

钻井力矩电机新型无位置传感器控制方法

白国长, 张宇昕

(郑州大学 机械工程学院, 河南 郑州 450001)

摘 要: 针对目前无位置传感器控制方法受限于电机在零速和低速时反电动势不存在、非常微弱、或是实施困难等特点, 基于传统磁链函数法基本原理, 屏蔽计算误差和噪声的函数项, 得出了简化的磁链函数法. 通过软件建模仿真, 并搭建基于 TMS320F28335 控制芯片的硬件实验平台进行实验验证. 结果表明, 简化的磁链函数法相比传统磁链函数法只使用电机运行时导通相线电压计算换相时刻, 减少了计算量、降低了对参数的依赖性, 钻井力矩电机在低转速(60 r/min)下使用简化的磁链函数法可准确计算换相时刻, 实现电机平稳运行.

关键词: 无位置传感器; 转速无关; 钻井力矩电机; 低转速; 磁链函数

中图分类号: TM 351 文献标志码: A doi:10.13705/j.issn.1671-6833.2016.06.010

0 引言

当前安装转子位置传感器的钻井力矩电机(后称钻井电机)使得电机的体积和成本增加, 可靠性降低, 无法在恶劣的井下环境工作, 采用无位置传感器控制方法(后称无位置控制法)是钻井电机的发展方向. 无位置控制法发展至今, 反电动势法是目前运用最多, 技术最成熟的一种方法, 国内外专家学者对其研究较多<sup>[1-2]</sup>, 但由于滤波电路的引入导致高速时相应滞后, 实时补偿难以实现等问题. 文献[3]通过分析电子导通相微分方程, 提出一种与转速无关的磁链函数法, 该方法应用于电机低速阶段, 但是计算量大, 依赖性强. 文献[4]将滑动滤波器应用在传统磁链函数法上, 拓宽了低速检测范围, 降低了测量噪声, 但是仍需获取电压电流等物理量.

笔者针对传统磁链函数法对电机固有参数依赖性高, 计算量大, 对其进行简化. 简化的磁链函数法只使用电机运行时的线电压获取换相点, 降低了传统磁链函数对于电机固有参数的依赖性 & 计算量, 无需附加硬件电路. 最后通过仿真及实验验证了电机在低转速下使用简化磁链函数法的有效性.

1 磁链函数法基本原理

1.1 系统数学模型

首先建立 PMBLDCM 数学模型及基本假设: 电机定子绕组连接方式为星形连接; 电机定子三相完全对称, 各相绕组  $R$ 、 $L$  参数完全相同; 忽略定子绕组电枢反应的影响; 电机气隙磁导均匀, 磁钢性能一致, 忽略磁路饱和, 涡流损耗、铁耗、漏感及电流饱和效应. 得到电机数学模型如下<sup>[5]</sup>:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix},$$

(1)

式中:  $V_x$  为三相绕组电压,  $V$ ;  $i_x$  为三相绕组电流,  $A$ ;  $R$  为每相绕组相电阻,  $\Omega$ ;  $e_x$  为三相绕组反电动势,  $V$ ,  $x = a, b, c$ ;  $L$  为简化后电机相电感, 其中  $L = L_s - L_m$ ;  $L_s$  和  $L_m$  为每相绕组的自感与互感,  $H$ . 式(1)对应的等效电路如图 1 所示<sup>[6]</sup>.

1.2 磁链函数法推导

电机在运行时的导通相都可以由一阶微分方程(2)来描述:

收稿日期:2016-05-20; 修订日期:2016-07-19

基金项目:国家自然科学基金联合资助项目(U13040120)

作者简介:白国长(1968—),男,河南襄城人,郑州大学副教授,博士,主要从事机电一体化、变频调速及控制、液压伺服系统控制的研究, E-mail: bai\_guochang@126.com.

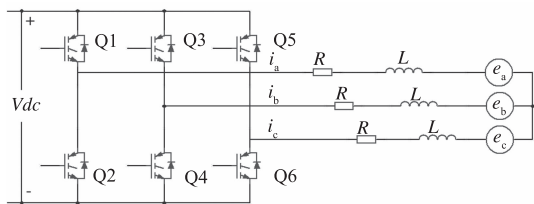


图1 永磁无刷直流电机等效电路

Fig1. PMBLDCM equivalent circuit

$$V_x = Ri_x + \sum_{k=1}^n \frac{d\psi_{kx}(\theta, i_x)}{dt}. \quad (2)$$

式中:  $\theta$  为电机转子位置;  $\psi_{kx}(\theta, i_x)$  为电机三相各导通相磁链函数, 其中包含了自感磁链和互感磁链, 根据假设, 则能得到 a 相磁链表达式:

$$\psi_a = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + \lambda_{ar}(\theta). \quad (3)$$

将式(3)代入式(2), 得

$$\begin{aligned} V_a &= Ri_a + \frac{d}{dt}(L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c) + \frac{d\lambda_{ar}(\theta)}{dt} = \\ &= Ri_a + \frac{d}{dt}(L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c) + \frac{d\lambda_{ar}(\theta)}{dt} = \\ &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + \frac{d\lambda_{ar}(\theta)}{dt}. \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)即为 a 相电压表达式. 式中等号右边第三项为反电动势函数微分项, 该函数值与转子位置相关. 其中  $\lambda_{ar}(\theta) = k_e f_{ar}(\theta)$ ,  $k_e$  为反电动势系数,  $f_{ar}(\theta)$  为反映转子位置的磁链形式函数<sup>[7]</sup>, 从而式(4)最终可化为

$$V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + k_e \omega \frac{d(f_{ar}(\theta))}{dt}, \quad (5)$$

式中:  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  代表转速. 由于现在电机制造厂商很少提供中线, 为便于计算, 需要获取线电压. 通过类比式(5), 将相电压表达式相减可得 a、b 相间线电压方程式:

$$V_{ab} = R(i_a - i_b) + L \frac{d(i_a - i_b)}{dt} + k_e \omega \frac{d(f_{abr}(\theta))}{dt}. \quad (6)$$

再将磁链形式函数微分项提取出来, 移项后可得

$$\frac{d(f_{abr}(\theta))}{dt} = \frac{V_{ab} - R(i_a - i_b) - L \frac{d(i_a - i_b)}{dt}}{k_e \omega}. \quad (7)$$

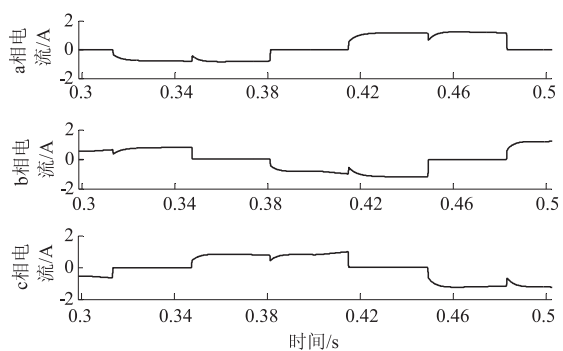
此时将相邻磁链形式函数微分项相除消去转速得

$$\frac{\frac{d(f_{abr}(\theta))}{dt}}{\frac{d(f_{car}(\theta))}{dt}} = \frac{\left[ (V_a - V_b) - R(i_a - i_b) - L \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) \right]}{\left[ (V_c - V_a) - R(i_c - i_a) - L \left( \frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} \right) \right]}. \quad (8)$$

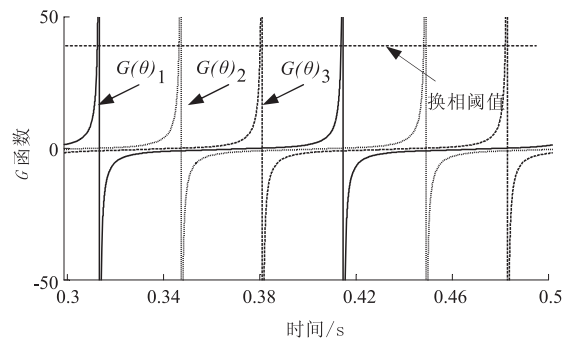
$$\text{令 } \frac{d(f_{abr}(\theta))}{dt} / \frac{d(f_{car}(\theta))}{dt} = G_{ab/ca}(\theta) = G(\theta)_1. \quad (9)$$

于是就得到了一个与转速无关的函数, 称为  $G$  函数<sup>[7]</sup>. 通过类似的方法可以得到另外两个  $G$  函数:  $G_{ca/bc}(\theta) = G(\theta)_2$  和  $G_{bc/ab}(\theta) = G(\theta)_3$ .

图2表达了  $G$  函数的工作过程, 假设现在电机运行到 0.3 s, 当前导通的开关管为 Q3 和 Q6 (后称 b + c -), 电机即将换相, 换相时使用  $G(\theta)_1$ , 换相后导通相变为 b + a -, 随后在 0.34 s 过后再次换相, 换相时使用  $G(\theta)_2$ , 换相后导通相变为 c + a -. 之后在 0.38 s 附近进行换相, 换相时使用  $G(\theta)_3$ , 换相后导通相变为 c + b -. 随着转子不断转动  $G$  函数也在不断被顺次重复使用, 从而可以得出在电机 b、c 相导通时使用  $G(\theta)_1$ , a、b 相导通时使用  $G(\theta)_2$ , a、c 相导通时使用  $G(\theta)_3$ . 同时通过观察得出电机换相时刻发生在  $G$  函数波形从无穷大处瞬变至无穷小处, 即函数与  $x$  轴的下降过零交点. 其它两个  $G$  函数波形和  $G(\theta)_1$  的波形一样, 只是在相位上相差了  $60^\circ$  电角度. 所以在电机运行时, 只要依次地使用 3 个  $G$  函数, 在  $G$  函数从无穷大处瞬变至无穷小处或到达设定的换相阈值时触发对应的换相信号便可以完成电机的持续换相.



(a) 电机三相电流

(b)  $G$  函数波形图2 三相电流波形与  $G$  函数波形Fig 2. 3-phase current and  $G$  function waveform

1.3 简化的磁链函数法

从式(8)可知,计算  $G$  函数需要获取电机线电压、线电流及固有参数  $R/L$ ,但是钻井电机工作环境恶劣多变,电机固有参数  $R/L$  随时都在变,并且对于电感电流的测量误差和计算累积误差使得  $G$  函数的可靠性降低,且计算量大.为降低  $G$  函数对电机固有参数的依赖性,减少计算量,对其进行简化.通过分析图 2 和式(8)可知, $G$  函数的关键在于准确计算出电机运行时的换相时刻(换相点),同时式(8)中线电压项在电机工作时变化最小,现将式(8)中电阻和电感项消去,只留下线电压项计算,得到简化的  $G$  函数.

$$\frac{\frac{d(f_{abr}(\theta))}{dt}}{\frac{d(f_{car}(\theta))}{dt}} = \frac{V_{ab}}{V_{ca}} = G(\theta)_1. \tag{9}$$

简化的  $G$  函数换相策略,换相时刻与使用均与传统  $G$  函数一致.相比传统  $G$  函数,简化的  $G$  函数在整体波形上略有变化,不过变化不大,不影响钻井电机的运行.从图 3 可知,简化的  $G$  函数与传统  $G$  函数同样能准确计算出电机换相时刻,不同的是在计算简化的  $G$  函数时由于电机非导通相二极管续流导致  $G$  函数出现了窄脉冲,当窄脉冲数值过大并且换相阈值选取不当时,电机将会触发误换相信号,严重时会导致电机无法运行.表 1 为简化的  $G$  函数电机换相表及对应导通相.

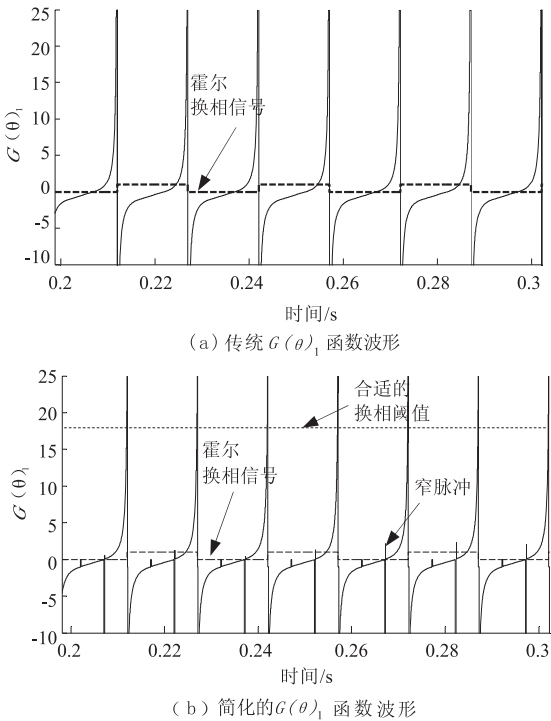


图3 传统  $G$  函数与简化的  $G$  函数波形对比  
Fig.3. Comparison between traditional  $G$  function and simplified  $G$  function

表 1 不同状态下简化的  $G$  函数  
Tab 1. Simplified  $G$  function in different status

简化的 $G$ 函数	导通相
$G(\theta)_1 = \frac{V_{ab}}{V_{ca}}$	b 相、c 相
$G(\theta)_2 = \frac{V_{ca}}{V_{bc}}$	a 相、b 相
$G(\theta)_3 = \frac{V_{bc}}{V_{ab}}$	c 相、a 相

1.4 电机起动方法选择

简化的  $G$  函数法在实际运用中存在随机噪声,需要无位置起动.预定位起动法<sup>[8]</sup>、升频升压等起动法<sup>[9]</sup>都无法很好地工作于带负载起动的情况.基于本电机所受负载情况复杂,使用转子脉冲注入检测法进行起动<sup>[10]</sup>(脉冲注入法).该方法基于定子铁芯电感饱和性质,通过在很短的时间内向不同绕组注入电压(母线电压),即短时间导通电机相应相,由于永磁体转子对定子铁芯有增去磁作用,定子绕组电流在电压注入期间的变化率及峰值不同,通过获取注入电压相的电流,再对比不同相电流的大小即可确定转子的位置,之后再根据所确定的转子位置对应导通下一相进行加速.随着不断重复“检测位置-导通相应相-检测位置”的过程,电机转速将逐渐提升.

2 钻井电机仿真分析

基于 Matlab/simulink 搭建电机控制系统仿真模型,仿真整体模型如图 6 所示.仿真时长为 1 s,阻尼系数为  $0.68 \text{ N}/(\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$ ,极对数为 5,相电阻为  $2.85 \, \Omega$ ,仿真给定转速为  $60 \text{ r}/\text{min}$ ,simulink 中电机类型设为无刷直流电机.

图 4 为电机在  $60 \text{ r}/\text{min}$  下空载线电压、相电流波形.图中相电流波形近似方波,由于转矩脉动及齿槽效应的存在,导致波峰平顶处出现下凹.受

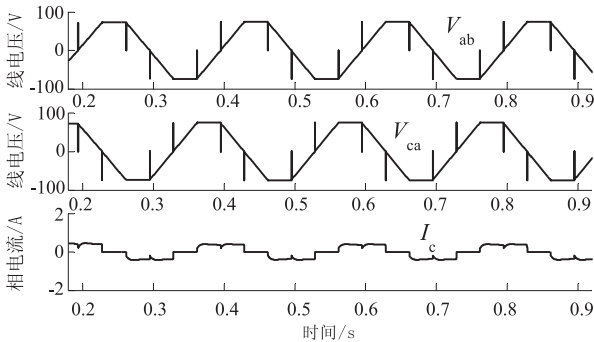


图4 线电压及相电流仿真波形  
Fig.4 Line voltage and phase current simulation waveforms

无刷直流电机反电动势波形及开关管在换相时刻导通的影响,线电压波形呈矩形状并在换相时刻出现窄脉冲.从图中可以看出线电压及相电流波形整体平稳,无幅值突变,表明电机运行平稳.

图 5 为图 4 中线电压相除所得简化的  $G$  函数波形.对比图 3(a)可以看出,简化的  $G$  函数波形与传统  $G$  函数基本一致,换相时刻发生在函数数值从正无穷瞬变至负无穷处,为便于观察,简化的  $G$  函数数值截取至 40,简化的  $G$  函数在使用时必须设定合适的换相阈值,不然函数波形上出现的

窄脉冲会触发误换相信号.

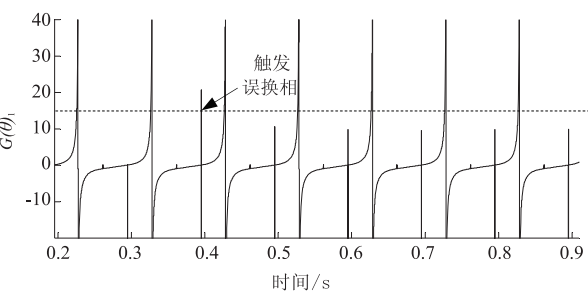


图 5 对应简化的  $G$  函数波形  
Fig. 5 Correspondingsim plified  $G$  function wave form

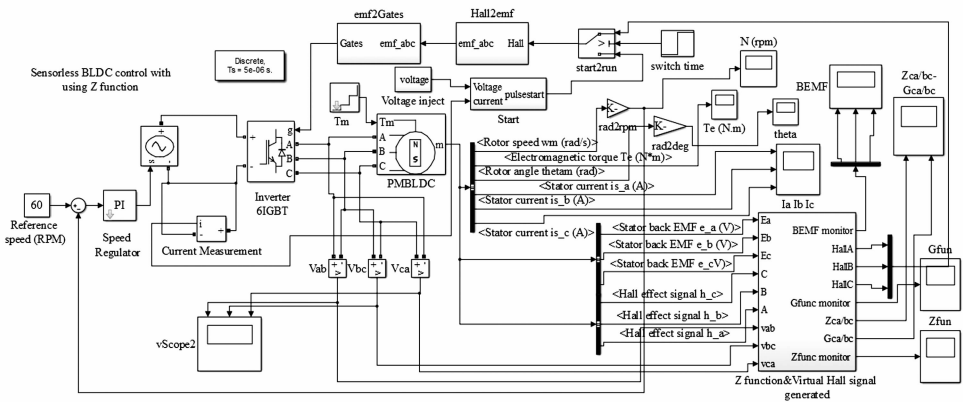
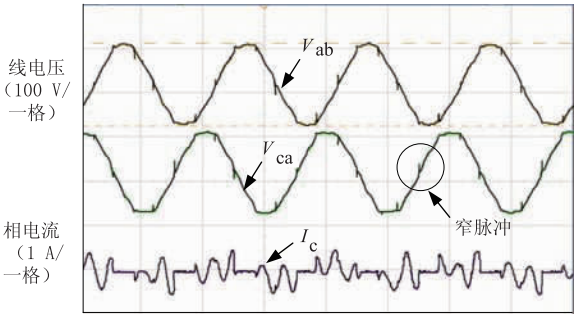


图 6 钻井电机 simulink 仿真模型  
Fig. 6 The simulink model of DDTM

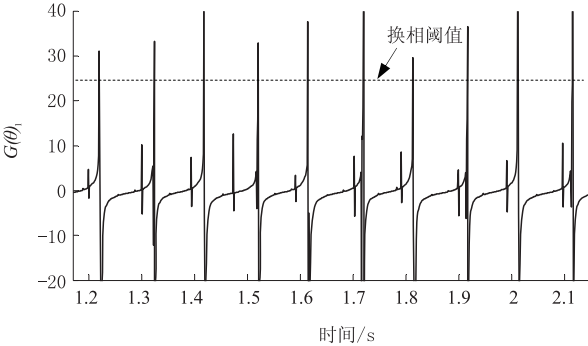
3 钻井电机实验验证

现以钻井电机为研究对象进行实验验证.电机控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F28335.电机开关管采用英飞凌 IGBT 驱动管 (FF150R17KE4),控制方式采用三相六状态控制法.以钻井电机仿真简化的  $G$  函数波形作参考,换相阈值选取 25.

图 7 (a) 中实验相电流波形受电机电磁设计、运行于空载等因素,整体显得比较杂乱,当线反电动势瞬间大于相电压时,相电流出现负值,呈现出严重下凹.与仿真类似,线电压波形偏向梯形波,也存在窄脉冲,窄脉冲形状受电磁时间常数和电机运行状态影响.从图 7(b)可以看出,简化的  $G$  函数的换相阈值取值非常重要,为便于观察,简化的  $G$  函数数值截取至 40,过大或过小的换相阈值会导致换相时刻的遗漏或误导通,使得电机难以正常运行,进而影响效率,为保证换相信号的准确生成,需选取合适的换相阈值.对比图 5 和图 7 可以看出,仿真与实验下的波形基本一致,使用简化的  $G$  函数的电机空载运行良好,换相点计算准确,电流及电压幅值无突变,相位无明显滞后或超前.



时间 (100 ms/一格)  
(a) 线电压及相电流实验波形



(b) 对应简化的  $G$  函数波形

图 7 电机在 60 r/min 实验波形 (使用简化的  $G$  函数)  
Fig. 7 Experiment waveforms at 60r/min  
(usingsimplified  $G$  function)

实验平台由钻井电机本体、直流电压源、DC-DC 电源、主控电路等组成,其中直流电压源为电机提供直流电,DC-DC 电源为硬件电路等供电,主控电路通过处理采集到的物理量生成换相信号,随后传输至 IGBT 驱动来控制电机运行,逆变部分为 6 个 IGBT 组成的三相全桥电路. 实验平台中各部分连接关系如图 8 所示.

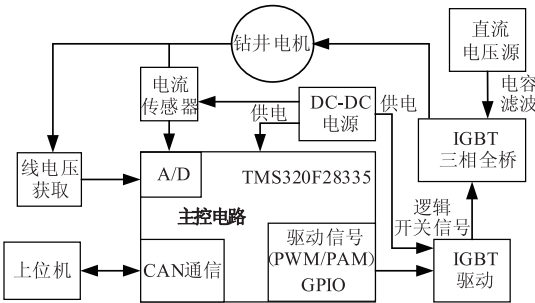


图 8 钻井电机实验平台框图  
Fig. 8 Experimental platform frame of DDTM

4 结论

针对钻井电机低速时转子位置信息难以检测及传统  $G$  函数法的缺点,在  $G$  函数法运行原理基础上对其进行简化,简化后的  $G$  函数法只需采集线电压计算换相时刻,计算量更小,对电机参数依赖性更低. 仿真和实验结果表明,通过设定好合适的换相阈值,钻井电机在使用简化的  $G$  函数法运行于低转速 (60 r/min) 下能准确获取换相时刻,电机相电流及线电压幅值无突变,相位无明显滞后或超前,电机运行平稳,简化的  $G$  函数法在低

速阶段的有效性与可行性得到了验证.

参考文献:

[1] IIZUKA K, UZUHASHI H, KANO M, et al. Micro-computer control for sensorless brushless motor[J]. IEEE transactions on industry applications, 1985, 21(3): 595 – 601.

[2] 李志强, 夏长亮, 陈炜. 基于线反电动势的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 38 – 44.

[3] KIM T, EHSANI M. Sensorless control of the blde motor from near zero to high speed[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2004, 19(6): 1635 – 1645.

[4] 杨影, 陈鑫. 滑动平均滤波在磁链函数转子位置检测法中的应用与设计[J]. 中国科技论文, 2013, 8(8): 829 – 832.

[5] 张承宁, 张复琳, 王志福. 无刷直流电动机无位置传感器控制技术综述[J]. 微特电机, 2014, 42(2): 70 – 74.

[6] 李自成, 程善美, 蔡凯. 基于线间反电动势的无刷直流电机转子位置估算[J]. 电气传动, 2008, 38(11): 17 – 20.

[7] 陈华锋, 宋辉, 王占强. 一种改进的无刷直流电机控制方法[J]. 电机与控制应用, 2015, 42(1): 28 – 35.

[8] 孟光伟, 李槐树, 熊浩. 基于 SVPWM 和电流调节控制的无位置传感器 BLDCM 的起动控制[J]. 微电机, 2010, 43(4): 45 – 48.

[9] 许鹏, 曹建波, 曹秉刚. 无位置传感器直流无刷电机软件起动[J]. 电机控制学报, 2009, 13(5): 734 – 738.

[10] 林明耀, 刘文勇, 周谷庆. 无位置传感器无刷直流电机短时脉冲定位加速方法[J]. 电机控制学报, 2011, 26(9): 80 – 86.

New Sensorless Control Method Applied to Downhole Drilling Torque Motor

BAI Guochang, ZHANG Yuxin

(School of Mechanical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** This paper focuses on the sensorless start-up strategy of a torque motor, especially, when a motor is at standstill or very low speed, it is well known that the signal is too small or contains too many noise signals to estimate a precise rotor position. By eliminating the function of error and noise, the simplified flux linkage function method can be obtained based on the traditional winding flux linkage function method principle. The simulation model and the experimental platform based on TMS320F28335 show that the calculation amount is decreased and the dependence on the parameter is reduced compare to the traditional method. At low speed (60 r/min), the simplified flux function method can be used to ensure the motor running smoothly by calculate the phase change.

**Key words:** sensorless; speed-independent; downhole drilling torque motor; low speed; winding flux linkage function