

# 无刷直流电机改进型 SEPIC 电路研究\*

朱俊杰, 刘浩然, 蒋峰, 王湘中

(中南林业科技大学计算机与信息工程学院 长沙 410004)

**摘要:**无刷直流电机在换相过程中产生的转矩脉动,已严重阻碍其在航空、航天等尖端领域的广泛应用。通过研究无刷直流电机在换相过程中产生转矩脉动的成因,提出了一种改进的无刷直流电机驱动系统电能变换器拓扑结构,该拓扑结构在传统单端初级电感变换器的基础上嵌入一个电容与二极管的并联电路,有效提高了输出电压,减小了开关电压应力。同时在系统非换相运行过程中根据变化的速度调整电压,以达到直流侧输出电压与反电动势成正比的目的,从而抑制换相转矩脉动。实验结果表明,该电能变换器拓扑结构能有效应用于无刷直流电机驱动系统,电机在不同速度阶段换相转矩脉动都得到明显抑制。

**关键词:**无刷直流电机;换相转矩脉动;SEPIC 电路;反电动势

**中图分类号:** TM383 TH73 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Research on modified SEPIC circuit of brushless DC motor

Zhu Junjie, Liu Haoran, Jiang Feng, Wang Xiangzhong

(School of Computer & Information Engineering, Central South University of Forestry and Technology, Changsha 410004, China)

**Abstract:** The torque ripple of brushless DC motor (BLDCM) generated during the commutation process seriously limits the applications in high precision system, such as aviation and aerospace. By analyzing the cause of the torque ripple, a modified single-ended primary inductor converter (SEPIC) topology of BLDCM drive system is presented, in which a capacitor in parallel with a diode circuit is embedded. Compared to classical SEPIC converters, high static gain and low switching voltage stress can be achieved. Meanwhile, the voltage is adjusted according to the speed of the motor during non-commutation period. As a result, the back electromotive force (EMF) is proportional to the DC input voltage, thereby, the torque ripple is suppressed. The experimental results show that the proposed topology can be effectively applied to BLDCM drive system, and significantly reduce the commutation torque ripple under different operating speeds.

**Keywords:** brushless DC motor (BLDCM); commutation torque ripple; single-ended primary inductor converter (SEPIC) circuit; back electromotive force (EMF)

## 0 引言

无刷直流电机因其动态响应快、体积小、效率高、结构简单,已广泛应用于家电、工业和汽车产品等领域。随着永磁新材料与电力电子技术的不断发展,无刷直流电机应用领域也正在不断的拓展。然而在换相过程中产生的转矩脉动,已成为限制无刷直流电机在高精尖领域应用的主要原因。因此,抑制无刷直流电机换相转矩脉动具有重要的实践应用价值和理论研究意义。

目前,国内外专家在无刷直流电机转矩脉动抑制方面取得了大量成果,文献[1]对无刷直流电机转矩脉动抑制方法做了全面总结,对电流预测控制、自适应控制的转矩估算器、卡尔曼滤波器、直接转矩控制、最佳开通角等方法进行了详细分析与研究;文献[2]从功率变换器的角度出发,通过加入BUCK电路调整逆变器母线电压,此方法虽较易实现,但仅在低速阶段效果明显,对于转矩脉动抑制无实质性突破;文献[3]提出了使用Z源直流变换器改变直流母线电压,通过开关选择电路确定输入电压,该方法在高速以及低速段转矩脉动抑制效果优于

一般方法,转矩脉动可远低于平均值;文献[4]采用罗氏结构改变输入直流母线电压,在高速运行时其抑制效果明显优于 BUCK 电路拓扑,有效的改善了转矩脉动,但是其控制方法未准确的表达;文献[5]提出了基于新型相电流预测控制,从换相电流改变速率的角度出发,减小转矩脉动,此电流预测法采用 PWM\_ON 导通方式使转矩脉动基本达到了高性能系统标准,但其控制方法缺乏普适性;文献[6]提出了使用 DC-DC 升压逆变器电路来抑制转矩脉动,其中 CUK 拓扑的两种工作模式分别为换相区间以及导通区间供电,且采用了脉冲幅值调制方式调节电压。指出了若在换相期间升高直流母线电压,相电流将会保持为一个常数,转矩脉动也即被抑制。

本文设计了一种改进型单端初级电感变换器 (single-ended primary inductor converter, SEPIC) 拓扑结构,并应用于无刷直流电机前级驱动电路。提出了一种通过非换相时刻合理调整电压,在换相接入时,使逆变桥获得理想直流母线电压的控制策略。

## 1 无刷直流电机换相转矩脉动分析

### 1.1 无刷直流电机数学模型

图 1 所示为无刷直流电机驱动系统结构框图。

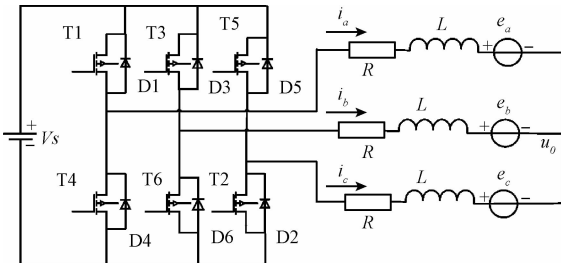


图 1 无刷直流电机驱动系统框图

Fig. 1 Block diagram of BLDC motor drive system

假设电路处于理想工作状态,磁路不饱和和三相绕组完全对称,且忽略涡流和磁滞损耗等因数,则三相绕组电压平衡方程<sup>[7]</sup>如下:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_a, u_b, u_c$  为电机三相绕组端电压,  $i_a, i_b, i_c$  为三相定子电流,  $L$  为定子各相绕组等效电感,  $e_a, e_b, e_c$  分别为定子各相绕组反电动势,  $u_0$  为中性点电压,  $R$  为三相定子绕组阻值,又因定子三相绕组对称分布,相电流平衡。故

电机电磁转矩可表示为:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (2)$$

式中:  $\omega$  为无刷直流电机角速度。

### 1.2 转矩脉动产生的原因

在理想情况下,无刷直流电机的反电动势呈梯形分布,如图 2 所示。反电动势幅值为  $E_m$ 。电机中的各种非线性结构会破坏理想的矩形线电流波形从而导致转矩脉动,同时定子绕组电感值不能忽略,线电流无法在较短时间内突变,因此很难得到恒定转矩。为了保持换相期间转矩恒定,换相电流的上升速率和下降速率应保持相同。

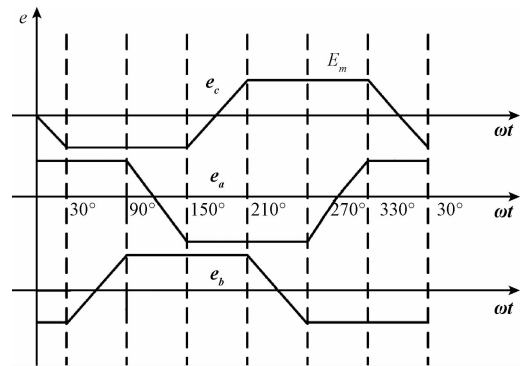


图 2 无刷直流电机反电动势波形

Fig. 2 Back EMF waveform of BLDC motor

由于定子绕组的电感不为 0,实际的相电流不可能为理想的矩形波,它是一个具有上升和下降过程的梯形波,而换相电流上升和下降的斜率对转矩有直接的影响。下面以 A 相到 B 相的换相过程来分析换相转矩脉动产生的原因。在换相前 MOS 管 T1 和 T2 为闭合状态,如图 3 所示,此时导通相为 A、C 相。开始换相时, MOS 管 T1 关闭,二极管 D4 导通续流如图 4 所示,与此同时向电感储存能量,当 MOS 管 T2 和 T3 导通时,二极管不再续流,此时电流流经 B、C 相,换相过程结束如图 5 所示。由于换相过程较短,因此电流可以近似认为大小不变,即在换相初始时刻  $i_b = 0, i_a = -i_c = I_m$ 。

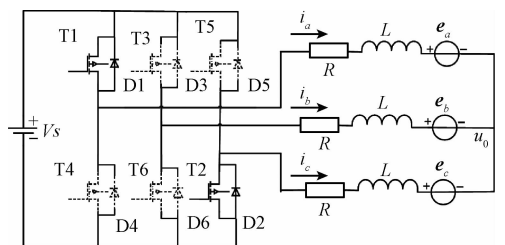


图 3 换相前

Fig. 3 Before commutation

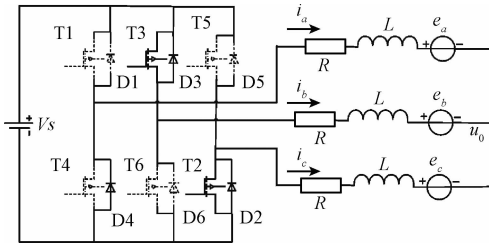


图4 换相中

Fig. 4 At commutation

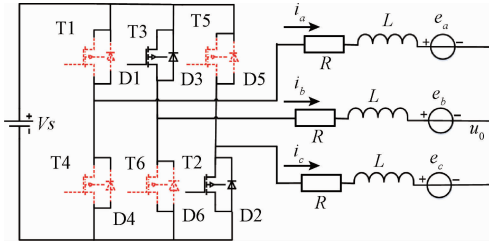


图5 换相后

Fig. 5 After commutation

考虑到换相时间较短<sup>[8]</sup>,反电动势在短时间内不能突变,近似恒定,换相初始时刻,各相电压为:  $u_a = 0$ ,  $u_b = V_s$ ,  $u_c = 0$ ,  $e_a = E_m$ ,  $e_b = E_m$ ,  $e_c = -E_m$ , 因此式(1)可以表示为:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

可得中点电压如下:

$$u_0 = \frac{1}{3}(V_s - E_m) \quad (4)$$

换相前电磁转矩为:

$$T_q = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} = \frac{2I_m E_m}{\omega} \quad (5)$$

当 PWM 频率很高,且其周期相对于系统时间常数很短时,电阻可以被忽略,各相电流变化率可以表示如下:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{V_s + 2E_m}{3L} \quad (6)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2(V_s - E_m)}{3L} \quad (7)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{V_s - 4E_m}{3L} \quad (8)$$

与换相时间间隔相比,二极管和 MOSFET 的开关动作时间可以忽略,相电流  $i_a$  从初始值变为 0 的时间为:

$$t_a = \frac{3LI_m}{(V_s + 2E_m)} \quad (9)$$

$i_b$  从 0 增加到  $I_m$  的时间为:

$$t_b = \frac{3LI_m}{2(V_s - E_m)} \quad (10)$$

可得换相后电磁转矩为:

$$T_h = \frac{2E_m}{\omega} \left( I_m + \frac{V_s - 4E_m}{3L} t \right) \quad (11)$$

换相过程中转矩差为:

$$\Delta T_e = T_h - T_q = \frac{2E_m}{\omega} \cdot \frac{V_s - 4E_m}{3L} t \quad (12)$$

由式(12)可知,当直流侧电压与反电势成 4 倍关系时转矩可以保持不变。而反电势与速度成线性比例关系,但直流侧电压一般情况下为稳定值,所以两者的关系不会一直保持为恒定值。当直流侧电压大于 4 倍反电势时,母线电压过大,非换相电流增加,从而导致转矩在换相期间增大。在换相过程中,两者值越接近,转矩脉动越小,当两者相等时,则无转矩脉动产生。

## 2 改进型 SEPIC 电能变换器

改进型 SEPIC 电能变换器电路拓扑结构如图 6 所示。相比于传统的 SEPIC 电路,改进型电路增加了一个电容 C2 和二极 D2 的并联电路,可以保证其输出电压增大,开关电压应力减小,下面对该电路工作原理进行详细分析。与其他开关电源类似,该电能变换器通过电路中电容、电感以及功率管(如 MOSFET 管)的通断配合实现对输入电压值的调整。

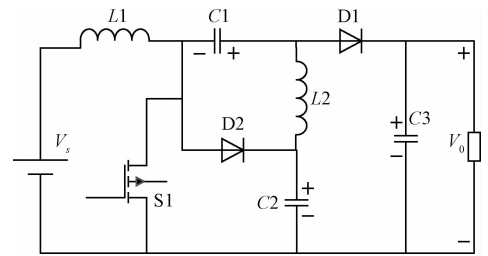


图6 SEPIC 变换器电路

Fig. 6 SEPIC converter circuit

改进型 SEPIC 电路本质上类似于传统的升压型(Boost 变换器)电能变换器,它采用串联电容耦合能量改变输入与输出关系,具有非反相输出功能,C2 的电压即为其增加的输出电压;通过加入二极管和电容的 SEPIC 电路不仅能够得到范围更大的输入电压,而且能解决普通变换器存在高压和电流应力的问题<sup>[9]</sup>。在电路工作时,直流电压向电容充电,在导通情况下,电感上的电压比传统电能变换器电压高,静态增益大。

电路运行具体分为以下两种运行模式:第 1 种模式如图 7 所示,开关 S1 断开,存储在电感 L1 中的能量流经二极管 D1 向电容 C1 充电,同理流经二极管 D2 向 C2 充电,开关两端电压等于电容 C2 的电压,L2 中存储的能量通过二极管 D1 成为输出电压;第 2 种运行模式如图 8 所示,此时功率开关 S1 闭合,D1 与 D2 两个二极管截止,两电感储存能量,其中 L1 两端电压为输入直流电压,C2 的电压要高于 C1 电压,且 L2 电压为两电容电压之差,电感 L1 的电流即为输入电流,输出电流为流经 L2 的电流。图 9 所示为一周期内 SEPIC 主要器件电压电流波形<sup>[10]</sup>。

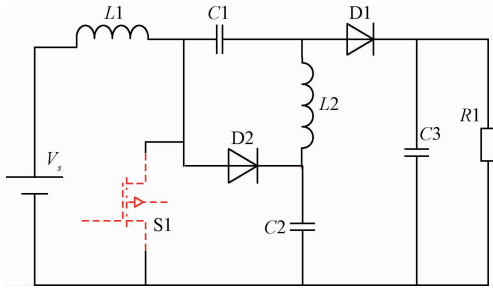


图 7 第 1 种运行模式  
Fig. 7 Operating mode 1

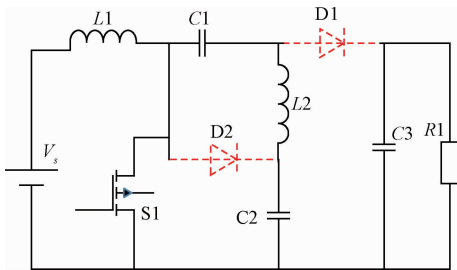


图 8 第 2 种运行模式  
Fig. 8 Operating mode 2

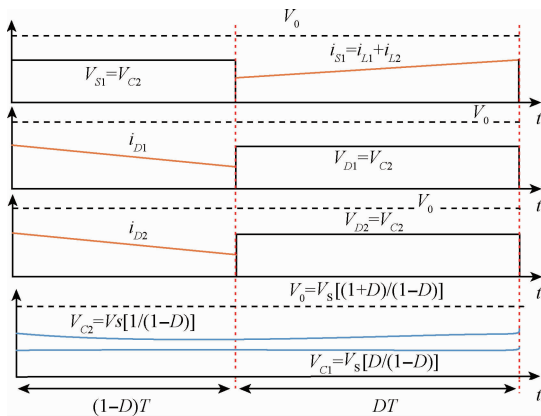


图 9 一个周期内 SEPIC 器件波形  
Fig. 9 Waveform of SEPIC device in one period

### 3 转矩脉动抑制控制策略

通过调节输入电网的直流侧电压使得它和反电动势保持正比关系,从而达到抑制转矩脉动的目的,基于改进型 SEPIC 电能变换器驱动电路如图 10 所示。该拓扑电路中,S1、S2、S3 为 MOSFET 功率管。调节 S1 的导通时间,可使 SEPIC 电能变换器输出所需电压,用开关 S2 和 S3 选择输出为直流母线电压或 SEPIC 输出电压。

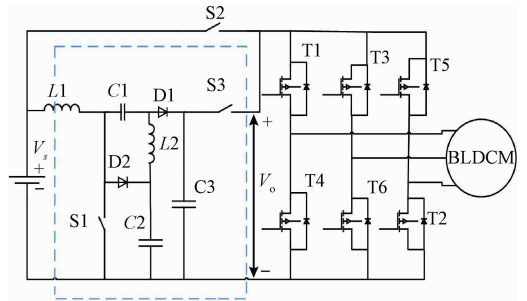


图 10 无刷直流电机驱动电路  
Fig. 10 BLDC motor drive configuration

电能变换器输出电压和直流电源之间的关系为:

$$V_o = \frac{1+D}{1-D} V_s \quad (13)$$

式中: $D$  为 S1 占空比,反电动势与角速度成正比。

$$E_m = K_e \omega \quad (14)$$

式中: $K_e$  为反电动势系数, $\omega$  为电机角速度,当满足  $V_o = 4E_m$  时 S1 的占空比:

$$D = \frac{4K_e \omega - V_s}{4K_e \omega + V_s} \quad (15)$$

式(15)表明,S1 占空比对直流电压的调节的效果可以通过 DSP 捕获霍尔信号,实时测量电机角速度,并在转速表中显示,进而得到所期望的换相直流母线电压,满足与电动势的关系。二极管 D1 的切换时间也是 SEPIC 电能变换器可靠性和效率的关键问题,所需二极管开关频率较高,可避免导致损坏组件的高电压尖峰脉冲产生,宜采用快恢复二极管或肖特基二极管。电感电容值对变换器的效率有一定的影响,具有较低值的电感被消耗的能量更少,从而获得更大的效率。换相控制流程:首先由式(14)计算出反电动势,S1 占空比、输出电压、换相周期分别由式(15)、(13)、(9)得出。换相初始时刻,S2 断开,S3 闭合,此时,逆变器电路无调节电压的功能,且输出电压保持为一个恒定值。一旦换相结束,S2 闭合,S3 断开,SEPIC 电能变换器开始调节电压,在下次换相之前输出电压将会达到所需要的值。在计算换相周期时,通过霍尔开环原理的电流传感器 CS010GT 采样电流值,该传感器可测各种不规则电流。设计了芯片内置 12 位

ADC(数模转换)检测电流传感器信号,通过保护电路使AD输入限幅,LM358构成电流跟随器,且为避免高低功率信号之间干扰,采用HCNR200光耦合器对电路进行隔离。

### 4 系统仿真实验

在MATLAB/SIMULINK环境中搭建了基于改进型SEPIC电能变换器拓扑结构的无刷直流电机换相转矩脉动抑制仿真平台。电机采用反电势为 $120^\circ$ 梯形波的永磁电机模块,额定电压为36V,额定功率78W。换相期间三相电流波形仿真实验结果如图11所示,A相电流为接入相电流波形,B相电流为断开相电流波形,由图可知接入相与断开相电流呈对称分布,表明在换相过程中电流变化率大小基本相等方向相反,C相电流为非换相相电流,可知当达到上述条件时,系统换相期间换相电流脉动得到有效抑制。图12~14所示分别为在3种不同转速阶段基于改进型SEPIC电能变换器与传统型SEPIC电能变换器相电流仿真波形对比图。仿真结果表明:在非换相期间通过调节新型SEPIC电能变换器输入电压可以有效抑制非换相相电流脉动。

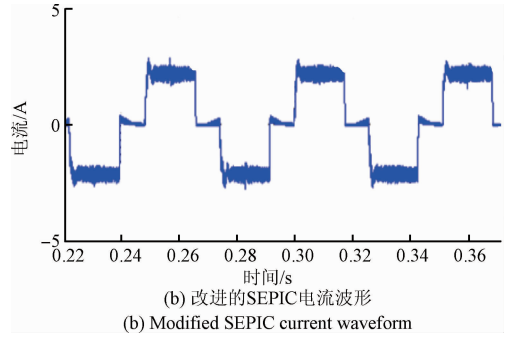
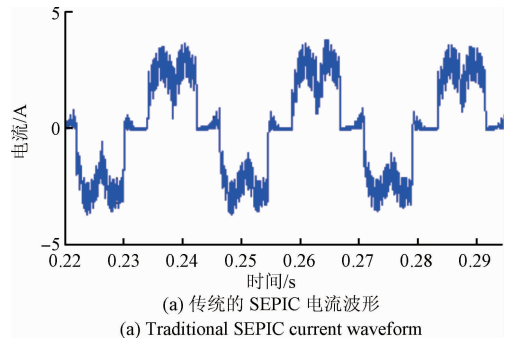
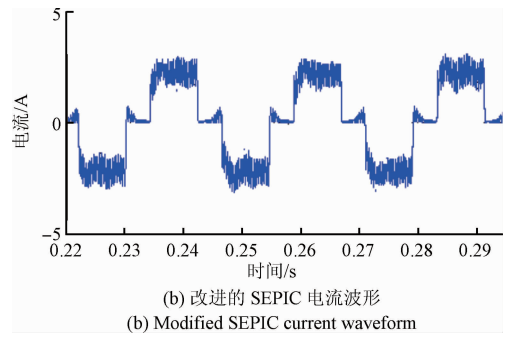


图12 400 r/min 相电流波形

Fig. 12 400 r/min phase current waveform



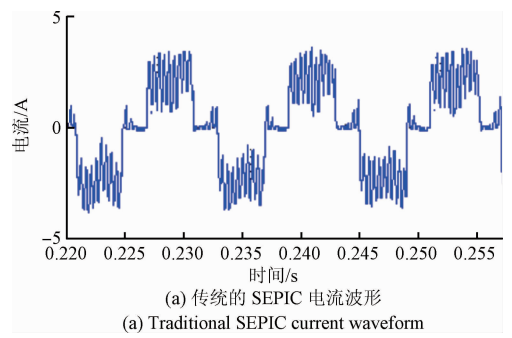
(a) Traditional SEPIC current waveform



(b) Modified SEPIC current waveform

图13 1200 r/min 相电流波形

Fig. 13 1200 r/min phase current waveform



(a) Traditional SEPIC current waveform

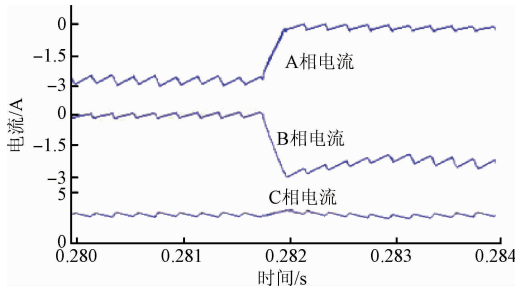
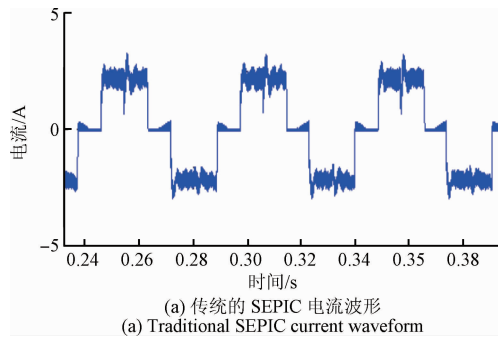


图11 换相期间三相电流波形

Fig. 11 Phase current waveform during commutation



(a) Traditional SEPIC current waveform

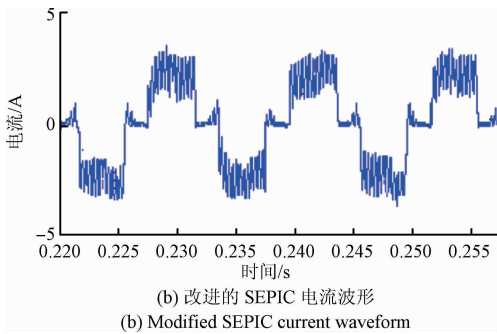


图 14 2 000 r/min 相电流波形

Fig. 14 2 000 r/min phase current waveform

### 5 实验结果和分析

为验证本文提出的电路拓扑结构与控制策略的有效性,基于 TI 公司 DSP 芯片 TMS320F2812 搭建了控制系统实验平台如图 15 所示。电机参数如表 1 所示。

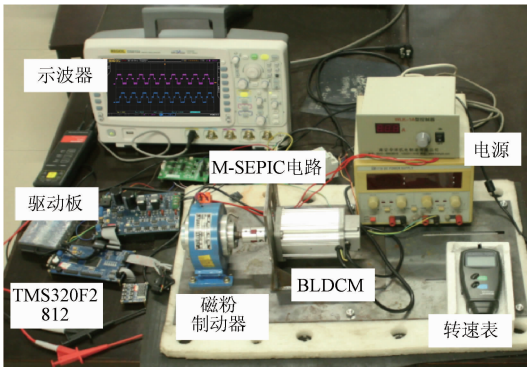


图 15 无刷直流电机实验系统平台

Fig. 15 Platform of Brushless DC motor experimental system

表 1 无刷直流电机参数

Table 1 Parameters of Brushless DC

参数	参数值
额定功率/W	78
额定转速/(r · min <sup>-1</sup> )	2 500
额定扭矩/(N · m <sup>-1</sup> )	0.25
极对数	4
相电阻/Ω	0.45
额定电压/V	36
相电感/mH	0.14
反电动势系数/(V · (rad · s <sup>-1</sup> )) <sup>-1</sup>	0.063
额定电流/A	2.9

该系统主要由改进的 SEPIC、开关选择电路、无刷直流电机、磁粉制动器、传感器构成。位置传感器采样转子位置信号,被控制芯片捕获,得出电机当前运行速度。对于速度变化而言,变换器响应速度通常比速度变化慢,当

速度变化较大时,系统需一定的时间达到稳定状态。根据提出的换相控制策略,计算输出电压与占空比。由事件管理器 EVA 产生 PWM 驱动信号,驱动双路芯片 IR2110 构成的功率驱动电路以及 EVB 控制改进的 SEPIC 电路开关管。将磁粉制动器作为系统平台负载,设定转矩为 0.2 N · m,采用 DS6104 示波器显示电流钳检测到电机的电流波形。如前文所描述若无刷直流电机非换相电流保持恒定,则能反映转矩脉动抑制效果较优。

图 16 表明,当无刷直流电机运行在 400 r/min 时,基于传统型 SEPIC 电能变换器的非换相相电流波形向外凸起,而基于改进型 SEPIC 电能变换器的非换相相电流波形得到明显抑制。图 17 ~ 18 表明,当电机分别运行在 1 200 与 2 000 r/min 时,基于传统型 SEPIC 电能变换器的非换相相电流波形向内凹陷,而基于改进型 SEPIC 电能变换器的非换相相电流波形得到明显抑制。实验结果说明转矩脉动在不同速度段均得到了较好的抑制,实验结果验证了本文提出方法有效性。

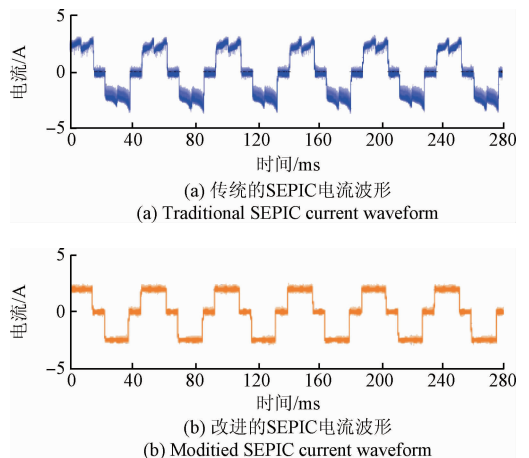


图 16 400 r/min 相电流波形

Fig. 16 400 r/min phase current waveform

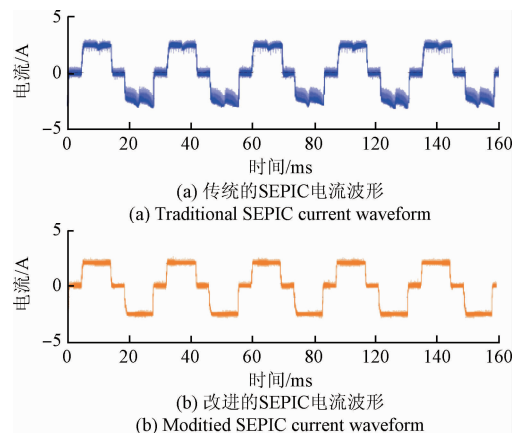


图 17 1 200 r/min 相电流波形

Fig. 17 1 200 r/min phase current waveform

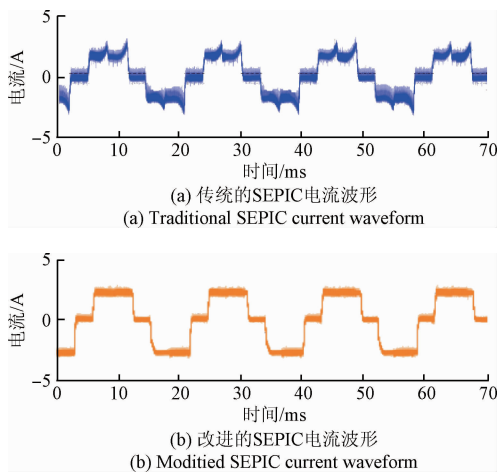


图 18 2 000 r/min 相电流波形

Fig. 18 2 000 r/min phase current waveform

## 6 结 论

本文详细分析了无刷直流电机在换相过程中产生转矩脉动的成因,设计了一种新的无刷直流电机驱动系统电能变换器拓扑结构,该拓扑结构有效提高了输出电压,减小了开关电压应力;提出了一种在系统非换相运行过程中根据变化的速度调整 SEPIC 电能变换器输出电压,以达到直流侧输出电压与反电动势成正比的控制策略。仿真与实验结果表明,该电能变换器拓扑结构能有效应用于无刷直流电机驱动系统,电机在不同速度阶段换相转矩脉动都得到明显抑制。

## 参考文献

- [ 1 ] 夏鲲,徐鑫悦,丁晓波,等. 永磁无刷直流电动机转矩脉动抑制方法研究综述 [J]. 系统仿真学报, 2014, 26(7): 1417-1423.  
XIA K, XU X Y, DING X B, et al. Overview of reducing torque ripple for brushless DC motor [J]. Journal of System Simulation, 2014, 26(7): 1417-1423.
- [ 2 ] 张晓峰,胡庆波,吕征宇. 基于 BUCK 变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 72-76.  
ZHANG X F, HU Q B, LV ZH Y. Torque ripple reducing in brushless DC motor drives using a BUCK converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(9): 72-76.
- [ 3 ] 夏鲲,杨益华,杨淑英,等. 基于 Z 源变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制 [J]. 系统仿真学报, 2013, 25(11): 2540-2545.  
XIA K, YANG Y H, YANG SH Y, et al. Torque ripple reduction of BLDC motor drives based on Z-sources converter [J]. Journal of System Simulation, 2013,

25(11): 2540-2545.

- [ 4 ] CHEN W, XIA C, XUE M. A torque ripple suppression circuit for brushless DC motors based on power DC/DC converters [C]. Industrial Electronics and Applications, 2008: 1453-1457.
- [ 5 ] 王晓远,傅涛,王晓光. 基于电流预测控制的无刷直流电动机换相转矩脉动抑制 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(11): 22-29.  
WANG X Y, FU T, WANG X G. Current prediction control strategy for commutation torque ripple reduction in brushless DC motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(11): 22-29.
- [ 6 ] CHEN W, LIU Y P, LI X M, et al. A novel method of reducing commutation torque ripple for brushless DC motor based on CUK converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5497-5508.
- [ 7 ] XIA C, WANG Y, SHI T. Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 896-905.
- [ 8 ] SHI T, GUO Y, 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): 3483-3490.
- [ 9 ] 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, 2015, 8(1): 47-55.
- [ 10 ] GULES R, DOS S W M, DOS R F A, et al. A modified SEPIC converter with high static gain for renewable applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5860-5871.
- [ 11 ] 朱俊杰,粟梅,王湘中,等. 分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(11): 2634-2640.  
ZHU J J, SU M, WANG X ZH, et al. Direct-torque-control of brushless DC motor based on segmented sliding-mode-variable-structure [J]. Chinese Journal of Scientific Instrumentation, 2013, 34(11): 2634-2640.
- [ 12 ] 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.
- [ 13 ] 朱俊杰,粟梅,王湘中,等. 无位置传感器无刷直流电机闭环三段式启动策略 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(1): 173-179.

ZHU J J, SU M, WANG X ZH, et al. Closed-loop 3-steps start-up strategy for brushless DC motor without position sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(1): 173-179.

- [14] 王滨, 高永生, 张文明. 基于 TMS320F2812 的新型无刷电机控制器设计 [J]. 电子测量技术, 2007, 30(8): 107-109.

WANG B, GAO Y SH, ZHANG W M. Design of BLDCM controller based on DSP TMS320F2812 [J]. Electronic Measurement Technology, 2007, 30(8): 107-109.

- [15] 朱俊杰, 粟梅, 陈程, 等. 无刷直流电机反电势过零检测新方法 [J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(2): 441-447.

ZHU J J, SU M, CHEN CH, et al. A novel BEMF zero-crossing detecting method for brushless DC motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2013, 34(2): 441-447.

- [16] 徐龙威, 杨帆, 徐令令, 等. 基于 TMS320F28335 无刷直流电机控制系统设计 [J]. 电子测量技术, 2013, 36(9): 79-83.

XU L W, YANG F, XU L L, et al. Design of . design of the brushless DC motor control system based on TMS320F-28335 [J]. Electronic Measurement Technology, 2013,

36(9): 79-83.

## 作者简介



**朱俊杰**, 分别在 1996 年和 2004 年于湖南大学获得学士和硕士学位, 2014 年于中南大学获得博士学位, 现为中南林业科技大学副教授, 主要研究方向为智能检测与自动控制。

E-mail: wenke03@163.com

**Zhu Junjie** received his B. Sc. and M. Sc. degrees both from Hunan University in 1996 and 2004, respectively, and received his Ph. D. degree from Central South University in 2014. Now he is an associate professor in Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include intelligent detection and automatic control.



**刘浩然** (通讯作者), 2015 年于攀枝花学院获学士学位, 现为中南林业科技大学硕士生, 主要研究方向为电力电子技术与电机控制。

E-mail: 1032922435@qq.com

**Liu Haoran** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Panzhihua University in 2015. Now he is a M. Sc. candidate in Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include power electronics technology and motor control.