

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2105909

# 基于有限集模型预测控制的 无刷直流电机转矩波动抑制\*

毛 峰<sup>1</sup> 夏 颢<sup>2</sup> 叶艳红<sup>3</sup>

(1.上海理工大学 电气工程系 上海 200093; 2.上海理工大学 创新创业学院 上海 200093;  
3.上海艾为电子技术股份有限公司 上海 201199)

**摘要:**针对无刷直流电机(BLDCM)在六脉冲驱动方式下存在较大换相转矩波动的问题,设计了一种基于有限集模型预测控制(FCS-MPC)的转矩波动抑制算法。首先,预测电机换相时非换相相电流的特征。然后,通过价值函数选择出最佳的驱动电路开关管导通状态,抑制非换相相电流的波动。实验结果为,使用本文所设计的转矩波动抑制算法时,电机在高速运行时的转矩波动偏差比为4.04%,低速运行时的转矩波动偏差比为0.88%。实验结果表明,无论电机处于高速运行还是低速运行,所设计的算法都具有良好的换相转矩波动抑制效果。

**关键词:**无刷直流电机(BLDCM);换相转矩波动;有限集模型预测控制(FCS-MPC)

**中图分类号:** TM306;TN06 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Finite control set model predictive control of torque ripple reduction for BLDCM

Mao Zheng<sup>1</sup> Xia Kun<sup>2</sup> Ye Yanhong<sup>3</sup>

(1. Department of Electrical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;  
2. College of Innovation and Entrepreneurship, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;  
3. Shanghai Awinic Technology Co., Ltd., Shanghai 201199, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of large commutation torque ripple of brushless direct current motor (BLDCM) under six-pulse drive mode, a torque ripple suppression algorithm based on finite set model predictive control (FCS-MPC) is designed. Firstly, the characteristics of non-commutation current are predicted. Then, the value function is used to select the best switch state of driving circuit to suppress the ripple of the non-commutation current. The experimental results show that, when using the torque ripple suppression algorithm designed in this paper, the torque ripple deviation ratio of BLDCM is 4.04% at high speed and 0.88% at low speed, which means that the algorithm designed has good commutation torque ripple suppression effect whether the motor is running at high speed or low speed.

**Keywords:** brushless direct current motor (BLDCM); commutation torque ripple; finite control set model predictive control (FCS-MPC)

## 0 引 言

无刷直流电机(brushless direct current motor, BLDCM)因其转矩波动小、重量轻、结构紧凑、功率密度高和使用寿命长等特点<sup>[1-4]</sup>被广泛应用于工业拖动场合。然而,电机的转矩波动和噪声问题始终是限制其平稳运行的重要因素之一<sup>[5-9]</sup>。BLDCM通过电子换相取代了传统的

电刷换相,避免了碳刷与换相器之间的直接接触,有效抑制了电弧,机械摩擦所引起的噪声和转矩波动。然而,BLDCM在六脉冲驱动模式下会产生换相转矩波动。这是因为在换相期间,开通相与关断相的电流变化率不相等,因此非换相相电流会产生波动,从而引起换相转矩波动。目前,换相转矩波动的抑制主要有两种方式,一种是改变开关管占空比;另一种是改变直流母线电压。文献[10]提出了

收稿日期:2021-03-08

\* 基金项目:国家自然科学基金(51637001)项目资助

一种利用负载电流和电机转速消除直流母线负电流的控制方法。通过改变关断相的自由旋转方向,使关断相的电流变化率与开通相等。文献[11]提出将换相期间的脉宽调制(pulse width modulation, PWM)划分为 5 个对称区域,然后根据功能将其分为 3 类,分别计算三相 PWM 的占空比。该控制策略不仅可以实现转矩波动的抑制,还可以完成换相过程中的电流控制。文献[12]分别控制了非换相区间和换相区间。在非换相区间采用 PWM 调制策略,在换相区间分别控制 3 个开关管的导通占空比,使开通相与关断相的电流变化率相等。文献[13]通过在固定坐标系下使用模型变量,验证了快速转矩响应不需要可调增益,实现了良好的转矩跟踪和稳态性能。然而,这种控制方法在电机运行时可能会打乱开关管的正常导通顺序,因此,从一种状态到另一种状态需要激活 3 个甚至 4 个开关管,从而增加开关管的损耗。此外,开关管的导通和关断需要一定的时间,当电机转速较高时,换相后下一状态可能无法及时开始,使转矩波动更为严重。文献[14]提出了一种脉宽调制模型预测控制(pulse width modulation model predictive control, PWM-MPC)算法,通过对非换相电流的预评估来改变占空比,从而减小换相转矩波动。然而,该算法需要计算每一时刻的开关管最佳占空比。当电机高速运行时,电机的换相时间非常短暂,算法不能在电机的换相时间内完成收敛,换相转矩波动抑制效果不理想。

本文分析了 BLDCM 换相转矩波动产生的原因,提出了一种基于有限集模型预测控制(finite control set model predictive control, FCS-MPC)的换相转矩波动抑制算法。仿真和实验结果表明,相比于 PWM-MPC 算法,本文所提算法具有更强的适用性,在电机处于高速运行时,仍具有良好的电流波动和转矩波动抑制效果。

### 1 换相转矩波动分析

BLDCM 在六脉冲驱动模式下会产生换相转矩波动,其原因是开通相与关断相的电流变化率不相等<sup>[15-16]</sup>。以 AC 相至 BC 相的换相过程为例,换相期间的电流示意图如图 1 所示。

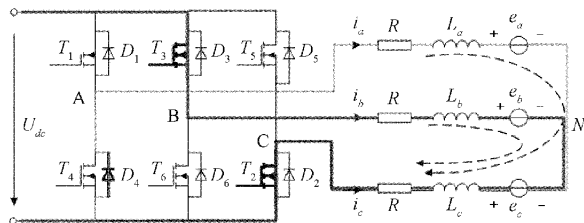


图 1 换相期间电流示意图

其中,A 相为关断相,B 相为开通相,C 相为非换相相。换相过程中, $T_1$  断开, $T_3$  导通,A 相电流由  $D_4$  续流。此时,三相电压平衡方程可表示为:

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N = 0 \\ u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N = U_{dc} \\ u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_a, u_b, u_c$  为相电压; $R, L$  分别为相电阻、相电感; $i_a, i_b, i_c$  为相电流; $e_a, e_b, e_c$  为反电动势; $u_N$  为中性点电压; $U_{dc}$  为直流母线电压。

当 BLDCM 的三相定子为 Y 形连接时,假设 BLDCM 的反电动势为理想梯形波;换相时反电动势等于  $E$ ;电机的机械结构三相对称;忽略相电阻  $R$ 。则换相期间,三相电流变化率可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U_{dc} + 4E}{3L} \end{cases} \quad (2)$$

换相期间的电流波形如图 2 所示。

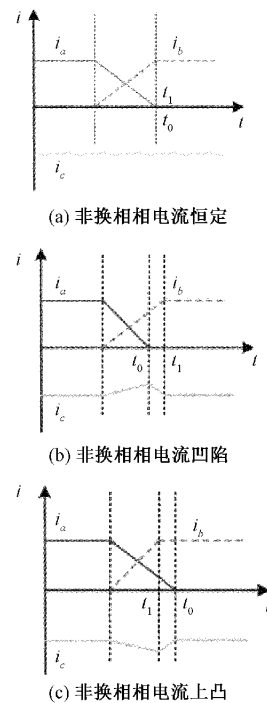


图 2 换相期间电流波形

由式(2)和图 2 可以看出,当  $U_{dc} = 4E$  时,非换相相 C 相电流变化率为 0,开通相与关断相的电流变化率相等,如图 2(a) 所示;当  $U_{dc} < 4E$  时,电机处于相对高速状态,非换相相 C 相电流变化率大于 0,产生换相转矩波动,关断相 A 相电流变化率大于开通相 B 相电流变化率,如图 2(b) 所示;当  $U_{dc} > 4E$  时,电机处于相对低速状态,非换相相 C 相电流变化率小于 0,产生换相转矩波动,关断相 A 相电流变

化率小于开通相 B 相电流变化率,如图 2(c)所示。BLDCM 从 AC 相至 BC 相换相时的转矩可以表示为:

$$T_e = \frac{e_c i_c}{\omega} \quad (3)$$

式中:  $T_e$  为转矩,  $\omega$  是转速。换相过程中,如果开通相和关断相的电流变化率相等,如图 2(a)所示,则非换相相的电流是恒定的,转矩也是恒定的。否则,非换相相电流不恒定,如图 2(b)和(c)所示,会产生转矩波动。因此,可以通过抑制非换相相电流的波动来抑制换相转矩波动。

### 2 换相转矩波动抑制

以 AC 相换相至 BC 相为例,此时, C 相是非换相相。当  $U_{dc} < 4E$  时,电机高速运行,非换相电流凹陷。由式(2)可知,关断相 A 相电流变化率大于开通相 B 相电流变化率。因此,通过换相期间开通  $T_1$  来降低开通相 A 相电流变化率。换相时的电流示意图如图 3 所示。

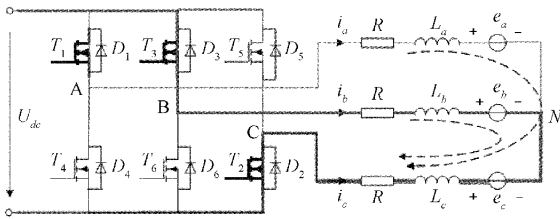


图 3 高速运行时换相电流示意图

此时,三相电压平衡方程可表达为:

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N = U_{dc} \\ u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N = U_{dc} \\ u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N = 0 \end{cases} \quad (4)$$

三相电流变化率可表达为:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U_{dc} - 2E}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U_{dc} + 4E}{3L} \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)与式(2)相比,如果换相期间保持  $T_1$  导通,则 C 相电流变化率的绝对值将减小,从而抵消了换相期间 C 相电流突变,减小了换相过程中的转矩波动。

当  $U_{dc} > 4E$ ,电机低速运行,非换相电流上凸。由式(2)可知,关断相 A 的电流变化率小于开通相 B 的电流变化率,因此在换相期间直接关断  $T_3$  来降低 B 相的电流变化率,换相电流示意图如图 4 所示。

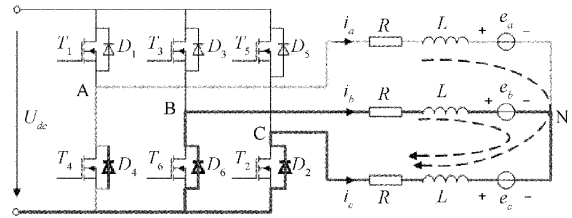


图 4 低速运行时换相电流示意图

此时,三相电压平衡方程可以表示为:

$$\begin{cases} u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + u_N = 0 \\ u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + u_N = 0 \\ u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + u_N = 0 \end{cases} \quad (6)$$

三相电流变化率可以表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{2E}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2E}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{4E}{3L} \end{cases} \quad (7)$$

将式(2)与式(7)相比,如果  $T_3$  在换相期间关断,则 C 相电流变化率的绝对值将减小,从而减小了换相转矩波动。

根据以上分析,可以得到如表 1 所示的 BLDCM 在全部换相过程中的开关管导通状态。表 1 中,“AC→BC”表示 BLDCM 的导通相位由 AC 相变为 BC 相;“011000”表示在非换相相电流恒定时  $T_2$ 、 $T_3$  导通,其他开关管关断;“010”表示在“011000”导通模式下, A、C 相电压等于 0, B 相电压等于  $U_{dc}$ 。

表 1 换相期间相电压与开关管状态

换相序列	电流恒定	电流上凸	电流凹陷
AC → BC	011000(010)	010000(000)	111000(110)
BC → BA	001100(011)	010100(000)	011100(010)
BA → CA	000110(001)	000100(000)	001110(011)
CA → CB	000011(101)	000101(000)	000111(001)
CB → AB	100001(100)	000001(000)	100011(101)
AB → AC	110000(110)	010001(000)	110001(100)

### 3 有限集模型预测控制

FCS-MPC 算法用于选择出 BLDCM 换相期间的最佳开关管导通状态。开关管导通状态的选择取决于非换相电流是恒定的、上凸的还是凹陷的。根据式(1)可得线电压平衡方程为:

$$\begin{cases} u_a - u_c = R(i_a - i_c) + L\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a - e_c) \\ u_b - u_c = R(i_b - i_c) + L\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_b - e_c) \end{cases} \quad (8)$$

假设 C 相为非换相相,将式(8)的两个公式相加,其结果可表示为:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{-3Ri_c - (u_a + u_b - 2u_c) + (e_a + e_b - 2e_c)}{3L} \quad (9)$$

由于数据采样需要一定的采样周期,因此将式(9)进行一阶欧拉法离散化处理:

$$i_c(k+1) = \frac{-(u_a + u_b - 2u_c)T}{3L} + \frac{(e_a + e_b - 2e_c)T + 3(L - RT)i_c(k)}{3L} \quad (10)$$

式中: $T$ 为采样周期; $i_c(k)$ 为 $k$ 时刻的 C 相电流; $i_c(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的 C 相预测电流。同理,若 A 相或 B 相为非换相相,则其预测电流可表达为:

$$i_a(k+1) = \frac{-(u_b + u_c - 2u_a)T}{3L} + \frac{(e_b + e_c - 2e_a)T + 3(L - RT)i_a(k)}{3L} \quad (11)$$

$$i_b(k+1) = \frac{-(u_a + u_c - 2u_b)T}{3L} + \frac{(e_a + e_c - 2e_b)T + 3(L - RT)i_b(k)}{3L} \quad (12)$$

式中: $i_a(k)$ 、 $i_b(k)$ 为 $k$ 时刻的 A 相、B 相电流; $i_a(k+1)$ 、 $i_b(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的 A 相、B 相预测电流。

FCS-MPC 通过价值函数判断预测模型的优劣,从而得到最优解。BLDCM 模型预测控制的目的是使换相过程中非换相相电流保持恒定。因此,可以选择预测电流与下一时刻的参考电流的偏差作为评价函数。电流偏差越小,电流预测模型越好。通常,参考电流是通过速度闭环获得,其价值函数可以表达为:

$$S = [i_{PI}(k+1) - i_{MP}(k+1)]^2 \quad (13)$$

式中: $i_{PI}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的参考电流; $i_{MP}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的预测电流。

#### 4 仿真结果与分析

为了验证本文所提 BLDCM 转矩波动抑制算法,在 MATLAB/Simulink 环境下建立了 BLDCM 仿真模型。仿真模型由 DC/AC 逆变电路、主控系统和 BLDCM 等部分组成。仿真中使用的电机参数如表 2 所示。

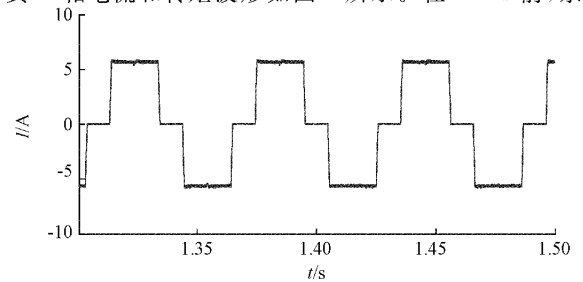
仿真开始后,电机在非换相期间采用传统速度-电流双 PI 闭环控制;在换相期间则使用 FCS-MPC 算法。通过预测电机换相过程中下一时刻的最佳开关管导通状态抑制转矩波动。根据非换相电流的特点,本文分别在 500 和

表 2 仿真电机参数

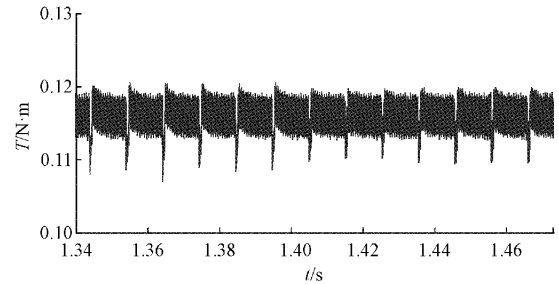
参数	数值
额定电压/V	24
额定功率/W	100
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	3 000
相电阻/ $\Omega$	0.75
相电感/mH	1.048
极对数	2
负载/N·m	0.1

3 000 r/min 转速下进行两组仿真实验。

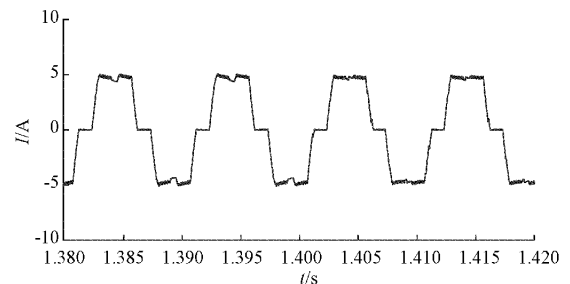
作为对比实验,PWM-MPC 和本文所提 FCS-MPC 的仿真 A 相电流和转矩波形如图 5 所示。在 1.4 s 前,系统



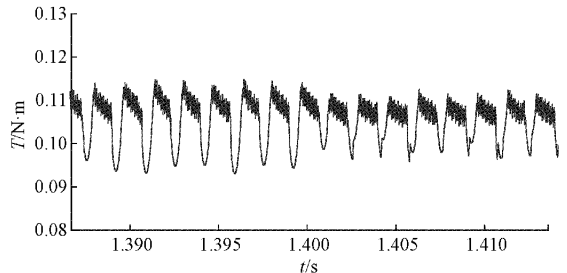
(a) 500 r/min 时 A 相电流波形



(b) 500 r/min 时转矩波形



(c) 3 000 r/min 时 A 相电流波形



(d) 3 000 r/min 时转矩波形

图 5 BLDCM 仿真波形

在换相期间使用 PWM-MPC;1.4 s 后,系统在换相期间使用 FCS-MPC。仿真结果表明,当电机低速运行时,FCS-MPC 与 PWM-MPC 都具有良好的转矩波动抑制效果。当电机高速运行时,PWM-MPC 会引起较为明显的换相电流畸变,因此换相转矩波动抑制效果不理想,而 FCS-MPC 仍具有显著的转矩波动抑制效果。

## 5 实验结果与分析

为了验证本文所提 FCS-MPC 转矩波动抑制算法的可行性,搭建了 BLDCM 实验平台,如图 6 所示。实验平台包括主控芯片 STM32F104、控制驱动板、BLDCM、磁粉制动器、转矩传感器、电流钳、示波器和上位机。实验中的电机负载由磁粉制动器产生,实验电流波形通过电流钳采样实时显示在示波器中,实验扭矩波形则通过转矩传感器发送至上位机。实验电机参数与表 2 相同。

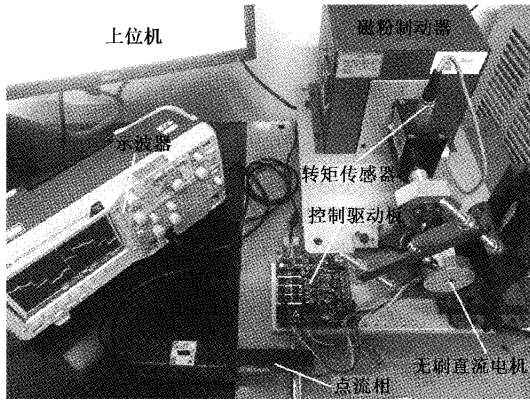


图 6 实验平台

BLDCM 在 500 和 3 000 r/min 转速下的实验结果如图 7 和 8 所示。在 500 r/min 转速下的实验中,电机负载为 100 mN·m;在 3 000 r/min 转速下的实验中,电机负载为 200 mN·m。图 7(a)~(c)是传统速度-电流双 PI 闭环控制、PWM-MPC 和 FCS-MPC 在 500 r/min 时的 C 相电流波形,图 8(a)~(c)则是在 3 000 r/min 时的 C 相电流波形。

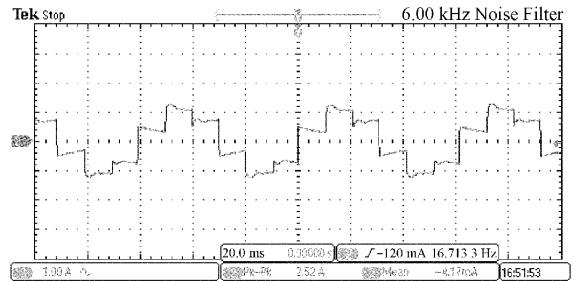
实验中,C 相处于非换相时的平均相电流可以表示为:

$$\begin{cases} i_+ = \frac{\sum_{i=1}^n i_i}{n}, & i_i \geq I_N \\ i_- = \frac{\sum_{i=1}^m i_i}{m}, & i_i < I_N \end{cases} \quad (14)$$

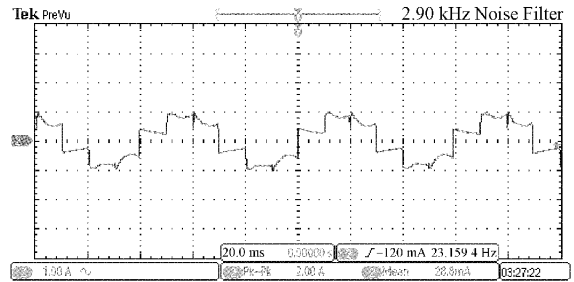
式中: $I_N$  表示理想相电流值; $i_+$  和  $i_-$  是大于和小于理想相电流的采样点平均值,相电流波动的大小可以表示为实际相电流值和理想相电流值的偏差比,如式(15)所示。

$$i_{\text{error}} = \frac{(i_+ - I_N) + |i_- - I_N|}{I_N} \times 100\% \quad (15)$$

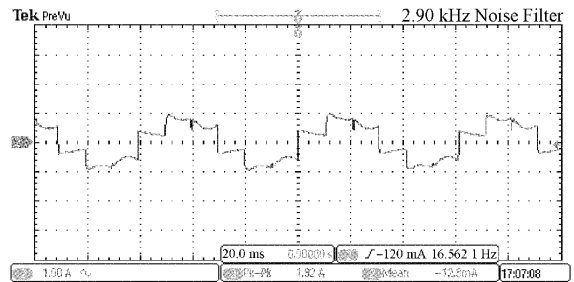
式中: $i_{\text{error}}$  是电流偏差比,其数值越小代表电流波动越小。



(a) 传统速度-电流双PI闭环控制算法



(b) PWM-MPC算法



(c) FCS-MPC算法

图 7 500 r/min 时电机 C 相电流波形

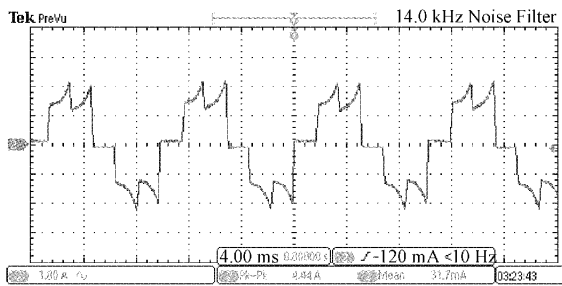
C 相电流实验数据对比如表 3 所示。

表 3 换相期间 C 相电流实验数据对比 %

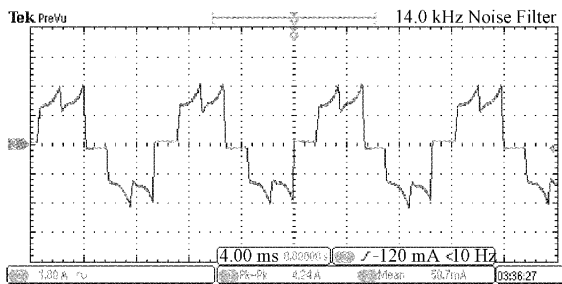
控制算法	500 r/min	3 000 r/min
	电流偏差比	电流偏差比
传统速度-电流双闭环	12.47	5.06
PWM-MPC	5.80	4.99
FCS-MPC	5.32	3.13

分析对比图 7、8 和表 3 中的实验数据可知,当电机转速为 500 r/min 时,传统速度-电流双 PI 闭环控制算法的 C 相电流波形如图 7(a) 所示,其电流偏差比为 12.47%。此时,PWM-MPC 与 FCS-MPC 均能有效抑制电流波动,如图 7(b) 和 (c) 所示,其电流偏差比分别为 5.80% 和 5.32%;当电机转速为 3 000 r/min 时,传统速度-电流双 PI 闭环控制算法的 C 相电流波形如图 8(a) 所示,其电流偏差比为 5.06%。此时,PWM-MPC 无法有效抑制电流跳变,如图 8(b) 所示,其电流偏差比为 4.99%。而 FCS-MPC 依旧具有显著的电流跳变抑制效果,如图 8(c) 所示,其电流偏差比为 3.13%。

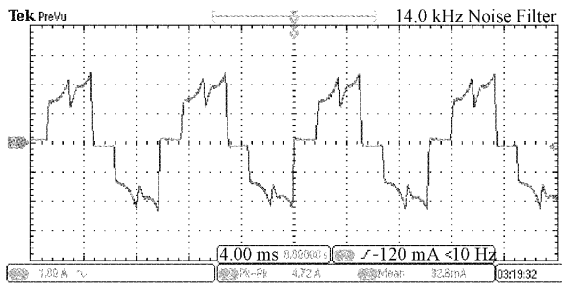




(a) 传统速度-电流双PI闭环控制算法



(b) PWM-MPC算法



(c) FCS-MPC算法

图 8 3 000 r/min 时电机 C 相电流波形

BLDCM 在 500 和 3 000 r/min 转速下的转矩波形如图 9 所示。实验中转矩的采样频率为 1 kHz。实验结果表明,无论电机处于高速运行还是低速运行,FCS-MPC 都具有更好的换相转矩波动抑制效果。

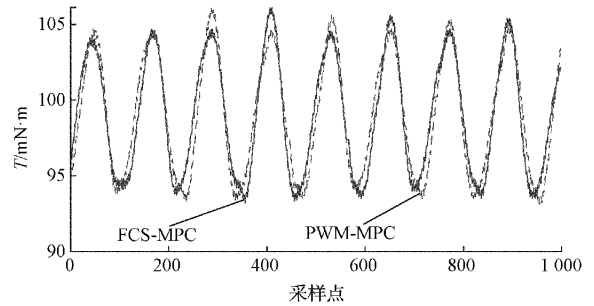
实验中,电机的平均转矩是某一时间段内的采样点的平均值,可以表示为:

$$\begin{cases} y_+ = \frac{\sum_{i=1}^n y_i}{n}, & y_i \geq Y_N \\ y_- = \frac{\sum_{i=1}^m y_i}{m}, & y_i < Y_N \end{cases} \quad (16)$$

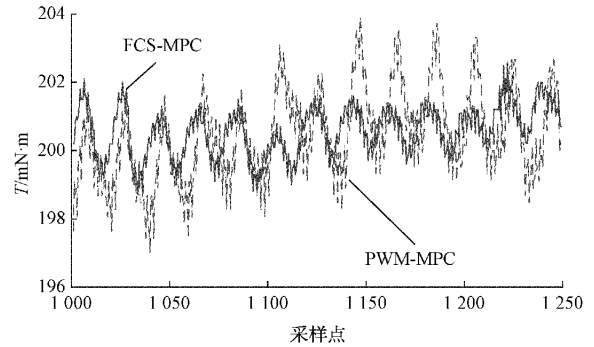
式中: $Y_N$  表示理想输出转矩; $y_+$  和  $y_-$  是大于和小于理想输出转矩的采样点平均值,转矩波动的大小可以表示为实际输出转矩和理想输出转矩之间的偏差比,如式(17)所示。

$$y_{\text{error}} = \frac{(y_+ - Y_N) + |y_- - Y_N|}{Y_N} \times 100\% \quad (17)$$

式中: $y_{\text{error}}$  是转矩偏差比,其数值越小代表转矩波动越小。式(17)定量分析了 PWM-MPC 和 FCS-MPC 对转矩波动



(a) 500 r/min 时电机转矩波形



(b) 3 000 r/min 时电机转矩波形

图 9 BLDCM 转矩波形

的抑制效果。转矩实验数据对比如表 4 所示。由表 4 中的数据可知,当电机转速为 500 r/min 时,PWM-MPC 的转矩偏差比为 4.86%,FCS-MPC 的转矩偏差比为 4.04%,下降了 16.9%;当电机转速为 3 000 r/min 时,PWM-MPC 的转矩偏差比为 1.89%,FCS-MPC 的转矩偏差比为 0.88%,下降了 53.4%。因此,当电机处于高速运行时,FCS-MPC 具有更好的转矩波动抑制效果。

表 4 转矩实验数据对比 %

电机转速/ (r·min <sup>-1</sup> )	PWM-MPC 转矩偏差比	FCS-MPC 转矩偏差比	下降幅度
500	4.86	4.04	16.9
3 000	1.89	0.88	53.4

## 6 结 论

本文设计了一种基于 FCS-MPC 的 BLDCM 换相转矩波动抑制算法。该算法通过建立换相期间相电流的数学模型,预测出非换相相电流的特征。分别在非换相相电流处于恒定、上凸和凹陷 3 种情况下,通过价值函数选择出最佳的开关管导通状态,抑制了非换相相电流的跳变,从而实现了换相转矩波动的抑制。与 PWM-MPC 算法相比,FCS-MPC 算法不需要在换相期间每一个控制周期计算开关管的最佳占空比,而是在每一个换相周期前选择一次开关管最佳导通状态,大幅降低了运算频率。因此,FCS-MPC 的算法更为简便,解决了 PWM-MPC 无法在电机高速运行时

有效抑制转矩波动的问题,是一种适用性更强的转矩波动抑制算法。

### 参考文献

- [1] XIA K, LU J, BI C, et al. Dynamic commutation torque-ripple reduction for brushless DC motor based on quasi-Z-source net [J]. IET Electric Power Applications, 2016, 10(9): 819-826.
- [2] 林茂,李颖晖,吴辰,等.基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J].电工技术学报,2017,32(6):156-163.
- [3] 任丽媛,张旭秀.基于滑模自抗扰的永磁同步电机电流环控制方法研究[J].电子测量技术,2019,42(9):14-18.
- [4] 李瑞棋,黎英.永磁同步电机转子初始位置检测方法[J].电子测量与仪器学报,2020,34(4):194-200.
- [5] SUN Q, WU J, GAN C, et al. OCTSF for torque ripple minimization in SRMs [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(14): 2741-2750.
- [6] ISLAM R, HUSAIN I. Analytical model for predicting noise and vibration in permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(6): 2346-2354.
- [7] 赵凯辉,陈特放,张昌凡,等. IPMSM 非奇异快速终端滑模无速度传感器转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(2): 294-303.
- [8] 夏鲲,徐梦晗,毕超.电机转矩波动测量方法综述[J].电子测量技术,2018,41(5):87-94.
- [9] 彭兴来,李正.电主轴技术综述[J].电子测量技术,2020,43(15):1-7.
- [10] 张建业.永磁同步电机无位置传感器控制关键技术研究[D].浙江:浙江理工大学,2016.
- [11] 石坚,李铁才.一种消除无刷直流电动机换相转矩脉动的 PWM 调制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24):110-116,18.
- [12] 王大方,卜德明,朱成,等.一种减小无刷直流电机换相转矩脉动的调制方法[J].电工技术学报,2014,29(5):160-166.
- [13] CASTRO A G, PEREIRA W C A, OLIVEIRA C M R. Finite control-set predictive power control of BLDC drive for torque ripple reduction [J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(4): 1128-1135.
- [14] XIA K, YE Y H, NI J W, et al. Model predictive control method of torque ripple reduction for BLDC motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 56(1): 1-6.
- [15] VISWANATHAN V, JEEVANANTHAN S. Approach for torque ripple reduction for brushless DC motor based on three-level neutral-point-clamped inverter with DC-DC converter [J]. IET Power Electronics, 2014, 8(1): 47-55.
- [16] FANG J C, LI H T, HAN B C. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4630-4637.

### 作者简介

毛峥(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力拖动。

E-mail:674621491@qq.com

夏鲲,工学博士,教授,中国电工技术学会自动化及计算机应用专委会委员、小功率电机专委会委员,主要研究方向为电机技术。

E-mail:new\_energy@usst.edu.cn

叶艳红,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力拖动。

E-mail:Yanhong\_YE@126.com