

基于滑模观测器位置检测的水下推进器 直接转矩控制研究^{*}

朱春磊, 曾庆军, 周海霞, 戴晓强, 朱志宇
(江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212003)

摘 要: 水下推进器是水下航行器的重要组成部分, 为提高其转矩响应性能, 提出了一种基于滑模观测器位置检测的水下推进器直接转矩控制方法。该方法将一种双曲正切函数引入线反电动势(EMF)滑模观测器, 并将该滑模观测器应用于水下推进器直接转矩控制系统中, 使得驱动控制系统通过水下推进器线反电动势观测值进行扇区判别与转矩估计, 从而获得 6 个离散的换相信号, 实现无位置检测的水下推进器直接转矩控制。仿真试验表明: 所提控制方法能够很好地观测线反电动势, 提高转矩动态响应, 减小系统抖振幅度。

关键词: 无刷直流电机; 水下推进器; 滑模观测器; 直接转矩控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)07-0007-07

Direct Torque Control of Underwater Propeller Based on Sliding Mode Observer Position Detection^{*}

ZHU Chunlei, ZENG Qingjun, ZHOU Haixia, DAI Xiaoqiang, ZHU Zhiyu
(School of Electronic Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: Underwater propeller was an important part of underwater robot. In order to improve its torque response performance, a method of direct torque control of underwater propeller based on sliding mode observer position detection was proposed. The method introduced a hyperbolic tangent function into the line back electromotive force (EMF) sliding mode observer, and this observer was used in underwater propeller direct torque control systems. Therefore, the drive control system performed sector discrimination and torque estimation through the underwater thruster line back EMF observation. Then 6 discrete commutation signals were detained. Finally, the underwater thruster direct torque control without position detection was realized. The simulation implementation showed that the proposed control method could observe the line back EMF value well and improve the torque dynamic response. The system jitter amplitude was small.

Key words: brushless DC motor; underwater propeller; sliding mode observer (SMO); direct torque control (DTC)

0 引 言

相比传统水下推进器, 一体式水下推进器是将导流罩、减速器、螺旋桨、连接轴、电机和驱动电路等集成的水下动力系统, 具有重量轻、工作噪

声小、散热性能好、功率密度大、动力传输效率高、维修便捷等优点。一体式水下电机推进器非常适合作为水下机器人、水面快艇、水上无人艇、水上滑翔机的推进系统。永磁无刷直流电机因具有结构简单、可靠性高、功率密度大等优点^[1-2], 作为

^{*} 基金项目: 国家基础科研计划项目(JCKY2017414C002); 国家自然科学基金项目(11574120); 江苏省自然科学基金项目(BK20160564); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCK18_2320)

作者简介: 朱春磊(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子装置与系统。

曾庆军(1969—), 男, 博士, 教授, 研究方向为先进控制理论与应用、水下机器人控制、现代测控与智能控制。

一体式水下推进器的核心动力设备具有非常好的应用前景。目前,许多优秀的驱动控制方法已经被应用于无刷直流电机,如无位置传感器控制技术^[3-8]和直接转矩控制^[9-15]。

文献[3]通过构建一个单隐层前馈神经网络,将定子端电压和电流作为 OSELM 网络的输入信号,而网络的输出为逆变器的逻辑换相信号。文献[4]采用引入混合滑模面的全局快速终端滑模观测器进行位置检测。文献[5]实现了无硬件滤波电路的无位置传感器无刷直流电机控制。文献[6]提出一种滑模增益可调的符号函数滑模观测器(SMO),能够提取反电动势和电流信号,从而进行转子位置和转速的估算。文献[11]为了改善系统的转矩响应效果,采用脉宽调制(PWM)控制和转矩滞环相结合的控制方式。文献[12-14]虽然省略了磁链观测环节,但转矩观测环节依然复杂,需要连续的转子位置信息,必须借助旋转变压器或光电编码器高级位置传感器。

综上所述,本文提出了一种采用 SMO 进行位置检测的水下推进器直接转矩控制(DTC)方法。该方法将一种双曲正切函数引入线反电动势 SMO,取代了传统的符号函数,并将 SMO 应用于水下推进器 DTC 系统中,使得驱动控制系统通过水下推进器线反电动势观测值获得虚拟的霍尔信号和转矩估计值,通过与转矩参考值相比较,获得转矩误差值,扇区判别与矢量选择模块根据虚拟霍尔信号与转矩误差获得 6 个离散的换相信号,从而实现无位置检测的水下推进器 DTC。

1 水下推进器无位置传感器控制

1.1 数学模型

因水下推进器采用的是无刷直流电机,所以逆变器控制的水下推进器等效电路图如图 1 所示。电机绕组采用三相星型连接方式。

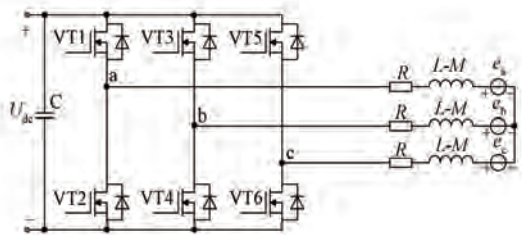


图 1 水下推进器等效模型

图 1 中 VT1~VT6 为功率器件。电机的电压和电流方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

式中: $e_a, e_b, e_c, u_a, u_b, u_c, i_a, i_b, i_c$ ——推进器三相绕组的反电动势、定子电压和定子电流;

R ——一体式水下推进器定子电阻;

L ——推进器定子各相绕组的自感;

M ——推进器定子绕组间的互感。

根据式(1)、式(2)可得基于电机线反电动势的电压方程为

$$\begin{cases} u_{ab} = L_1 \frac{di_{ab}}{dt} + i_{ab} + e_{ab} \\ u_{bc} = L_1 \frac{di_{bc}}{dt} + i_{bc} + e_{bc} \end{cases} \quad (3)$$

其中:线反电动势 $e_{ab} = e_a - e_b, e_{bc} = e_b - e_c$;线电压 $u_{ab} = u_a - u_b, u_{bc} = u_b - u_c$;相电流差 $i_{ab} = i_a - i_b, i_{bc} = i_b - i_c$; L_1 为等效电感,且 $L_1 = L - M$ 。

通过检测反电动势过零点来实现位置检测,是无刷直流电机控制的常用方法。但是根据式(3)在进行线反电动势计算时,因为存在微分计算,势必会增加误差,因此本文采用 SMO 进行线反电动势估算,从而减小误差,提高线反电动势估算精度,增加系统稳定性。

1.2 新型 SMO

为了构建水下推进系统的状态方程,建立推进器的滑模观测系统,需先确定系统的状态变量、输入信号和输出信号。在本文所研究的系统中,状态变量为推进器定子相电流差和线反电动势,输入为推进器线电压,输出为相电流差,可得水下推进器的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (4)$$

输出方程为

$$y = C[i \ e]^T = i \quad (5)$$

其中: $i = [i_{ab} \ i_{bc}]^T$; $e = [e_{ab} \ e_{bc}]^T$; $u =$

$$\begin{bmatrix} u_{ab} & u_{bc} \end{bmatrix}^T; A_1 = -RI/L_1; A_2 = -I/L_1; B = I/L_1; \\ C = [I \quad 0]; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

选择滑模面:

$$S = \hat{i} - i \quad (6)$$

式中: $\hat{i}$ ——相电流差的观测值; $\hat{i} = [\hat{i}_{ab} \quad \hat{i}_{bc}]^T$ 。

根据水下推进器状态方程,可建立传统 SMO:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}} \\ \dot{\hat{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} K \\ KG_1 \end{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i} - i) \quad (7)$$

其中: $K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$ 和 $G_1 = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \end{bmatrix}$ 均是系统的滑模模块增益矩阵; $\hat{e} = [\hat{e}_{ab} \quad \hat{e}_{bc}]^T$ 为线反电动势观测值; $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

因为采用符号函数进行滑模观测运算的系统极易出现抖振问题,所以引入双曲正切函数,利用该函数进行滑模观测计算。双曲正切函数表示为

$$h(x) = \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (8)$$

双曲正切函数及符号函数如图 2 所示。

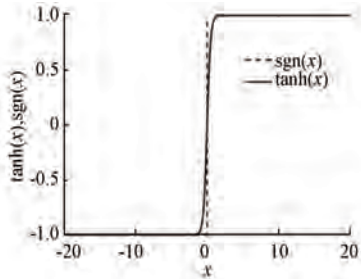


图 2 双曲正切函数及符号函数

依据系统的状态方程,可设计如下的新型滑模观测器:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}} \\ \dot{\hat{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} K \\ KG_1 \end{bmatrix} H(\hat{i} - i) \quad (9)$$

其中: $H(\hat{i} - i) = [h(\hat{i}_{ab} - i_{ab}) \quad h(\hat{i}_{bc} - i_{bc})]^T$ 。

将式(9)与式(4)相减,可得 SMO 误差方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{E}_i \\ \dot{E}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i \\ E_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K \\ KG_1 \end{bmatrix} H(E_i) \quad (10)$$

其中: $E_i = \hat{i} - i$ 、 $E_e = \hat{e} - e$ 分别是相电流和线反电动势的观测误差值。

因为 SMO 观测器能够进入滑动模态的条件为 $S^T \dot{S} < 0$, 所以取基于滑模面的 Lyapunov 方程如下:

$$V_1 = \frac{1}{2} S^T S = \frac{1}{2} E_i^T E_i \quad (11)$$

对式(11)进行求导,并将式(10)代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= E_i^T \dot{E}_i = E_i^T [A_1 E_i + A_2 E_e + KH(E_i)] = \\ &E_i^T A_2 E_e + E_i^T KH(E_i) + E_i^T A_1 E_i = \\ &\left[-\frac{1}{L_1} (\hat{i}_{ab} - i_{ab})(\hat{e}_{ab} - e_{ab}) - \frac{1}{L_1} (\hat{i}_{bc} - i_{bc})(\hat{e}_{bc} - e_{bc}) \right] + \\ &k_1 (\hat{i}_{ab} - i_{ab}) h(\hat{i}_{ab} - i_{ab}) + k_2 (\hat{i}_{bc} - i_{bc}) h(\hat{i}_{bc} - i_{bc}) + \\ &E_i^T A_1 E_i \end{aligned} \quad (12)$$

由于 $|h(x)| \leq 1$, $h(x)$ 与 x 符号一致,且 A_1 负定,则 $E_i^T A_1 E_i \leq 0$ 恒成立,为了使 $\dot{V}_1 < 0$, 根据不等式的性质,只需式(13)成立即可:

$$\begin{aligned} &\frac{1}{L_1} |\hat{i}_{ab} - i_{ab}| |\hat{e}_{ab} - e_{ab}| + \\ &\frac{1}{L_1} |\hat{i}_{bc} - i_{bc}| |\hat{e}_{bc} - e_{bc}| + \\ &k_1 |\hat{i}_{ab} - i_{ab}| + k_2 |\hat{i}_{bc} - i_{bc}| < 0 \end{aligned} \quad (13)$$

依据式(13)可得,符合 $\dot{V}_1 < 0$, 即观测器进入滑动模态的条件为

$$\begin{cases} k_1 < -\frac{1}{L_1} |\hat{e}_{ab} - e_{ab}| \\ k_2 < -\frac{1}{L_1} |\hat{e}_{bc} - e_{bc}| \end{cases} \quad (14)$$

由滑模控制理论可得,当系统的状态进入滑动模态时,可成立如下关系式:

$$E_i = \dot{E}_i = 0 \quad (15)$$

根据式(10)和式(15)可得:

$$\begin{cases} 0 = A_2 E_e + KH(E_i) \\ \dot{E}_e = KG_1 H(E_i) \end{cases} \quad (16)$$

取 Lyapunov 方程如下:

$$V_2 = \frac{1}{2} E_e^T E_e \quad (17)$$

对式(17)求导,并将式(16)代入可得:

$$\dot{V}_2 = E_e^T \dot{E}_e = -E_e^T G_1 A_2 E_e = \frac{1}{L_1} [g_1 (\hat{e}_{ab} - e_{ab})^2 + g_2 (\hat{e}_{bc} - e_{bc})^2] \quad (18)$$

由式(18)可得,满足 $\dot{V}_2 < 0$,即一体式水下推进器线反电动势误差收敛到零的条件为

$$\begin{cases} g_1 < 0 \\ g_2 < 0 \end{cases} \quad (19)$$

基于以上分析,可建立 SMO 框图,如图 3 所示。

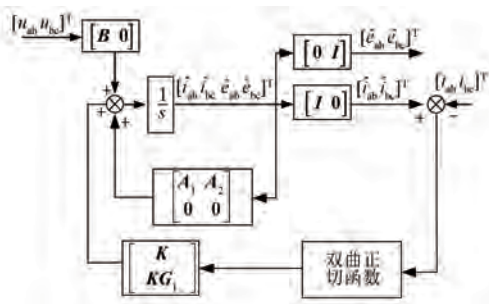


图 3 SMO 框图

2 水下推进器无位置传感器 DTC

2.1 电压空间矢量实现原理

本文所研究的水下推进器控制时采用二二导通的方式,即在推进器运行时只有两相导通,因此用一个 6 位数来表示逆变器的开关状态。每一位代表一个开关元器件。1 代表导通,0 代表关断。6 个非零电压矢量依次表示为 u_1 (100001)、 u_2 (001001)、 u_3 (011000)、 u_4 (010010)、 u_5 (000110)、 u_6 (100100),零电压空间矢量定义为 u_0 (000000)。

对每次导通两相的水下推进器而言,关断相的电压随对应反电动势的变化而时刻处于变动的状态,因此三相综合电压矢量不管是在幅值还是在相位上均是时刻变动的。为了方便电压矢量的确定,首先定义导通两相所合成的电压矢量。由空间矢量理论可知:

$$u = \frac{2}{3} (u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c) \quad (20)$$

其中: $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。

对于导通的两项,其相电压矢量在数值上相等,但方向相反。假设三相星型连接的无刷直流电机 A、C 相导通, B 相关断,则可得合成电压矢

量为

$$u_1 = \frac{2}{3} (u_a + \alpha^2 u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (21)$$

同理可以求得其他 5 个非零电压空间矢量:

$$\begin{cases} u_2 = \frac{2}{3} (\alpha u_b + \alpha^2 u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{\pi}{2}} \\ u_3 = \frac{2}{3} (u_a + \alpha u_b) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{5\pi}{6}} \\ u_4 = \frac{2}{3} (u_a + \alpha^2 u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{7\pi}{6}} \\ u_5 = \frac{2}{3} (\alpha u_b + \alpha^2 u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{3\pi}{2}} \\ u_6 = \frac{2}{3} (u_a + \alpha u_b) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{dc} e^{j\frac{11\pi}{6}} \end{cases} \quad (22)$$

将该数学模型中的 6 个功率开关器件的状态用数字量表示,1 为导通,0 为关断,则该控制系统的功率开关器件共有 6 个导通状态和一个全关断状态 u_0 (000000)。各功率开关器件管的状态与电压矢量关系如表 1 所示。相电压矢量分布如图 4 所示。

表 1 导通相电压矢量

开关管状态	导通相电流	矢量表示	导通开关
100001	a + c -	u_1	VT1 VT6
001001	b + c -	u_2	VT3 VT6
011000	b + a -	u_3	VT3 VT2
010010	c + a -	u_4	VT5 VT2
000110	c + b -	u_5	VT5 VT4
100100	a + b -	u_6	VT1 VT4

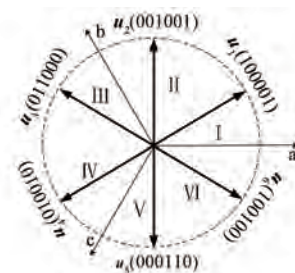


图 4 非零电压矢量对应的空间位置

2.2 转矩滞环控制的理论依据

传统无刷直流电机无传感器 DTC 系统的结

构框图如图 5 所示。其中： n_r 为给定转速， n 为反馈转速， T_r 为给定转矩， T_e 为转矩估计反馈值， e_r 为转矩偏差值。转矩滞环控制比较器的原理是：当转矩偏差 e_r 大于滞环控制比较器的容许误差 ε 时，滞环控制比较器输出 τ 为 1；当转矩偏差小于 $-\varepsilon$ 时，滞环控制比较器输出 τ 为 0。

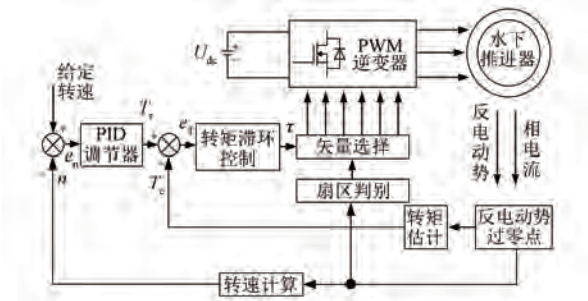


图 5 传统的无传感器 DTC 系统结构框图

2.3 电压矢量选择表

根据上述分析，水下推进器 DTC 可以通过在不同扇区选择导通相电压矢量和全关断电压矢量，采用转矩环控制实现。由图 4 所示电压矢量和扇区分布，建立了表 2 所示的最优 DTC 开关选择表。转矩采用二值滞环比较控制， τ 为转矩调节标志，控制器输出 τ 为“1”时，表示要增加转矩， τ 为“0”时，表示要减小转矩，减小转矩可由矢量 u_0 (000000) 完成。

表 2 最优 DTC 开关选择表

旋转方向	τ	扇区					
		I	II	III	IV	V	VI
顺时针	1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
	0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0
逆时针	1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4
	0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0	u_0

2.4 基于线反电动势的扇区判别与转矩观测

在水下推进器无位置检测 DTC 系统中，因为缺少霍尔传感器，所以不能直接通过捕捉的霍尔信号进行扇区划分和转矩观测。因此，通过采用了双曲正切函数 SMO，将观测所得的水下推进器线反电动势，根据其过零点时刻，将其等效为 3 个虚拟的霍尔信号。利用该虚拟霍尔信号可进行扇区判别。其对应关系如图 6 所示。

根据图 6 可得水下推进器线反电动势信号与

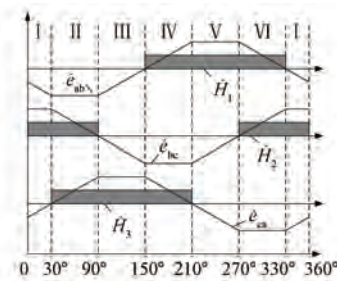


图 6 线反电动势观测值、虚拟霍尔信号及扇区对应关系

扇区的对应关系，如表 3 所示，其中， $\hat{H}_1$ 、 $\hat{H}_2$ 和 $\hat{H}_3$ 为虚拟霍尔信号； $\hat{e}_{ab}$ 、 $\hat{e}_{bc}$ 、 $\hat{e}_{ca}$ 表示线反电动势。

表 3 线反电动势与转子磁场所处扇区的对应关系

观测线反电动势			虚拟霍尔信号			导通相	导通功率管	扇区
$\hat{e}_{ab}$	$\hat{e}_{bc}$	$\hat{e}_{ca}$	$\hat{H}_1$	$\hat{H}_2$	$\hat{H}_3$			
<0	>0	<0	0	1	0	b+ c-	VT3 VT6	I
<0	>0	>0	0	1	1	b+ a-	VT2 VT3	II
<0	<0	>0	0	0	1	c+ a-	VT2 VT5	III
>0	<0	>0	1	0	1	c+ b-	VT4 VT5	IV
>0	<0	<0	1	0	0	a+ b-	VT1 VT4	V
>0	>0	<0	1	1	0	a+c-	VT1 VT6	VI

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\omega} \tag{23}$$

以扇区 VI 为例，b 相关断， $i_b = 0$ ， $i_a = -i_c$ ，根据式(23)，有：

$$T_e = \frac{(e_a - e_c) i_a}{\omega} \tag{24}$$

设反电动势系数为 K_e ，则根据反电动势与转角速度的关系有 $e_a = K_e \omega$ ， $e_c = -K_e \omega$ ，将其代入式(24) 可得：

$$T_e = 2K_e i_a \tag{25}$$

同理可得其他 5 个扇区的转矩观测值与相电流的关系，如表 4 所示。

表 4 转矩观测值与扇区对应关系

扇区	I	II	III	IV	V	VI
转矩 T_e	$2K_e i_b$	$2K_e i_b$	$2K_e i_c$	$2K_e i_c$	$2K_e i_a$	$2K_e i_a$

3 仿真试验分析

3.1 试验系统构建

本文设计的水下推进器无位置检测 DTC 系

统采用双闭环控制,内环为转矩单环控制,外环为转速环控制。控制系统结构如图 7 所示。

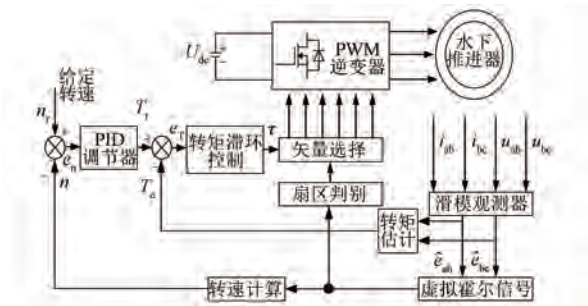


图 7 控制系统结构

由微控制器给定输入转速,并将输入转速 n_i 和反馈转速 n 比较,获得转速误差值。转速误差经 PI 调节器得到转矩参考值 T_r ,再将转矩参考值 T_r 与转矩估计值 T_e 对比得到误差值,该值经过滞环控制器得到转矩调节标志 τ 。通过 SMO 观测得到线反电动势值,将该值转化虚拟的霍尔信号,并依据此虚拟霍尔信号进行电压矢量扇区判别。将已经获得的转矩调节标志 τ 根据表 2 选择最优电压矢量作用于逆变器,实现对转矩的直接控制。

因为水下推进器每 60° 电角度进行一次换相,所以根据虚拟的霍尔信号可以得到每次的换相时间为 ΔT 。因此,通过计算得到水下推进器的速度为

$$n = \frac{60}{2\pi} \times \frac{\pi}{3p\Delta T} = \frac{60}{2\pi}\Omega \tag{26}$$

式中: p ——电机极对数;
 Ω ——机械角速度。

根据式 (26) 所得的速度可以作为转速反馈信号,从而实现集成水下推进器速度闭环控制。

为了验证所设计的基于 SMO 位置检测的水下推进器 DTC 系统的优越性与可行性,利用 MATLAB/Simulink 进行仿真分析。仿真用电机参数如表 5 所示。

3.2 仿真结果分析

图 8 和图 9 所示为水下推进器运行在 $n = 400 \text{ r/min}$ 、负载转矩为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下,将传统符号函数 SMO 方法应用于无位置检测的水下推进器 DTC 系统中得到反电动势观测值及观测误差。

表 5 电机参数

参数名称	参数值
额定功率/W	1 300
额定电压/V	48
额定电流/A	35
极对数	5
相电阻/ Ω	0.18
相电感/mH	0.835
额定转速/ $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2 000

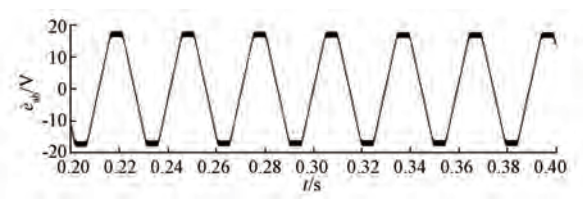


图 8 基于符号函数观测器的线反电动势观测值

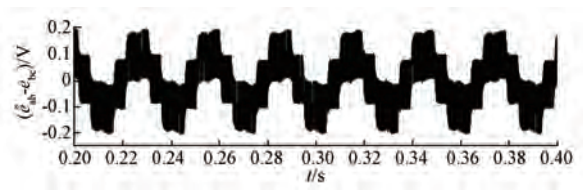


图 9 基于符号函数观测器的线反电动势

图 10 和图 11 所示为水下推进器运行在 $n = 400 \text{ r/min}$ 、负载转矩为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下,将所提新型 SMO 方法应用于无位置检测的水下推进器 DTC 系统中得到反电动势观测值及观测误差。

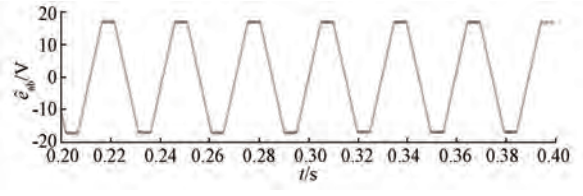


图 10 基于双曲正切函数观测器的线反电动势观测值

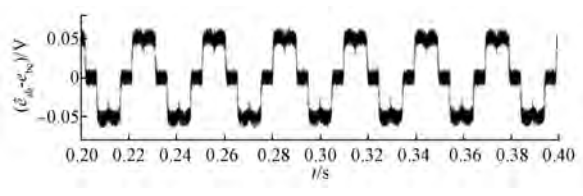


图 11 基于双曲正切函数观测器的线反电动势误差值

为了分析采用双曲正切函数的新型观测器的优越性,将图 8 和图 10 观测线反电动势在

0.246~0.250 s 时间段的波形进行放大,可得线反电动势观测峰值波形如图 12、图 13 所示。

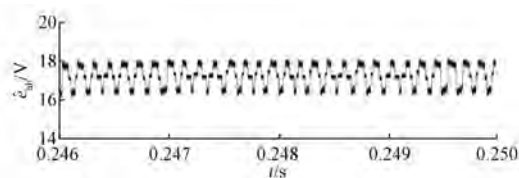


图 12 传统滑模观测器线反电动势观测峰值

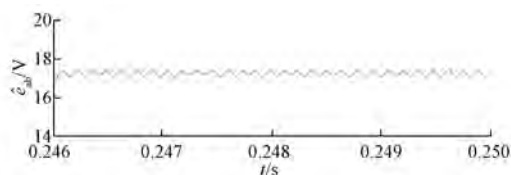


图 13 新型滑模观测器线反电动势观测峰值

从图 9 和图 11 可以看出,水下推进器运行在 $n=400$ r/min、负载转矩为 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 条件下时,采用符号函数的传统 SMO 观测的线反电势误差峰值约为 0.2 V ,而采用本文所提方法观测的线反电动势误差峰值约为 0.05 V 。因此,与符号函数相比,所提方法能够较好地进行线反电动势估计,观测误差小,效果较好,波形平稳,无明显抖动。从图 12 和图 13 能够看出,采用符号函数的传统 SMO 所观测的线反电动势存在较为明显的抖动,而采用所提观测器的线反电动势观测值抖动较小,波形趋于平稳,几乎消除抖动。

将引入了传统符号函数和新型双曲正切函数的 SMO 分别应用于无位置检测的水下推进器 DTC 系统中,可得转矩观测值如图 14、图 15 所示。从图 14、图 15 可以看出,采用双曲正切函数

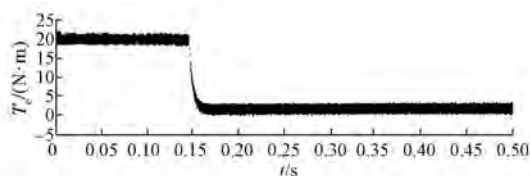


图 14 传统符号函数转矩估计

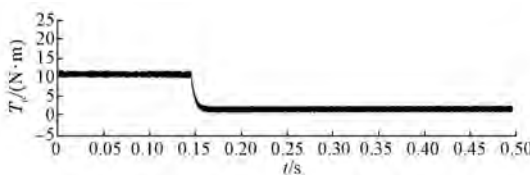


图 15 新型双曲正切函数转矩估计

的新型 SMO 的转矩估计值比采用了符号函数的传统 SMO 具有更小的转矩脉动,稳定性更好。

4 结 语

为了实现一体化水下推进器系统驱动控制,使得水下推进器控制系统具有极佳的转矩动态响应性能和控制稳定性,本文提出了一种基于新型 SMO 位置检测的水下推进器 DTC 方法。该方法将一种新型的双曲正切函数引入 SMO,并将该新型 SMO 应用于无位置检测的水下推进器 DTC 系统中,实现水下推进器无位置检测双闭环系统控制。得到如下结论:

(1) 本文所提滑模观测新方法具有更加精确的线反电动势估计精度,通过线反电动势值获得 6 个换相信号,确保了换相的准确性。

(2) 根据线反电动势观测值,获得了 6 个扇区的判别方法和转矩观测方法,从而为水下推进器直接转矩控制提供了换相基础。

(3) 将本文提出的线反电动势滑模观测方法应用于水下推进器 DTC 系统中,获得了较小的转矩动态响应,且抖振小,稳定性较好。

【参考文献】

- [1] 谭建成.永磁无刷直流电机技术[M].北京:机械工业出版社,2011.
- [2] SHI T N, GUO Y T, SONG P, et al. A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3483.
- [3] 王欣,梁辉,秦斌.基于 OSELM 的无刷直流电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报, 2018, 22(11): 82.
- [4] 王大方,于知杉,金毅,等.无位置传感器无刷直流电机无硬件滤波转子位置检测方法[J].电工技术学报, 2017, 32(19): 71.
- [5] 王晓远,傅涛.基于全局快速终端滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J].电工技术学报, 2017, 32(11): 164.
- [6] 陶方方.基于滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制研究[D].广州:华南理工大学, 2017.
- [7] XIA C L, XIAO Y W, CHEN W, et al. Torque ripple reduction in brushless DC drivers based on reference current optimization using integral variable structure control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 738. (下转第 19 页)

电流混合模型新型磁链观测器观测得到的定子磁链波动较小,可以有效抑制磁链波动及幅值、相位的误差。由对比结果可看出,基于低通滤波器的磁链观测器中的观测结果波动较大,无法精确快速地观测得到定子磁链;电压电流混合模型新型磁链观测器的观测结果误差更小、精确度更高。

4 结 语

本文在混合模型磁链观测器的基础上,对电压模型部分进行了改进,并针对混合磁链观测器在中速区存在相位误差等问题,引进了相位补偿环节,降低了饱和效应引起的误差影响。同时混合模型磁链观测器不需要对电机参数进行在线调整,因此可以准确观测定子磁链,保证了在全速范围内直接转矩控制系统是有较好的效果。通过仿真结果和分析,验证了该方法的可行性,证明了改进的混合模型磁链观测器能够有效的改善定子磁链观测结果。

【参 考 文 献】

- [1] 何志明,廖勇,向大为.定子磁链观测器低通滤波器的改进[J].中国电机工程学报,2008,28(18): 61.
- [2] 厉虹,韩晔,王久和.改进的永磁同步电机直接转矩控制系统研究[J].电气传动,2017,47(11): 9.
- [3] 许净,王辉,谭健,等.基于新型磁链观测模型的矢量控制系统研究[J].电气传动,2008,38(5): 1.
- [4] HU J, WU B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (5): 969.
- [5] 宋庆启,苏文胜,黄晓明,等.基于新型纯积分法的定子磁链在线辨识算法[J].电机与控制应用,2017,44(10): 88.
- [6] 丁曙光,江跃.电动汽车空调无位置传感器的内置式永磁同步电机控制研究[J].电机与控制应用,2018,45(3): 1.
- [7] 王斌,王跃,郭伟,等.基于定子磁链降阶状态观测的永磁同步电机无差拍直接转矩控制系统[J].电工技术学报,2014,29(3): 160.
- [8] 张勇军,王京,李华德.基于遗传算法优化的定子磁链扩展卡尔曼估计方法[J].电工技术学报,2009,24(9): 64.
- [9] MAES J, MELKEBEEK J A. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 778.
- [10] 史黎明,王珂,李耀华.基于改进磁链观测器的直线异步电动机直接牵引力控制[J].电工技术学报,2008,23(9): 45.
- [11] 杨影,黄锐,余衍谱.直接转矩控制中定子磁链观测方案对比研究[J].电机与控制应用,2016,43(7): 7.
- [12] 张乐,杨强.永磁同步电机磁链观测改进积分方法的研究[J].微特电机,2018,46(11): 35.
- [13] 戴鹏,付凤超,符晓,等.电励磁同步电机两种综合磁链模型观测器[J].电气传动,2011,41(10): 12.
- [14] 赵文武,李晓艳,于明,等.异步电动机矢量控制混合磁链模型的设计与实现[J].电气传动,2017,47(12): 30.
- [15] 朱元,熊礼勇,吴志红,等.一种永磁同步电机转矩估计融合算法[J].信息通信,2018(4): 54.

收稿日期: 2019-03-25

(上接第 13 页)

- [8] BERNARES T, MONTAGNER V F, GRUNDLING H A, et al. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4): 1679.
- [9] 李东,冯金磊,孔全存,等.基于双 H 桥变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J].电机与控制应用,2018,45(7): 30.
- [10] 郭子钊,佃松宜,向国菲.基于卡尔曼滤波算法的无刷直流电机直接转矩控制[J].科学技术与工程,2016,16(17): 49.
- [11] 李珍国,章松发,周生海,等.考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统[J].电工技术学报,2014,29(1): 139.
- [12] 章松发.无刷直流电机无磁链环直接转矩控制系统的四象限运行[D].秦皇岛:燕山大学,2012.
- [13] 杨建飞,胡育文.无刷直流电机无磁链观测直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2011,31(12): 90.
- [14] 安群涛,孙立志,刘超,等.无刷直流电机的磁链自控直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2010,30(12): 86.
- [15] 柳振,郭庆,徐翠锋.基于电动汽车驱动用无刷直流电机控制仿真[J].电机与控制应用,2018,45(7): 102.

收稿日期: 2019-02-21