e \times \omega \quad (6)$$

式中： e_p 为电机反电动势的幅值； K_e 为反电动势常数； ω 为电机转动电子频率。

将式(6)中的电子频率转换为电子周期，并将周期分为 6 个等分扇区，可计算电机在换相位时悬空相的相电压：

$$e_s = \pm \frac{K_e}{12 \times T_e} \quad (7)$$

式中： e_s 为换相点悬空相的反电动势； T_e 为电机转动中每个驱动扇区的时间。

通过对比由采样电压 U_o 计算出的悬空相反电动势 e_x (x 为悬空相) 与由转速估算的悬空相电压 e_s ，从而确定电机的换相点。当悬空相反电动势处于上升的阶段时， $e_x > e_s$ 可换相；当悬空相反电动势处于下降的阶段时， $e_x < e_s$ 可换相。

为提高电机驱动过程中的软件执行效率，将 e_s 预先计算好存放于数组中，驱动电机的过程中，直接提取数组中的换相点电压与当前检测值 e_x 进行比对。其中，数组中元素 e_s 的计算方式如下：

$$e_s(n) = \frac{K_e}{12 \times (n + 1) \times \Delta T} \quad (8)$$

式中： ΔT 为芯片执行换相定时中断的周期值； n 为数组元素序列号即换相后该定时中断发生的次数。

该算法的简要执行步骤如下。

步骤 1: 根据被控电机参数代入式(8)产生换相点电压数组 $e_s(n)$ 。

步骤 2: 产生定时中断, $n=0$ 。

步骤 3: 驱动上桥导通时, 由 ADC 端口获取采样电压 U_o , 计算当前悬空相电压值 e_x 。

步骤 4: 若悬空相电压处于上升期, 当 $e_x > e_s(n)$ 时, 跳转到步骤 5, 否则 $n=n+1$, 跳转到步骤 3; 若悬空相电压处于下降期, 当 $e_x < -e_s(n)$ 时, 跳转到步骤 5, 否则 $n=n+1$, 跳转到步骤 3。

步骤 5: 执行电机换相, $n=0$, 跳转到步骤 3。

3 试验仿真及分析

为验证本文所提方法的有效性和可行性, 选用 G40-LB07-64S35 型无位置传感器的 BLDCM 作为试验对象。该电机的额定功率为 1 500 W, 电机额定转速为 10 000 r/min, 额定电压 40 V, 转子极对数为 7。

3.1 仿真测试

为验证所提方法的动态响应优越性, 通过仿真对比过零点检测算法与本文所提算法的换相表现。根据被测电机特性, 模拟外部施加负载时令电机在 0.1 s 内由 6 000 r/min 均匀降至 1 000 r/min 的过程, 其单相反电动势变化如图 4 所示。

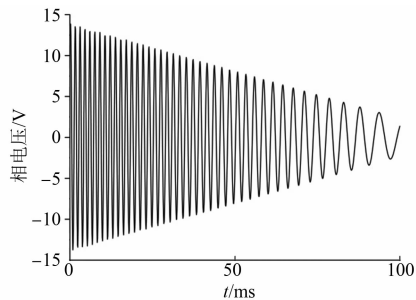


图 4 电机相电压变化趋势

选取自 0.05 s 开始至 0.07 s 这段时间, 分别采用过零点检测算法和本文所提的换相算法执行电机的换相操作。图 5 是电机三相电压在这段时间的变化趋势, 并展示了采用 2 种不同算法根据当前的相电压执行换相操作的表现。

在图 5 中, 图 5(a)~图 5(c) 为电机三相电压的变化趋势。图 5(d) 为基于过零点检测的换相算法提供的电机换相信息, 每当产生一次换相, 则位

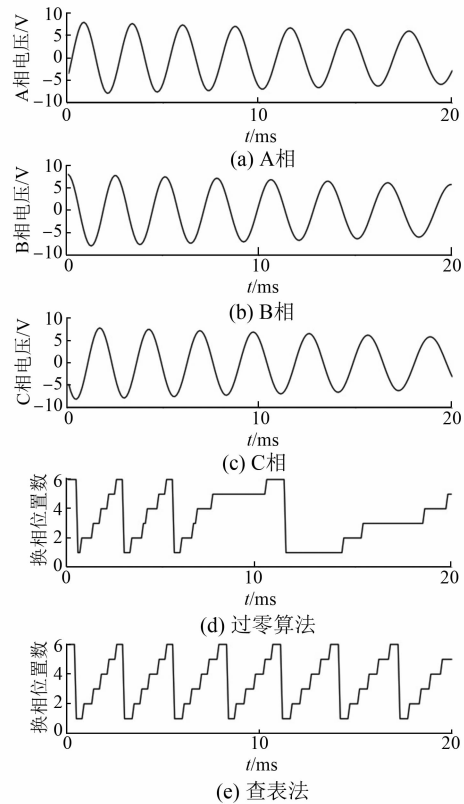


图 5 2 种电机换相算法的仿真对比

置数增加 1, 位置数在 1~6 区间内循环。图 5(e) 为基于本文的换相算法提供的电机换相信息。

由图 5 可见, 过零点换相算法在电机转速发生明显变化时, 其换相扇区的时间发生了明显的不对称, 随时间推移不对称性会显著增加, 从而导致这种换相操作易于出现失步现象。该现象是由于在负载变化较大、速度变化较快的情况下电机的反电动势过零点并非一个扇区的中心点。而本文所提算法在整个时间段均较为准确地选择了换相位置, 具有较强的动态响应性能。

3.2 试验测试

为验证本文所提方法的实用性和可推广性, 电机控制器选用意法半导体公司的 STM32FEBKC6 作为主控 MCU, 试验时芯片选用的主频为 48 MHz。构建 BLDCM 驱动桥臂的 MOSFET 选用新洁能公司的 NCEP85T14。PWM 模块的输出频率为 15.6 kHz。电机换相计算的中断频率设置为 50 kHz。试验采用稳压电源为控制器供电, 试验电压为 40 V。试验测试装置如图 6 所示。



图6 测试装置

试验中未采用霍尔传感器验证算法换相准确性,主要是由于传感器的安装精度不足以作为衡量算法的标准。本次试验使用的电机未安装位置传感器,可根据电机相对地电压的对称性来判断其换相精度。

为验证算法的动态响应性能,将控制器的母线限流值设定为45 A,相电流保护值为100 A,将电机转至7 000 r/min,对电机突然施加2.5 N·m的重负载,观察被测控制器单相相电流及相对地电压的变化波形。试验波形如图7所示。

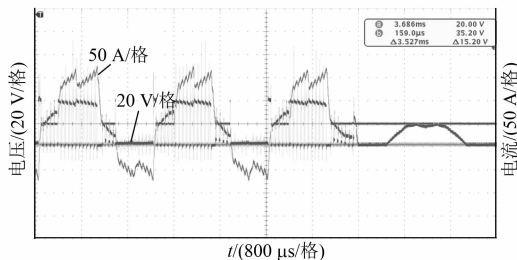


图7 突加负载时电机相电流和相对地电压的变化趋势

在图7中,示波器的2通道为电机A相的相对地电压,示波器4通道为A相的相电流。通过对图7的分析可知,在其转速下降的末期,其相电流峰值已达到100 A左右,此时控制器需进行相电流保护,但通过电机相对地电压波形和相电流波形来看,此时控制器执行的换相操作依然正常。

为验证本文所提算法在不同速度区间的换相性能,利用恒转速的控制方式将被测电机分别转动至2 000、4 000、6 000、8 000、10 000 r/min,观察其单相的相对地电压及其母线电流的波形,每组

试验均对电机施加0.2 N·m的负载。不同转速下试验波形如图8~图12所示。其中示波器的2通道均为相对地电压波形,4通道均为控制器的母线电流波形。

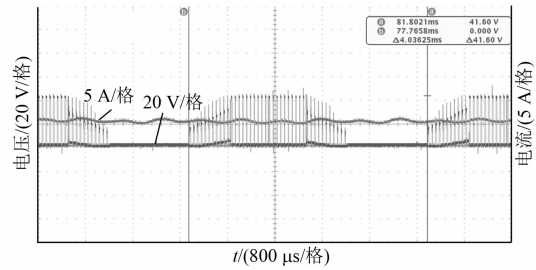


图8 电机在2 000 r/min时电压及电流波形

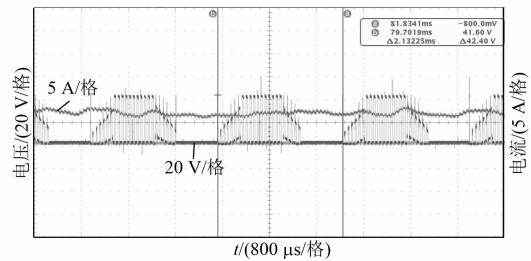


图9 电机在4 000 r/min时电压及电流波形

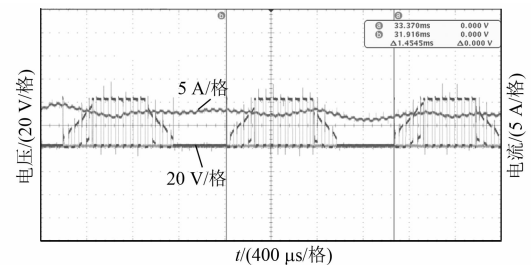


图10 电机在6 000 r/min时电压及电流波形

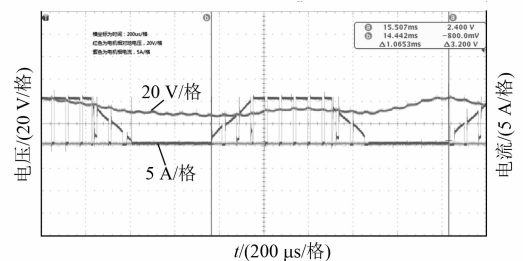


图11 8 000 r/min电压及电流波形

由上述试验结果分析可见,所提算法在不同转速下均具有良好的换相效果。因此,本文阐述的方法可以有效替代霍尔传感器实现BLDCM的无位置传感器控制。

