

电动绞车用无刷直流电机参数辨识方法

杨伟舟, 马瑞卿, 张自强, 皇甫宜耿

(西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072)

摘要: 无刷直流电机在很多领域得到了广泛应用, 而如果要借助先进算法对转矩进行高性能控制, 往往依赖于准确的数学模型, 即需要准确的电感参数、电阻参数以及反电势系数。与永磁同步电机通过坐标轴变换获取统一数学模型不同, 无刷直流电机由于采用“三相六步”驱动模式, 在换相和非换相阶段具有不同的数学模型。针对该问题, 对无刷直流电机在不同阶段以及不同调制方式下的数学模型进行详细研究, 并建立了统一的数学模型, 在此基础上提出了一种基于模型参考自适应算法的参数辨识方法, 该方法可以对电感、电阻进行离线辨识, 对电感和反电势系数进行在线辨识。通过实验验证了该方法可以对定子电感、电阻以及反电势系数获得较高的辨识精度, 非常适合于绞车电机这种需要频繁起停的场景。

关键词: 无刷直流电机; 模型参考自适应; 参数辨识

中图分类号: V242.44

文献标志码: A

文章编号: 1000-2758(2026)01-0070-11

无刷直流电机 (brushless DC machine, BLDCM) 因其功率密度高、效率高、可控性好、控制方法简单、便于维护等诸多优点^[1-2]而被广泛应用于各个领域。在航空领域, 飞行器正不断朝着多电化甚至全电化的方向发展, 航空发动机不再提供液压源, 电源系统也由传统的恒频交流模式变为了高压直流或变频交流^[3], 这使得无刷直流电机, 相比于液压马达、异步电机、有刷直流电机等机上传统动力源具有更好的适用性。因此, 多电飞机上许多设备如电力作动器、电动油泵以及航空绞车等^[4-6]均由 BLDCM 驱动。

用于驱动绞车的无刷直流电机, 通常采用双闭环控制。被控电机的定子等效电阻、定子等效电感以及反电势系数往往影响着电流环控制参数的选择^[7], 而且一些有效抑制转矩脉动的控制方法^[8-9]也依赖于上述参数的准确获取。虽然上述参数可以提前通过外部实验仪器进行离线测量, 但随着运行过程中绕组温度的变化, 定子电阻和电感参数会发生改变, 同时电感以及永磁磁链也会受到电流幅值的影响而改变, 因此有必要对无刷电机参数的在线

辨识方法开展研究, 以期得到更好的转矩控制效果。

参数在线辨识方法在永磁同步电机 (permanent magnet synchronous machine, PMSM) 的相关研究中较多, 如高频注入法、粒子群、最小二乘法、扩展卡尔曼滤波等^[10-15]方法。然而上述方法都是基于矢量控制的算法, 需要旋变、光电编码器等分辨率较高的位置传感器, 且每个开关周期三相导通, 而 BLDCM 的驱动, 通常基于霍尔位置传感器采用“三相六步”模式进行调压调速驱动, 因此无法直接使用。

与 PMSM 相比, BLDCM 参数辨识的研究相对较少。文献[16]提出了一种改进的滑模观测器实现了对定子反电势、电感以及电阻的观测, 文献[17]引入幂次趋近律改善了滑模面切换引起的抖振问题, 实现了参数在线辨识。文献[18]提出了一种离散化递推算法同样也实现了反电势的观测。文献[19-20]分别采用改进的粒子群算法和改进鲸鱼优化算法实现了无刷直流电机参数的离线辨识。在文献[21-22]中, 都将 BLDCM 模型视作一个参数未知的三阶传递函数, 分别通过遗传算法与 Adaptive Tabu Search 方法对三阶模型的参数进行辨识。文献[23]通过高频注入结合最小二乘法, 实现了对电感和电阻的在线识别, 但该方法在注入过程中会引起一定幅度的转矩脉动。在文献[24]中, 粒子群优

化算法被用于辨识无刷直流电机的转动惯量,结合超螺旋滑膜控制器获得较好的动态性能。

在线辨识的优势在于实时性强,但辨识精度和收敛速度都会随着辨识参数数量的增加而降低。航空绞车电机一般需要频繁起停,且每次运行时间较短,而发热引起的温度变化相对较慢。其中,定子电阻参数的变化主要受损耗发热的影响,因此如果在每次起动之前快速地对电阻进行离线辨识,那么运行过程中只需对电感和反电势进行在线辨识即可,这就需提高电机运行过程中在线辨识的辨识精度和收敛速度。本文提出了基于模型参考自适应算法的定子参数辨识方法,在每次起动前先对电阻和电感初值进行离线辨识,而在运行过程中则对电感和反电势系数进行实时辨识,从而提高电机参数辨识的精度和速度,实验证明了本文方法的可行性。

1 无刷直流电机数学模型

三相星形连接的无刷直流电机等效电路如图 1 所示。图 1 中, $Q_1 \sim Q_6$ 为 6 个功率开关器件,与各自内部集成的反向二极管 $D_1 \sim D_6$ 共同组成三相全桥逆变器,3 个桥臂分别与三相绕组连接,无中线引出。在每个 360° 的通电周期内,任何时刻都控制其中两相导通,每 60° 电角度进行一次换相,从而实现“三相六状态”通电模式使电机产生电磁转矩而旋转。图 1 中, U_{dc} 为直流母线电压, R_A, R_B, R_C 和 L_A, L_B, L_C 分别为 A, B, C 三相定子绕组的等效电阻与等效电感,考虑到电机三相对称,后文中将用 R 和 L 分别代表绕组的等效电阻与等效电感。 e_A, e_B, e_C 为 A, B, C 三相反电势, i_A, i_B, i_C 为 A, B, C 三相导通电流的正方向。

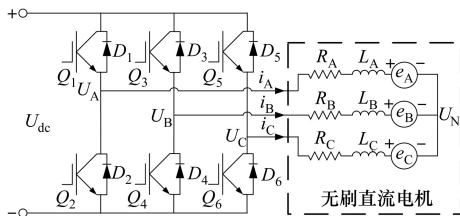


图 1 无刷直流电机三相等效驱动电路

按照图 1 中的电压和电流方向,可得三相绕组的电压平衡方程:

$$\begin{cases} U_A - U_N = L \frac{di_A}{dt} + i_A R + e_A \\ U_B - U_N = L \frac{di_B}{dt} + i_B R + e_B \\ U_C - U_N = L \frac{di_C}{dt} + i_C R + e_C \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_A, U_B, U_C 为三相定子绕组电压; U_N 为中性点电压。定子绕组为星形连接,因此三相电流满足

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (2)$$

将(1)式中的 3 项相加,并代入(2)式后可以推导出中性点电压 U_N 为

$$U_N = \frac{U_A + U_B + U_C - e_A - e_B - e_C}{3} \quad (3)$$

电机的反电势 E 可表示为

$$E = \omega k_e \quad (4)$$

式中, ω 和 k_e 分别为电机的机械角速度和反电势系数。

无刷直流电机通常采用“三相六步”模式驱动,每过 60° 电角度,控制器需要根据转子位置霍尔信号的状态来导通其中的两相绕组。通过对逆变器两相桥臂中的上下 2 个开关器件进行 PWM 调制(或者其中的一个开关调制,另一个保持常通),即可实现对导通相相电流幅值的控制。图 2 列举了 2 种比较典型单管调制下的导通模式。其中图 2a) 为 H_PWM_L_ON 调制方式,即只有上桥臂的开关进行调制,而下桥臂在每个导通周期内常导通,与之相反的方式为 H_ON_L_PWM。图 2b) 所示为 PWM_ON

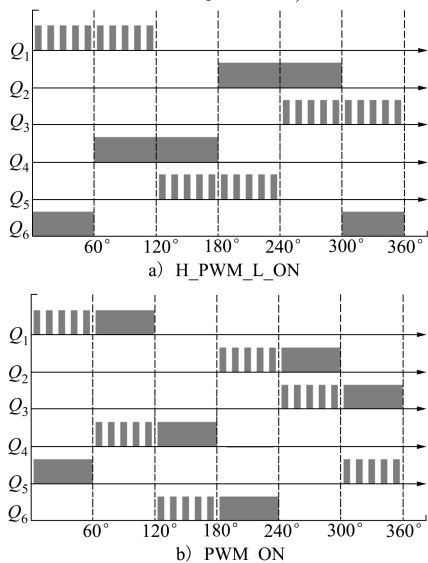


图 2 无刷直流电机调制方式

方式,每个开关在导通的 2 个霍尔信号周期内,前 60°电角度为 PWM 调制,后 60°电角度为常导通,如果调制和常导通的顺序调换,就变成了 ON_PWM 模式。这 2 种方式的综合运用,可以将开关损耗所产生的热量更加均匀地分配给 6 个功率开关器件,有利于逆变器的均匀散热。然而,上述 4 种单管调制方法虽然每个霍尔周期内只对 2 个导通相的开关进行操作,但是由于反电势和续流回路的存在,第三相也会产生电流,而这种非导通相电流的存在,会导致数学模型发生变化。

以 A,B 相导通为例,图 3 是单管调制过程中,导通相电流方向以及可能产生的非导通相电流方向示意图,上述 4 种调制模式都能以该图来概括。

图 3a) 为上管导通状态时的情况, A, B 相电流方向分别如红色实线箭头 i_A 与 i_B 所示。假设这次导通前 C 相没有电流, 此时有: $e_C = -e_B = E$, $-E \leq e_C \leq E$, $U_A = U_{dc}$, $U_B = 0$ 。由于此时 C 相为开路状态, 因此中性点电压为 $U_N = (U_A - U_B)/2 + U_B = (U_A + U_B)/2$ 。假设此时 C 相产生正向电流如绿色虚线 i_{C1} 所示, 由于开关未导通, 电流只能由 U_{dc} 电源负极经过二极管 D_6 流向中性点, C 相反电势需满足

$0 - e_C \geq U_{dc}/2$ 。在这一霍尔区间内, C 相反电势幅值小于另外两相, 那么当 C 相反电势高于 $U_{dc}/2$ 时, A, B 两相反电势之和必然高于母线电压 U_{dc} , 从而导致母线电流方向与母线电压相反, 进而开始发电运行, 因此 $0 - e_C \geq U_{dc}/2$ 的情况不可能出现在电动运行状态。假设 C 相能产生反向电流如蓝色箭头 i_{C2} 所示, 则 C 相反电势需满足 $U_{dc}/2 + e_C \geq U_{dc}$, 即 $e_C \geq U_{dc}/2$, 同样该条件也不可能在电动运行时满足。因此, 当两相绕组对应的开关同时导通时, 不会在 C 相产生电流。

图 3b) 为上管调制模式, 即下管常通时的关断状态。假设 C 相在 Q_1 关断前没有电流, 当 Q_1 关断后, 由于电感的存在, A, B 相电流方向无法改变, 因此 A 相电流只能经过 D_2 续流。此时有: $U_A = U_B = 0$, $U_N = (U_A + U_B)/2 = 0$ 。假设此时能产生 C 相电流如绿色虚线 i_{C1} 所示, 则需满足 $0 - e_C \geq 0$, 由于 $-E \leq e_C \leq E$, 所以当 $-E \leq e_C < 0$ 时, 该假设成立。假设能产生 C 相电流如蓝色箭头 i_{C2} 所示, 则需满足 $0 + e_C \geq U_{dc}$ 。按以上原因该条件不可能存在, 所以在该开关状态下, C 相必然会产生如 i_{C1} 所示方向的电流。

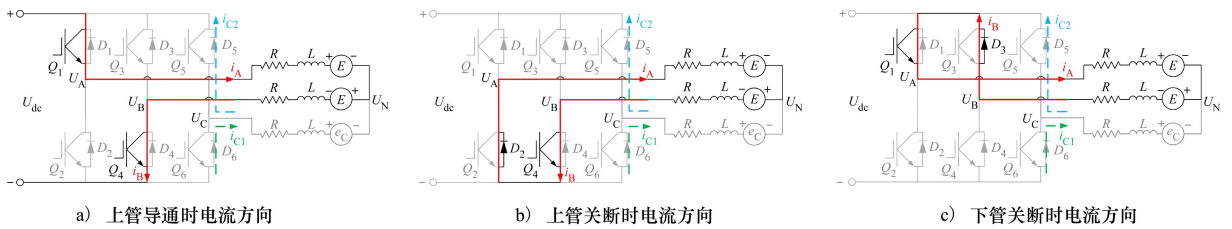


图 3 单管导通时电流方向示意图

图 3c) 为下管调制模式, 即上管常通时的关断状态。该状态下, $U_A = U_B = 0$, $u_N = (U_A + U_B)/2 = U_{dc}$, 可利用同样方法分析, 当 C 相电流如绿色虚线 i_{C1} 所示, 需满足 $0 - e_C \geq U_{dc}$, 而当 C 相电流如蓝色虚线 i_{C2} 所示, 需满足 $U_{dc} + e_C \geq U_{dc}$, 因此在该状态下, 当 $0 \leq e_C < E$ 时也会产生电流。

经过上述分析可以得出, 当 2 个开关同时导通时, 非导通相不会产生电流; 当 2 个开关同时关断时, 电流由电源 U_{dc} 负极经过 D_2, D_3 续流至电源正极, 此时 $U_A = 0, U_B = U_{dc}$, 中性点电压与导通时相同为 $U_{dc}/2$ 。因此采用如图 4a) 所示的双管调制可以避免非导通相电流, 但这种调制方式会导致开关损耗加倍。

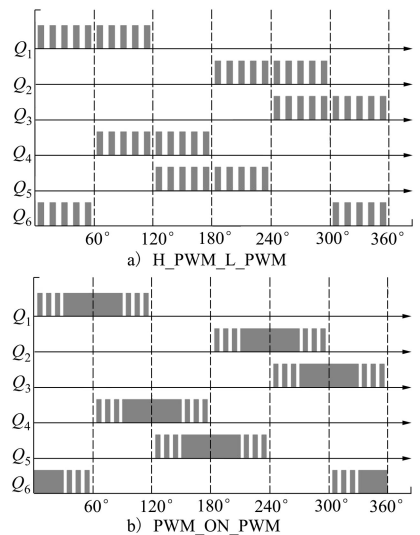


图 4 无刷直流电机调制方式

文献[25-26]提出了 PWM_ON_PWM 调制方法,如图 4b) 所示,当 $e_c \geq 0$ 时,调制 Q_1 ,常通 Q_4 ,在 $e_c < 0$ 时,调制 Q_4 ,常通 Q_1 即可消除 C 相电流。虽然通过转速估计反电势过零点可能存在一些误差,然而由于反电势接近零时,能产生的非导通相电流也很小,对模型精确性的影响几乎可以忽略,因此为了保持模型的精确,本文采用该方法来进行调制。

当非导通相没有电流时,仍以 A, B 相导通为例,此时有 $U_A = U_{dc}, U_B = 0, U_N = U_{dc}/2, U_C = e_c + U_{dc}/2, e_A = -e_B = E$ 。代入(3)式可得

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \frac{U_{dc} - 2E - 2i_A R}{2L} \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{-U_{dc} + 2E - 2i_B R}{2L} \\ \frac{di_C}{dt} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

当上管关断,下管导通时, $U_A = U_B = U_N = 0, U_C = e_c$ 。而当下管关断,上管导通时, $U_A = U_B = U_N = U_{dc}, U_C = e_c + U_{dc}$ 。2种开关状态下都可推导出相同的电压方程,如(6)式所示。

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \frac{-2E - 2i_A R}{2L} \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{2E - 2i_B R}{2L} \\ \frac{di_C}{dt} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

在无刷直流电机换相过程中,三相都有电流,因此模型与导通过程不同。以图 4b) 中 60° 电角度为例,即由 A, C 相导通换相至 A, B 相导通,在这种换相过程中, A 相为非换相相, B 相为换入相, C 相为换出相。换相前 C 相下管 Q_6 调制,换相开始后 Q_6 关断, B 相下管 Q_4 调制,整个换相过程中 A 相上管 Q_1 保持导通状态。而由于定子电感的存在, C 相电流不能立刻消失,当 C 相电流为 0 时,换相过程才结束,换相过程中的三相电流如图 5 所示。

图 5a) 为换相过程上下桥臂开关导通时的三相电流方向, Q_4 导通后, A 相电流与换相前保持一致, B 相电流由中性点经过 Q_4 流向电源 U_{dc} 负极, C 相电流经过 D_5, Q_1 续流。此时有: $U_A = U_C = U_{dc}, U_B = 0, e_A = -e_B = -e_C = E$, 再与(3)式一起代入(1)式可得三相电流方程如(7)式所示。

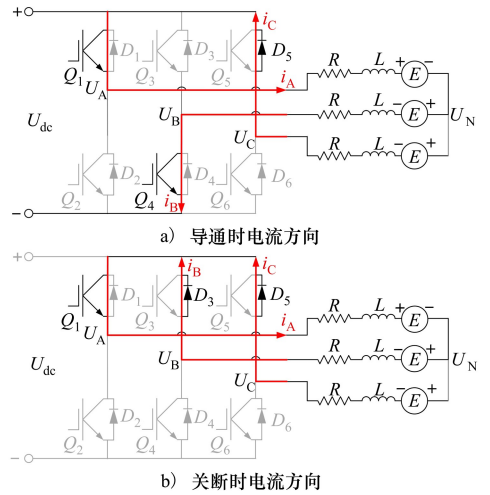


图 5 换相过程电流方向

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \frac{U_{dc} - 4E - 3i_A R}{3L} \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{-2U_{dc} + 2E - 3i_B R}{3L} \\ \frac{di_C}{dt} = \frac{U_{dc} + 2E - 3i_C R}{3L} \end{cases} \quad (7)$$

图 5b) 为换相过程中 Q_4 关断后的三相电流方向,三相电流在定子绕组上的方向与关断前保持一致, B 相电流经过 D_3, Q_1 续流, C 相电流仍旧经过 D_5, Q_1 续流。此时 $U_A = U_B = U_C = U_{dc}$, 反电势与导通时相同,再与(3)式一起代入(1)式可得三相电流方程如(8)式所示。

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \frac{-4E - 3i_A R}{3L} \\ \frac{di_B}{dt} = \frac{2E - 3i_B R}{3L} \\ \frac{di_C}{dt} = \frac{2E - 3i_C R}{3L} \end{cases} \quad (8)$$

为了建立统一的数学模型,设相电流为 i_p , 换出相电流为 i_o , 并令根据不同电角度区间 i_p 与 i_o 取值按表 1 执行。

表 1 i_p 取值表

电角度/ $(^\circ)$	i_p	i_o
0~60	$-i_C$	$ i_B $
60~120	i_A	$ i_C $
120~180	$-i_B$	$ i_A $
180~240	i_C	$ i_B $
240~300	$-i_A$	$ i_C $
300~360	i_B	$ i_A $

根据表1可以看出,在 $60^\circ \sim 120^\circ$ 区间中, $i_p = i_A$,因此(5)~(8)式中的 di_A/dt 导通与换相2个阶段各自2种开关状态下4个相电流的电压方程,通过对比可以发现, k_e 的系数只与是否正在换相有关,正常导通阶段为 $-\omega/L$,换相阶段为 $-4\omega/3L$ 。而(5)~(8)式中 U_{dc} 的系数分别为 $1/2L, 0, 1/3L$ 和 0 。为了用1个公式表示相电流,设参数 S ,当开关处于导通状态时 $S = 1$,关断时 $S = 0$,再设参数 α, β 用于区分换相阶段与正常导通阶段,当霍尔状态发生变化时,模型处于换相阶段,令 $\alpha = 1/3, \beta = 4/3$ 。进入换相状态后,对换出相电流进行采集,理论上换出相电流 i_o 小于某一阈值时(本文取值0.1),说明换相结束,进入正常导通阶段,则令 $\alpha = 1/2, \beta = 1$ 。因此,相电流 i_p 的电压方程可由(9)式表达。

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{1}{L}S\alpha U_{dc} - \frac{k_e}{L}\beta\omega - \frac{R}{L}i_p \quad (9)$$

(9)式可以为后续参数辨识算法提供准确的被控对象模型。

2 绞车用无刷直流电机参数辨识

图6为模型参考自适应参数辨识的原理框图,模型参考自适应参数辨识主要由被辨识对象,可调模型以及参数自适应律三部分组成。被辨识对象和可调模型应具有相同结构。

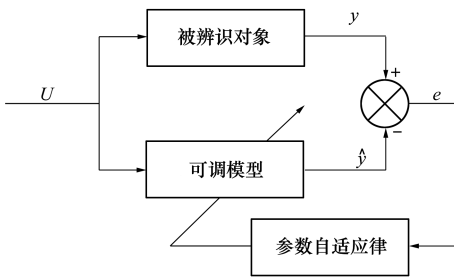


图6 模型参考自适应参数辨识原理图

相同的信号输入给可调模型和被辨识对象后,2个模型之间的参数差异会导致两者的输出信号存在误差,误差信号根据自适应律对可调模型参数进行调整,使可调模型的输出追踪被辨识对象的输出,当误差为零时,则能确定可调模型的参数即为被辨识对象的参数。

前文中,通过(9)式已经确定了被辨识对象的数学模型结构,根据(9)式建立可调模型如(10)式

所示

$$\frac{d\hat{i}_p}{dt} = \frac{1}{\hat{L}}S\alpha U_{dc} - \frac{\hat{k}_e}{\hat{L}}\beta\omega - \frac{\hat{R}}{\hat{L}}\hat{i}_p \quad (10)$$

式中, $\hat{i}_p, \hat{L}, \hat{R}, \hat{k}_e$ 分别为电流,电感,电阻以及反电势系数的估计值。可调模型与被辨识对象的输入信号相同,由于参数差异,被辨识对象的输出 i_p 与可调模型输出 \hat{i}_p 之间存在误差 e ,如(11)式所示。

$$e = i_p - \hat{i}_p \quad (11)$$

对误差 e 求导后,将 $i_p = e + \hat{i}_p$ 以及(9)~(10)式代入(11)式可得

$$\begin{aligned} \dot{e} = & \left(\frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}} \right) S\alpha U_{dc} + \left(\frac{k_e}{L} - \frac{\hat{k}_e}{\hat{L}} \right) \beta\omega + \\ & \left(\frac{R}{L} - \frac{\hat{R}}{\hat{L}} \right) \hat{i}_p - \frac{R}{L}e \end{aligned} \quad (12)$$

$$\text{令 } a = \frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}}, b = \frac{\hat{k}_e}{\hat{L}} - \frac{k_e}{L}, c = \frac{\hat{R}}{\hat{L}} - \frac{R}{L}, \text{ 代入}$$

(12)式可得

$$\dot{e} = aS\alpha U_{dc} + b\beta\omega + c\hat{i}_p - \frac{R}{L}e \quad (13)$$

自适应律可以通过李雅普诺夫第二方法来构建,建立(14)式的李雅普诺夫方程 $V(e, a, b, c)$

$$V(e, a, b, c) = \frac{1}{2}(e^2 + a^2 + b^2 + c^2) \quad (14)$$

通过(14)式可以看出, $V(e, a, b, c)$ 明显为正定,如果 $\dot{V}(e, a, b, c)$ 负定,则系统稳定。

对(14)式求导可得

$$\dot{V}(e, a, b, c) = e\dot{e} + a\dot{a} + b\dot{b} + c\dot{c} \quad (15)$$

将(13)式代入(15)式,经过整理可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(e, a, b, c) = & -\frac{R}{L}e^2 + a(S\alpha U_{dc}e + \dot{a}) + \\ & b(\beta\omega e + \dot{b}) + c(\hat{i}_p e + \dot{c}) \end{aligned} \quad (16)$$

通过(16)式可以发现, R 和 L 必然大于0, $-\frac{R}{L}e^2$ 必然小于等于0,如果有 $S\alpha U_{dc}e + \dot{a} = 0, \beta\omega e + \dot{b} = 0, \hat{i}_p e + \dot{c} = 0$ 被满足,则 $\dot{V}(e, a, b, c)$ 负定,被辨识对象与可调模型之间的输出误差随着时间的推移会收敛至0。

为确保 $\dot{V}(e, a, b, c)$ 负定,将 $a = \frac{1}{L} - \frac{1}{\hat{L}}, b =$

$\frac{\hat{k}_e}{\hat{L}} - \frac{k_e}{L}, c = \frac{\hat{R}}{\hat{L}} - \frac{R}{L}$ 分别代入上述条件,则可推导出

自适应律如(17) ~ (19) 式所示。

$$\hat{L} = 1/(1/L_0 + K_1 S U_{dc} \int edt) \quad (17)$$

$$\hat{R} = \hat{L}(R_0/L_0 - K_3 \hat{i}_p \int edt) \quad (18)$$

$$\hat{k}_e = \hat{L}(k_{e0}/L_0 - K_2 \omega \int edt) \quad (19)$$

在实际辨识过程中,先对电机的定子电感进行辨识, K_1, K_2, K_3 为自适应律的积分系数,会影响辨识精度与速度。系数越大,辨识速度越快,但稳态精度也会相对降低,可根据实际应用需求,对上述系数进行调整。

由于控制算法通常需通过 DSP 来实施,因此需要对算法进行离散化处理。令 $di_p/dt = (\hat{i}_k - \hat{i}_{k-1})/t_s$, 其中 t_s 为逆变器开关周期,考虑到 t_s 很小,可调模型在 k 时刻的输出电流可由(20) 式表示。

$$\hat{i}_k = \hat{i}_{k-1} + t_s \left(\frac{1}{\hat{L}_{k-1}} \alpha D_{k-1} U_{dc} - \frac{\hat{k}_{e(k-1)}}{\hat{L}_{k-1}} \beta \omega - \frac{\hat{R}_{k-1}}{\hat{L}_{k-1}} \hat{i}_{k-1} \right) \quad (20)$$

式中, $\hat{L}_{k-1}, \hat{R}_{k-1}, \hat{k}_{e(k-1)}$ 为 $k-1$ 时刻估算出的电感,电阻以及反电势系数, D_{k-1} 为 $k-1$ 时刻 PWM 占空比,取值范围为 $[0, 1]$ 。 k 时刻被辨识对象与可调模型输出电流的误差 e_k 为

$$e_k = i_k - \hat{i}_k \quad (21)$$

式中, i_k 为 k 时刻实际电流值。得到 e_k 后, k 时刻电感、电阻以及反电势系数可分别按(22) ~ (24) 进行迭代。

$$\hat{L}_k = 1/(1/\hat{L}_{k-1} + K_1 D_{k-1} U_{dc} t_s e_k) \quad (22)$$

$$\hat{R}_k = \hat{L}_k (\hat{R}_{k-1}/\hat{L}_{k-1} - K_3 \hat{i}_p t_s e_k) \quad (23)$$

$$\hat{k}_{ek} = \hat{L}_k (\hat{k}_{e(k-1)}/\hat{L}_{k-1} - K_2 \omega t_s e_k) \quad (24)$$

理论上,上述方法可以对 3 个参数同时进行在线辨识,然而辨识速度与精度随着被辨识参数数量增加而降低。实际运行中,电阻的变化主要受损耗发热产生的温度影响,其变化速度很慢,航空绞车电机在实际工况中不会长时间连续工作,暂停时由机械制动器锁死传动轴使转子位置可以固定,而在每次起动时,又会在松开制动器以前就开始输出电磁转矩,从而防止制动器松开瞬间出现倒溜现象,这段时间内转速为零。因此,可以利用这段堵转的时间,先对电阻和电感初值进行辨识,当电机开始转动后,停止电阻辨识,而只对电感和反电势系数进行辨识,即可有效改善电机相关参数的辨识精度和速度。

图 7 为电机参数辨识算法的流程图,首先需要

判断是否处于换相状态,如果霍尔信号发生改变,则进入换相状态,根据表 1 确定相电流与换相电流,并将换相标志 Com_Flag 置为 1。当 Com_Flag 为 1 时,令 $\alpha=1/3, \beta=4/3$,并对换出相电流进行采集,如果换出相电流小于某一阈值时,说明换相结束,进入正常导通状态,则将换相标志 Com_Flag 清零,并令 $\alpha=1/2, \beta=1$ 。当参数 α 与 β 确定后,采集 k 时刻电流 i_k 与母线电压 U_{dc} ,通过(20) 式计算 \hat{i}_k ,然后计算误差 e_k ,如果处于堵转状态,则通过(22) ~ (23) 式来计算定子电感和电阻,若制动器松开后,则通过(22) 和(24) 式计算电感和反电势系数。

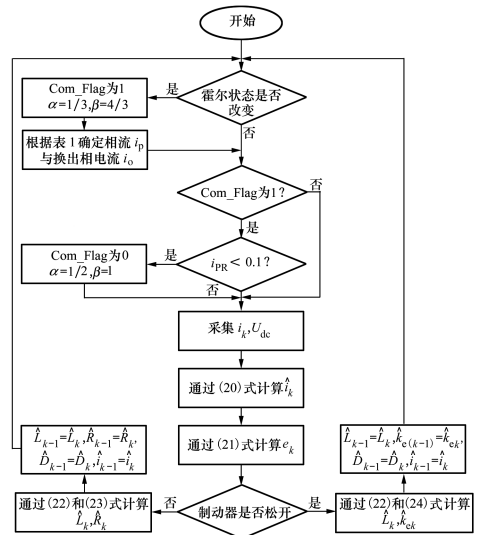


图 7 参数辨识算法流程图

3 实验结果分析

图 8 为航空电动绞车电机模拟实验设备,绞车用无刷直流电机与负载电机经过转矩传感器同轴连

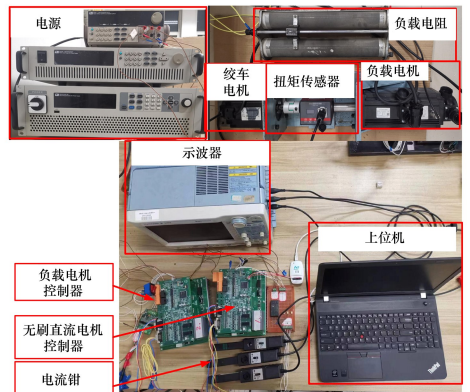


图 8 电动绞车模拟实验设备及实验场景

接,负载电机用于提供负载转矩,负载电机制动运行时所产生的电能负载电阻上消耗。2 台电机分别由 2 台控制器独立控制,示波器用于记录电参数的波形。表 2 所示为绞车电机的实测参数。

表 2 绞车电机参数

参数名称	参数值
额定转速/($r \cdot \text{min}^{-1}$)	2 000
额定转矩/(Nm)	5
额定电压/V	270
相电感/mH	3.5
相电阻/ Ω	0.75
相反电势系数/($V \cdot \text{min} \cdot r^{-1}$)	0.038
极对数	4
开关频率/Hz	20 000
位置传感器	霍尔位置传感器

图 9 为电机堵转阶段,系统对定子电阻和电感的离线辨识实验,在每次开始辨识之前,会将电感初值(L_0)与电阻初值(R_0)设为实测值(L, R)的 2 倍或 0.5 倍,实验开始后输出电磁转矩,并同时开始参数辨识。

在图 9 中,红色曲线为 A 相电流,黄色曲线为可调模型输出的电流值,1 A 电流对应 100 mV 电压。蓝色曲线为辨识的电感值,3 V 对应 2 倍实测电感值。绿色曲线为辨识的电阻值,3 V 对应 2 倍实测电阻值。

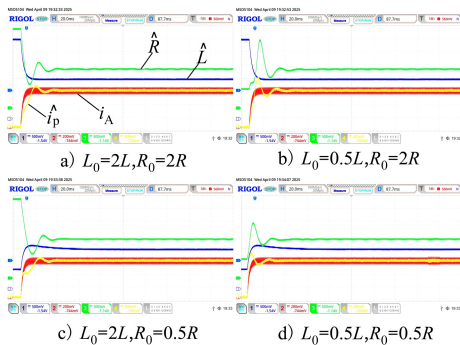


图 9 不同初值条件下电感和电阻离线辨识实验

在 4 次实验中,电感和电阻虽然都被设置为不同的初值,经过不多于 50 ms 的振荡后,都能收敛至实测值附近,由此可以看出,随着电感和电阻辨识稳

定后,可调模型输出的电流幅值也会稳定在实际电流值的平均值附近。

图 10 是定子电感、电阻辨识实验的稳态波形,可以看出定子电感波动明显小于电阻波动,经过测量,电阻辨识的最大误差约为 1.93%,电感辨识几乎没有误差。

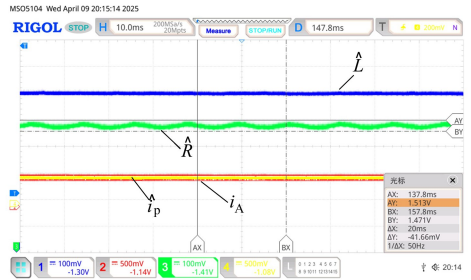


图 10 定子电感和电阻辨识稳态误差实验曲线

图 11 所示为额定工况下(2 000 r/min, 5 Nm)定子电感和反电势的辨识实验波形,当电机在额定工况运行时,将电阻初值设置为实测值,将电感初值(L_0)和反电势初值(k_{e0})设置为 2 倍或 0.5 倍的实测值(L, k_e),以便验证本文算法是否能正确辨识电机定子电感与反电势系数。在图 11 中,红色曲线为 A 相电流,黄色曲线为可调模型输出的电流值,1 A 电流对应 100 mV 电压。蓝色曲线为辨识的电感值,3 V 对应 2 倍实测电感值。绿色曲线为辨识的反电势系数,3 V 对应 2 倍实测反电势系数。

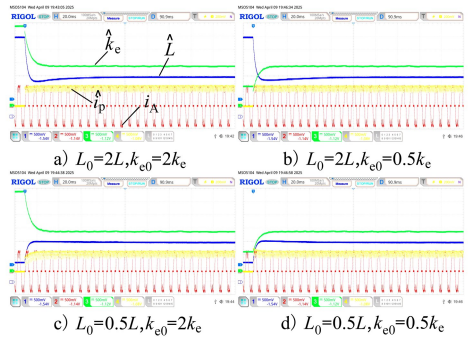


图 11 不同初值条件下电感与反电势系数辨识曲线实验

由图 11 可看出,无论电感初值和反电势系数初值设定为实测值的 2 倍或 0.5 倍,在不超过 50 ms 的辨识后,辨识结果都会稳定在实测值附近。可调模型输出电流也会稳定在实测电流的平均值附近。

图 12 是电感与反电势系数 2 个参数辨识实验的稳态误差。通过对比可以明显看出,电感辨识结

果几乎没有误差,而反电势系数辨识的最大误差仅为 2.33%。

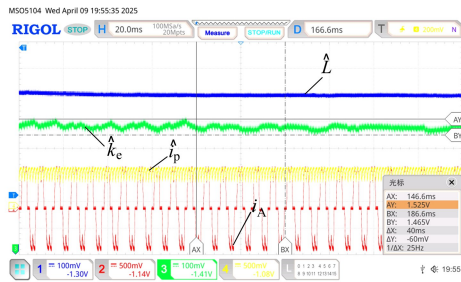


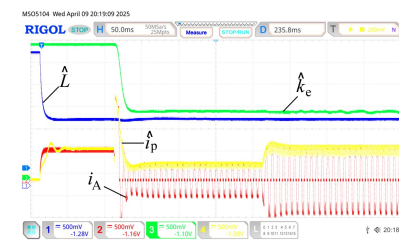
图 12 电感和反电势系数辨识稳态误差曲线实验

绞车电机启动时,在松开制动器前电机需要预先输出电磁转矩以防止绞车倒溜,此时电机处于堵转状态,在这个阶段先对电感和电阻进行辨识;当制动器松开后,停止辨识电阻的迭代,立即对电感和反电势系数进行在线辨识。由于示波器只有 4 个通道,且电阻辨识已在图 10 所示实验中验证过,运行工况与此次实验完全相同,所以对电阻的辨识不再进行记录。此次实验只对 A 相电流(红色曲线)、可调模型输出电流(黄色曲线)、电感辨识值(蓝色曲线)与反电势系数辨识值(绿色曲线)进行辨识结果的监测。

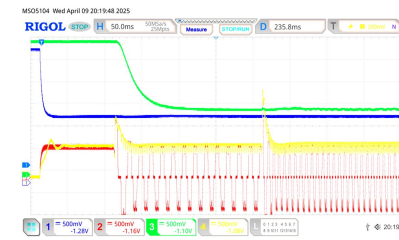
图 13a)是额定转速工况下,负载转矩由 0.5 倍额定值阶跃至额定值时辨识的实验波形。电感在堵转阶段已经稳定在实测值附近,当电机开始转动后,反电势系数迅速由 2 倍实测值的初值变化至实测值附近,电感的辨识值在轻微波动后,也继续稳定在实测值附近。当负载转矩发生变化时,2 个参数的辨识值几乎没有波动,可调模型的输出电流也紧随 A 相电流变化。

图 13b)为额定负载转矩条件下,转速由 0.5 倍额定值阶跃至额定值的辨识实验波形,图 13c)则展示了负载转矩与转速同时由 0.5 倍额定值阶跃至额定值的辨识实验波形。其参数的辨识性能与可调模型输出电流与 13a)的实验结果基本一致。通过对比可以发现,当速度为 0.5 倍额定值时,反电势系数的辨识速度会相对下降,但是当辨识到的参数稳定以后,即使工况发生突变,被辨识的参数也不会出现剧烈波动,可调模型的输出电流基本与实际电流一致。通过对比可以发现,当输出功率达到额定功率时,反电势系数的稳态误差达到最大,在图 12 所示实验中已经测量过,不超过 2.5%,能够满足很多工

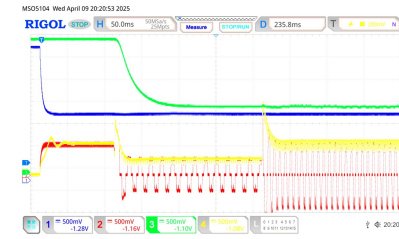
程上其他算法所需的参数精度要求。



a) 额定转速下负载转矩由 0.5 倍额定值阶跃至额定值



b) 额定负载转矩下转速由 0.5 倍额定值阶跃至额定值



c) 负载转矩和转速同时由 0.5 倍额定值阶跃至额定值

图 13 不同实际工况下的参数辨识实验

图 14 展示了本文提出的参数辨识方法在无刷直流电机转矩脉动抑制算法中的应用结果,文献 [27] 提出了一种转矩脉动抑制方法,而该方法需要准确的电机参数才能实现。图 14 中,红色曲线与黄色曲线分别为 A、B 两相电流波形,蓝色曲线和绿色曲线为实验中的反电势系数和电感辨识曲线。

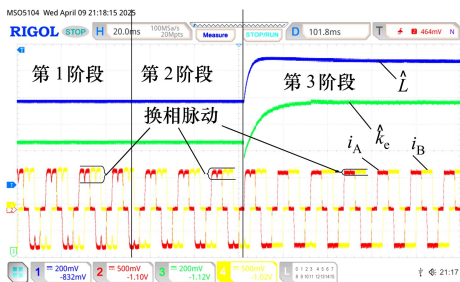


图 14 参数辨识方法应用实验

实验分为 3 个阶段,实验开始前将电感与反电势系数设置为实测值的 0.8 倍,第 1 阶段中不采用文献 [27] 提出的转矩脉动抑制方法,第 2 阶段中加入文献 [27] 提出的转矩脉动抑制方法,第 3 阶段加

入本文提出的参数辨识方法。通过对比可以看出:第2阶段的换相脉动明显小于第一阶段,证明文献[27]提出的方法的确可以抑制换相脉动,但是由于算法中所使用的参数为实际参数的0.8倍,因此仍旧存在一定的换相脉动,当第3阶段加入本文提出的参数辨识方法后,错误参数被在线校正,换相脉动几乎消失,由此可以证明本文所提出参数辨识方法的可行性与有效性。

4 结 论

本文针对绞车用无刷直流电机定子电感、电阻以及反电势系数这3个关键参数的辨识问题开展了以下研究工作:

1) 针对无刷直流电机“三相六步”导通模式下,详细研究了换相以及调制方式对三相电流的影响,建立了一个统一的数学模型。

2) 在该模型基础上,采用模型参考自适应辨识算法,结合绞车用无刷直流电机频繁起停的实际工况,实现了对电阻与电感的离线辨识,以及电感与反电势系数的在线辨识。

3) 通过实验对本文所提出的参数辨识方法进行了验证,获得较高的辨识精度:电感辨识误差不大于1%;电阻辨识误差不大于2%;反电势系数辨识误差不大于2.5%。通过该算法,可以获得更加准确的数学模型,为电流环PI参数的调节、转矩脉动抑制以及一些如模型预测等先进算法的应用提供了可靠参考。

参考文献:

- [1] Petrov I, Pyrhonen J. Performance of low-cost permanent magnet material in PM synchronous machines[J]. IEEE Trans on Industrial Electron, 2013, 60(6): 2131-2138.
- [2] Buja G, Bertoluzzo M, Keshri R K. Torque ripple-free operation of PM BLDC drives with petal-wave current supply[J]. IEEE Trans on Industrial Electron, 2015, 62(7): 4034-4043.
- [3] Sarlioglu B, Morris C T. More electric aircraft: review, challenges, and opportunities for commercial transport aircraft[J]. IEEE Trans on Transportation Electrification, 2015, 1(1): 54-64.
- [4] Nerat M, Vrančić D. A novel fast-filtering method for rotational speed of the BLDC motor drive applied to valve actuator[J]. IEEE/ASME Trans on Mechatronics, 2016, 21(3): 1479-1486.
- [5] Hladík P, Andoga R, Fózó L, et al. Efficiency of BLDC fuel pump controllers of small turbojet engines[C]//2020 New Trends in Aviation Development(NTAD), Starý Smokovec, Slovakia, 2020: 93-98.
- [6] 方淳. 跨海拔机载绞车无刷直流电机温升与损耗抑制技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2018.
Fang Chun. Temperature rise & loss suppression of brushless DC motor for helicopter rescue hoist at multi-elevations[D]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University, 2018. (in Chinese)
- [7] 李亚中. 电动汽车永磁无刷直流轮毂电机参数辨识研究[D]. 长沙: 长沙理工大学, 2015.
Li Yazhong. Research on parameter identification of permanent magnet brushless DC wheel hub motor of electric vehicle[D]. Changsha: Changsha University of Science & Technology, 2015. (in Chinese)
- [8] Xia K, Ye Y, Ni J, et al. Model predictive control method of torque ripple reduction for BLDC motor[J]. IEEE Trans on Magnetics, 2020, 56(1): 1-6.
- [9] Lee Y. A new method to minimize overall torque ripple in the presence of phase current shift error for three-phase BLDC motor drive[J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2019, 42(4): 225-231.
- [10] Wang Q, Wang G, Zhao N, et al. An impedance model-based multiparameter identification method of PMSM for both offline and online conditions[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2021, 36(1): 727-738.
- [11] Liu Shaobo, Wang Qiwei, Wang Gaolin, et al. Virtual-axis injection based online parameter identification of PMSM considering cross coupling and saturation effects[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2023, 38(5): 5791-5802.
- [12] Xie C, Zhang S, Li X, et al. Parameter identification for spmsm with deadbeat predictive current control using online PSO[J]. IEEE Trans on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4055-4064.
- [13] 宋建国, 张振路, 李向诚. 基于改进最小二乘法永磁同步电机多参量辨识[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(3): 16-21.
Song Jianguo, Zhang Zhenlu, Li Xiangcheng. Multi-parameter identification of permanent magnet synchronous motor based on

- improved least square method[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2021, 48(3): 16-21. (in Chinese)
- [14] 祁翔, 张心光, 邓寅喆. 基于广义最小二乘法的 ROV 水下机器人模型在线参数辨识[J]. *船舶工程*, 2021, 43(5): 111-113.
- Qi Xiang, Zhang Xinguang, Deng Yinze. Online parameter identification of remote operated vehicle motion using generalized least squares method[J]. *Ship Engineering*, 2021, 43(5): 111-113. (in Chinese)
- [15] 陈未敏. 永磁同步电机在线参数辨识研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- Chen Weimin. Research on the online parameter estimation of permanent magnet synchronous machine[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020. (in Chinese)
- [16] 史婷娜, 张茜, 肖有文, 等. 无刷直流电机反电势滑模观测及参数在线辨识[J]. *兵工学报*, 2013, 34(6): 739-747.
- Shi Tingna, Zhang Qian, Xiao Youwen, et al. Online parameter identification and sliding mode observation of back-electromotive force of brushless direct current motors[J]. *Acta Armamentarii*, 2013, 34(6): 739-747. (in Chinese)
- [17] 郭鸿浩, 周波, 左广杰, 等. 无刷直流电机反电势自适应滑模观测[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(21): 142-149.
- Guo Honghao, Zhou Bo, Zuo Guangjie, et al. Adaptive sliding-mode observer for back electromotive force estimation of brushless DC motor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(21): 142-149. (in Chinese)
- [18] 王崇武, 何龙飞, 李宏. 电动力鱼雷推进无刷直流电机参数在线辨识研究[J]. *西北工业大学学报*, 2013, 31(3): 373-377.
- Wang Chongwu, He Longfei, Li Hong. On-line parameter identification of torpedo propulsion brushless DC motors[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2013, 31(3): 373-377. (in Chinese)
- [19] 李博群. 电动三轮车无刷直流电机参数辨识与转矩脉动抑制技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- Li Boqun. Research on parameter identification and torque ripple suppression technologies for brushless DC motor used in electric tricycle[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022. (in Chinese)
- [20] 娄天浩. 基于改进粒子群算法参数辨识的车用无刷直流电机控制技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
- Lou Tianhao. Research on control technology of automotive brushless DC motor based on improved particle swarm algorithm parameter identification[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022. (in Chinese)
- [21] Pakdeeto J, Wansungnoen S, Areerak K. Parameter Identification and optimal speed controller design for BLDC motor using the genetic algorithm[C]//2024 2nd International Conference on Mechatronics, Control and Robotics, Jeju, Republic of Korea, 2024: 73-77.
- [22] Chaicharoenaudomrung K, Wansungnoen S, Pakdeeto J, et al. Parameter identification of BLDC motor by using adaptive tabu search[C]//2021 International Conference on Power, Energy and Innovations, Nakhon Ratchasima, Thailand, 2021: 5-8.
- [23] Jasper D V, David C, Stiin D, et al. Online impedance estimation for sensorless BLDC motor motion applications[C]//2021 International Conference on Electrical, Computer, Communications and Mechatronics Engineering, Mauritius, 2021: 1-6.
- [24] Mo Y, Luo X, Ma C, et al. Improved PSO parameter identification-based composite STSM controller for BLDC drives[C]//2024 4th International Conference on Artificial Intelligence, Robotics, and Communication, Xiamen, China, 2024: 460-468.
- [25] Meng G, Xiong H, Li H. Commutation torque ripple reduction in BLDC motor using PWM_ON_PWM mode[C]//2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, Tokyo, Japan, 2009: 1-6.
- [26] Krishnan G, Ajmal K T. A neoteric method based on PWM ON PWM scheme with buck converter for torque ripple minimization in BLDC drive[C]//2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetism, Machines and Drives, Kottayam, India, 2014: 1-6.
- [27] Xia K, Ye Y, Ni J, et al. Model predictive control method of torque ripple reduction for BLDC motor[J]. *IEEE Trans on Magnetism*, 2020, 56(1): 1-6.

Parameter identification method for brushless DC motors of electrical hoist application

Yang Weizhou, Ma Ruiqing, Zhang Ziqiang, Huangfu Yigeng

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Brushless DC motors (BLDCMs) have been widely adopted across various fields. However, implementing advanced algorithms for high-performance torque control typically relies on accurate mathematical models, requiring precise parameters including inductance, resistance, and back electromotive force (EMF) coefficients. Unlike permanent magnet synchronous motors (PMSMs) that achieve unified mathematical models through coordinate transformation, BLDCMs exhibit distinct mathematical models during commutation and non-commutation phases due to their "three-phase six-step" driving mode. Addressing this challenge, this paper conducts a comprehensive investigation into the mathematical models of BLDCMs across different operational phases and modulation methods, ultimately establishing a unified mathematical framework. Building upon this foundation, a model reference adaptive algorithm-based parameter identification method is proposed. This innovative approach enables offline identification of inductance and resistance parameters, while simultaneously performing online identification of inductance and back EMF coefficients. Experimental results have verified that this method can achieve high identification accuracy for stator inductance, resistance, and back EMF coefficients. Particularly suited for hoist motors requiring frequent start-stop operations, this methodology shows significant practical value in applications demanding robust parameter identification under dynamic operating conditions.

Keywords: BLDCM; MRAS; parameters identification

引用格式: 杨伟舟, 马瑞卿, 张自强, 等. 电动绞车用无刷直流电机参数辨识方法[J]. 西北工业大学学报, 2026, 44(1): 70-80.

Yang Weizhou, Ma Ruiqing, Zhang Ziqiang, et al. Parameter identification method for brushless DC motors of electrical hoist application[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2026, 44(1): 70-80. (in Chinese)