

# 基于双极性功率变换器的开关磁阻电机DITC控制

熊树<sup>1</sup>, 夏新祥<sup>2</sup>, 张赫<sup>2</sup>

(1. 淮阴师范学院 物理与电子电气工程学院, 江苏 淮安 223300;

2. 中国矿业大学 电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116)

**摘要:** 开关磁阻电机一般采用不对称半桥功率变换器, 相对于电压源型逆变器 VSI 系统成本较高。双极性变换器在标准 VSI 的基础上增加 1 个桥臂, 使开关磁阻电机绕组的退磁和励磁的电压都能达到直流侧幅值, 同时大大降低了系统成本。提出了基于双极性功率变换器开关磁阻电机直接瞬时转矩控制方法, 给出了双极性变换器 DITC 控制不同开关状态选择依据, 分析了不同工作状态下电流变化情况。最后对所提方法进行实验, 验证了其有效性。

**关键词:** 开关磁阻电机; 直接瞬时转矩控制; 双极性功率变换器; 转矩控制

中图分类号: TM352

文献标识码: A

DOI: 10.19457/j.1001-2095.dqed19728

## DITC Control of Switched Reluctance Motor Based on Bipolar Converters

XIONG Shu<sup>1</sup>, XIA Xinxiang<sup>2</sup>, ZHANG He<sup>2</sup>

(1. School of Physics and Electronic Electrical Engineering, Huaiyin Normal University, Huai'an 223300,

Jiangsu, China; 2. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

**Abstract:** Switched reluctance motors (SRM) generally use asymmetric half-bridge power converters, which are relatively expensive compared to the VSI system. On the basis of the standard VSI, the bipolar converters adds a bridge arm which can enable the demagnetization and excitation voltages of SRM reach the full DC amplitude and greatly reduce system cost. A direct instantaneous torque control (DITC) method of switched reluctance motor based on bipolar power converter was presented. The DITC control of different switching states and the current changes under different working conditions were analyzed. Finally, the validity of the proposed method was verified by experiment.

**Key words:** switched reluctance motor (SRM); direct instantaneous torque control (DITC); bipolar power converters; torque control

开关磁阻电机 (SRM) 具有结构简单牢固、效率高、调速范围广、启动转矩大等优点<sup>[1]</sup>。但是, 目前在市场上开关磁阻电机还没有得到广泛的使用, 一个重要的原因是没有采用标准、通用的功率变换器。在交流异步或同步电机的驱动中, 电压源型逆变器 (voltage source inverter, VSI) 成为通用和标准的模块, 并且可将其做成智能功率模块 (intelligent power module, IPM)<sup>[2]</sup>, 成本大大降低。越来越多的研究者致力于将电压源型逆变器 VSI 引入到开关磁阻电机的驱动中。

文献[3]采用 2 个三相全桥逆变器代替不对

称半桥功率变换器。其优点是采用 IPM 模块, 模块数量大大减少, 且省去了传统不对称半桥变换器所需的续流二极管。但系统只用了 IPM 模块中一半数量绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT), 造成了资源浪费。文献 [4-6] 直接采用单个三相全桥功率变换驱动开关磁阻电机, 将开关磁阻电机绕组以星型接法接入其中, 虽然每相电流得到了控制, 但是每次都有两相绕组通电, 只有一半的直流侧电压得到利用。由于降低了电流变化率, 系统调速范围和效率同时也降低。文献 [7] 将开关磁阻电机绕组以

三角形接法接入三相全桥变换器,解决了直流侧电压利用率低的问题,但是其三相电流无法实现独立控制,而且每相绕组需要串接二极管,降低了系统效率。文献[8]在原有的三相桥的基础上加入了1组桥臂,开关磁阻电机绕组以星型的接法接入其中,并将中性线接入到公共桥臂上,使绕组的退磁和励磁的电压都能达到直流侧幅值,大大提高了系统整体效率和调速范围。转矩分配函数是解决开关磁阻电机相与相之间的转矩平滑过渡、提高系统性能的一个重要方法<sup>[9-10]</sup>,但是,转矩分配函数优化过程较复杂且不具备通用性。类似于传统交流电机直接转矩控制方法,文献[11-13]针对不对称半桥电路,提出了直接瞬时转矩控制(direct instantaneous torque control, DITC)策略。该方法通过滞环控制器决定功率器件的导通和关断实现转矩控制;该方法转矩响应快,而且对开关角变化不敏感。

不同于传统不对称半桥功率变换器,双极型功率变换器相与相之间切换均需通过公共桥臂完成,因此转矩控制更加复杂。本文提出了基于双极性功率变换器开关磁阻电机直接瞬时转矩控制方法,给出了双极性变换器DITC控制不同开关状态选择依据,分析了不同工作状态下电流变化情况,最后对所提方法通过实验,验证了其有效性。

## 1 基于双极性功率变换电路的DITC控制策略

### 1.1 双极性功率变换器电路

图1为双极性功率变换器电路图。

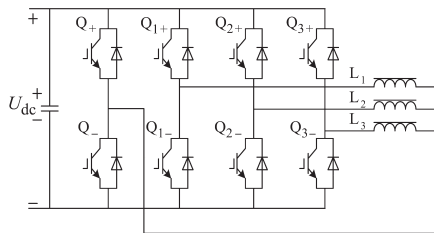


图1 双极性功率变换器电路

Fig.1 Bipolar power converter circuit

该功率变换器由4个桥臂组成,其中1个桥臂(Q+,Q-)作为公共桥臂,另外3个桥臂则同六管的电压源型三相全桥逆变器一样,开关磁阻电机的绕组L<sub>1</sub>,L<sub>2</sub>,L<sub>3</sub>以星型的接法接入其中,中性点则接到公共桥臂上。每相绕组除单独连接的一组桥臂外,还与公共桥臂连接,因此不同于传统不对称半桥功率变换器,双极性功率变换器相与

相之间切换均需通过公共桥臂完成。三相开关磁阻电机存在单相和双相导通2种情况,对于工作相以A相为例,存在(Q<sub>+</sub>,Q<sub>1-</sub>),(Q<sub>+</sub>,Q<sub>1+</sub>)和(Q<sub>-</sub>,Q<sub>1+</sub>)开通3种状态,绕组两端的电压分别为+U<sub>dc</sub>,0和-U<sub>dc</sub>。对于非工作相,该相桥臂上、下管均关断。下面分析双极性功率变换器控制策略。

### 1.2 双极性激励及相序切换原则

忽略磁饱和和互感耦合,根据开关磁阻电机简化转矩方程可知,电流的极性对SRM转矩不产生影响,转矩方程如下:

$$T(t) = \frac{1}{2} i_k^2 \frac{dL_k(\theta)}{d\theta} \quad (1)$$

式中:T(t)为转矩;i<sub>k</sub>为k相电流,k=A,B,C;L<sub>k</sub>(θ)为k相绕组电感;θ为电角度。

因此,虽然双极性功率变换器的电流双向流通,但转矩极性可以保持不变。表1总结了基速以内(即绕组反电动势小于施加的直流母线电压条件下)正极和负极下的励磁状态。在正向电流情况下,通过施加+U<sub>dc</sub>来励磁,增加电流或转矩,续流被用来减少电流和转矩,通过施加-U<sub>dc</sub>来退磁,用于退出相快速地减小电流。相反的,在反向电流情况下,-U<sub>dc</sub>被用来励磁,+U<sub>dc</sub>用来退磁。

同时考虑到相邻导通的绕组电流极性相反,可以减轻换相时公共桥臂的电流负担。因此相邻相之间的极性选择为相反,并反复循环。

表1 相电流正向和反向激励状态

Tab.1 Positive and negative excitation states of phase currents

电流极性	正向			负向		
	U <sub>ph</sub>	di/dt	dT/dt	U <sub>ph</sub>	di/dt	dT/dt
励磁1	U <sub>dc</sub>	++	++	-U <sub>dc</sub>	--	++
退磁-1	-U <sub>dc</sub>	--	--	U <sub>dc</sub>	++	--
续流0	0	-	-	0	+	-
换相电流极性选择	退出相和进入相电流极性相反依次循环 B+C- → C- → C-A+ → A+ → A+B- → B- → B-C+ → C+ → C+A- → A- → A-B+ → B+					

### 1.3 双极性滞环控制器及相切换状态图

图2为双极性激励区域示意图。如图2所示,电机绕组相激励可以被分为2个阶段:单相导通阶段和换相阶段。

图3a列出了单相导通阶段3种可能的激励状态,即1(励磁)状态、0(续流)状态和-1(去磁)状态。其中,坐标图表示了状态切换的条件,箭头表示状态的切换过程。方格中正号和负号表示转矩在不同开关状态作用下变化的趋势。单相导通阶段无论相电流正向还是反向,在电机转矩

低于下限时都采用励磁状态建立转矩。然而当需要减小转矩时,可以选择使用续流状态或去磁状态来降低转矩。对于激励相通常选择0(续流)状态来尽量保持转矩在滞环当中,以避免过高的开关频率。退磁状态可以快速减小转矩,通常使用在退出相。图3b以A相为退出相、B相为进入相为例,给出了换相阶段开关状态。此阶段一共有9个状态,下面几个原则被用来保证换相期间转矩的平滑<sup>[11]</sup>:

1)避免同时改变两相的开关状态;

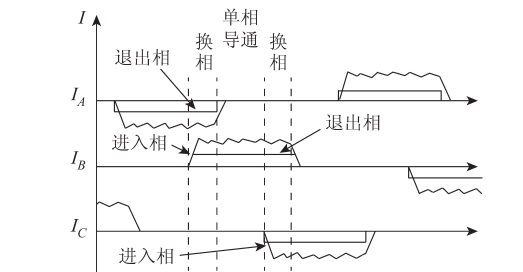
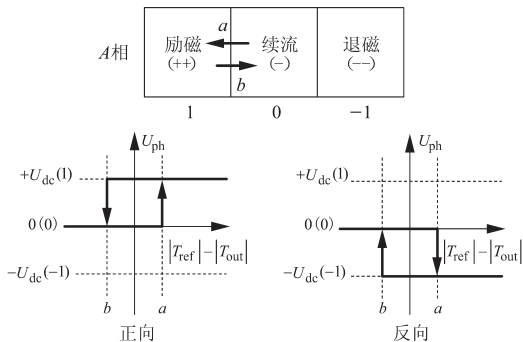
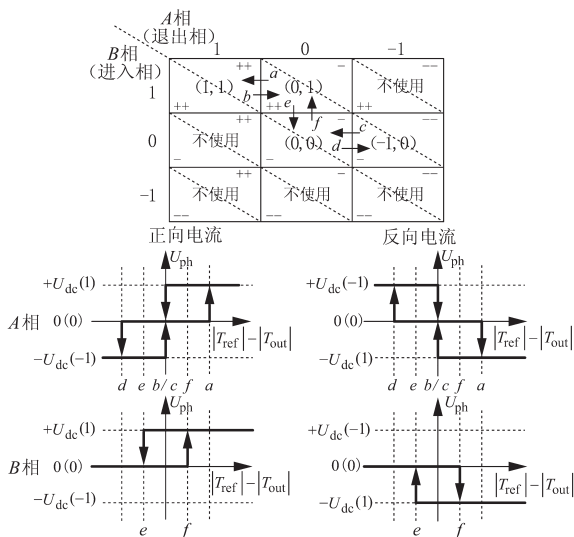


图2 双极性激励区域

Fig.2 Bipolar excitation region



(a)单相导通阶段工作状态选择



(b)换相阶段工作状态的选择

图3 工作状态选择

Fig.3 Work status selection

2)进入相应被优先考虑励磁而避免使用退磁;  
3)退出相尽量保持续流状态,在必要的情况下也可以使用励磁和退磁。

根据以上原则,多余的开关状态被清除,只留下了4个开关状态,如图3b所示,(e,f)表示进入相的开关状态变换,(a,b,c,d)则表示退出相的开关状态变换。换相阶段状态切换过程同样如图3b所示。

#### 1.4 SRM瞬时转矩在线计算

本文采用实验获得转矩特性,电机转矩与相电流值和转子位置角之间的特性关系  $T(i, \theta)$  如图4所示。相对而言电流通过电流传感器可以很容易获得。因此,只要转子位置  $\theta$  可以精确地获得就可以对SRM转矩进行连续估计。在实际运行中,为提高控制实时性采用查找表的方法,快速地得到瞬时转矩。

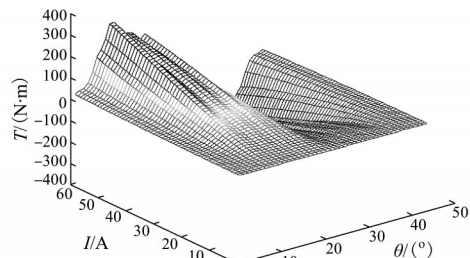


图4 转矩特性三维曲线

Fig.4 Three-dimensional curve of torque characteristics

## 2 双极性功率变换器DITC控制电流波形分析

忽略磁饱和,SRM相电压方程可以表示为

$$U = Ri_k + L_k \frac{di_k}{d\theta} \omega_r + i_k \frac{dL_k}{d\theta} \omega_r \quad (2)$$

式中: $k$ 为A,B,C三相; $U$ 为绕组两端电压; $R$ 为绕组电阻; $\omega_r$ 为转子角频率。

利用式(2)可以分析双极性功率变换器各种工作状态电流变化。

开关磁阻电机通常工作在单相导通或者两相换相状态,因此对于三相电机双极性功率变换器,共有21种开关状态。根据图3在DITC控制过程中9种状态不采用,因此实际DITC控制中双极型变换器存在12种工作状态。下面结合绕组电感变化情况  $C \rightarrow C- \rightarrow A+ \rightarrow A+ \rightarrow A+B- \rightarrow B- \rightarrow B-C+ \rightarrow C+$  过程中的6种典型工作状态电流变化,剩余状态与上述工作状态电流方向相反,

所以不再赘述。图5、图6分别为单相导通区域和换相区域电路图。图5、图6中,  $L_1, L_2$  和  $L_3$  分别为A相、B相和C相的绕组。

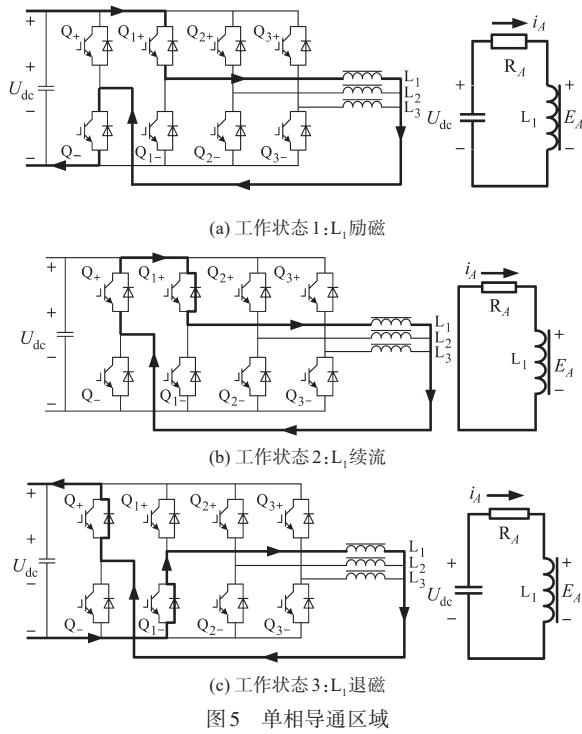


图5 单相导通区域

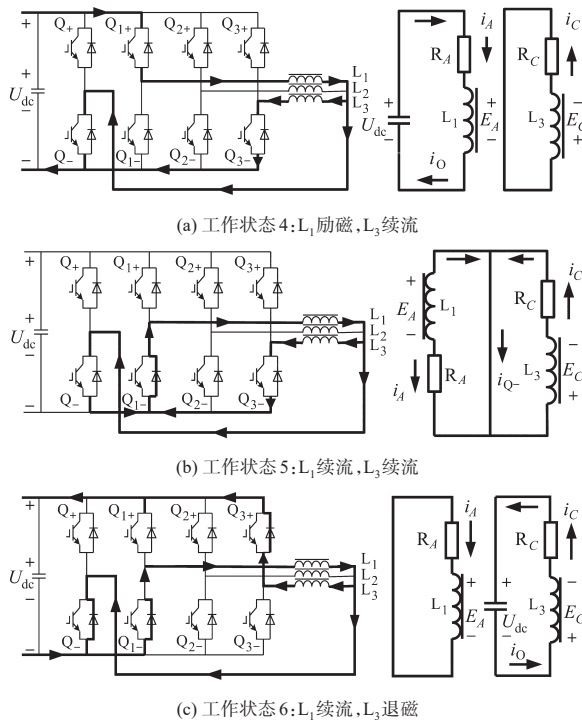


图6 换相区域

Fig.6 Commutation region

### 2.1 单相导通区域

1) 工作状态1:  $L_1$  励磁。如图5a所示, 此区域A相电感持续上升  $\frac{dL_A}{d\theta} = K$ , 此时绕组两端的电

压  $U = +U_{dc}$ , 将此代入式(2), 得到下式:

$$\frac{di_A}{d\theta} = \frac{U_{dc} - i_A K \omega_r - Ri_A}{L_A \omega_r} \quad (3)$$

式(3)表明, 当  $U_{dc} > i_A K \omega_r + Ri_A$  时, 电流上升, 小于该值时电流下降。通常工作状态1可以提高绕组的电流进而提高转矩。

2) 工作状态2:  $L_1$  续流。如图5b所示, 此工作状态工作在单相导通区域时, 绕组两端的电压为0, 从而得到下式:

$$\frac{di_A}{d\theta} = \frac{-i_A K \omega_r - Ri_A}{L_A} \quad (4)$$

由于电感处于上升阶段, 则  $K > 0$ , 且  $\omega_r > 0$ , 所以式(4)表明, 工作状态2可以降低绕组的电流。

3) 工作状态3:  $L_1$  退磁。如图5c所示, 此工作状态工作在单相导通区域时, 绕组两端的电压为  $-U_{dc}$ , 从而得到下式:

$$\frac{di_A}{d\theta} = \frac{-U_{dc} - i_A K \omega_r - Ri_A}{L_A \omega_r} \quad (5)$$

式(5)表明, 当电流过高时可以用此状态快速降低电流。

### 2.2 换相区域

换相区域电路拓扑见图6, 绕组换相电流示意图如图7所示。

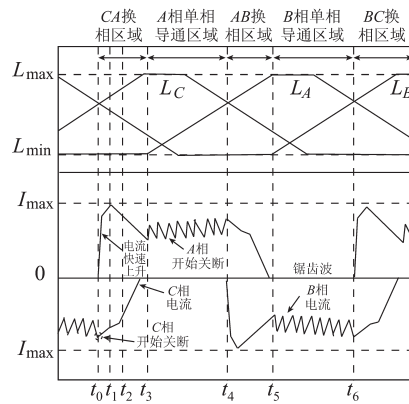


图7 绕组换相电流示意图

Fig.7 Schematic of winding commutation current

1) 工作状态4:  $L_1$  励磁,  $L_3$  续流, 即  $t_0-t_1$  阶段。此工作状态工作在如图7所示的CA换相区域, C为退出相, A为进入相。此时, A相绕组  $L_1$  两端的电压为  $+U_{dc}$ , 且  $\frac{di_A}{d\theta} = \frac{U_{dc} - i_A R}{L_{min} \omega_r}$ ,  $U_{dc} \gg i_A R (L_{min}$

为相绕组最小电感)。此工作状态下电流快速直线上升, 如图7所示, 在每相刚开通时就处于此阶段。  $\frac{dL_C}{d\theta} = K$ , C相绕组  $L_3$  两端的电压为0, 得到:



$$\frac{di_c}{d\theta} = \frac{-i_c K\omega_r - i_c R}{L_c} \quad (6)$$

由式(6)可知,工作状态4可以减小C相绕组电流,图7中C相开始关断。

2)工作状态5:L<sub>1</sub>续流和L<sub>3</sub>续流,即t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>阶段。此工作状态中的L<sub>3</sub>续流和工作状态4无区别。而A相绕组电感不同于C相绕组。该状态下A相续流电流下降非常平缓,在DITC电流滞环控制中该状态有利于降低开关频率。

3)工作状态6:L<sub>1</sub>续流和L<sub>3</sub>退磁,即t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>阶段。此工作状态中的L<sub>1</sub>续流和工作状态4无区别。C相绕组L<sub>3</sub>两端的电压为-U<sub>dc</sub>,得到:

$$\frac{di_c}{d\theta} = \frac{-U_{dc} - i_c K\omega_r - i_c R}{L_c} \quad (7)$$

此状态在外加反向电压和运动电势共同作用下电流快速下降。图7所示的CA换相区域的后半段会处于此状态。最后,进入相A相和退出相C相的绕组电流的方向是相反的,这样可以减小中性线上的电流。

### 3 双极性功率变换器DITC控制系统

DITC系统主要包括双极型功率变换器及相关开关状态设定、瞬时转矩计算单元、DITC单元等。其中,DITC控制器是整个系统的控制核心,它包含参考转矩与瞬时转矩的比较滞环控制器、给定开关角和极性控制。系统的框图如图8所示。

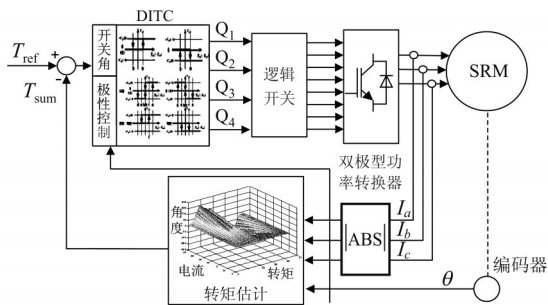


图8 DITC系统控制方框图

Fig.8 DITC system control block diagram

### 4 实验结果与分析

实验设备采用12/8结构的18.5 kW开关磁阻实验样机,额定电压514 V,额定转速1 000 r/min。功率电路采用不控整流电路和双极性功率变换电路。控制器采用TMS320F2812数字信号处理器。

对样机按照图8构成的DITC系统进行实验研究,图9给出了600 r/min时参考转矩45 N·m

条件下双极性DITC系统实验波形图,上面为参考转矩为45 N·m时对应的与实际瞬时转矩波形,下面为三相电流波形图。图10为相应的双极性变换器上桥臂脉冲波形图。可见DITC系统能有效地控制实际的瞬时转矩,抑制了转矩脉动。

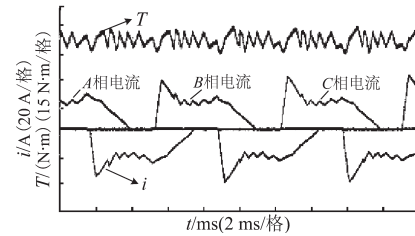


图9 三相电流及转矩波形

Fig.9 Three-phase current and torque waveforms

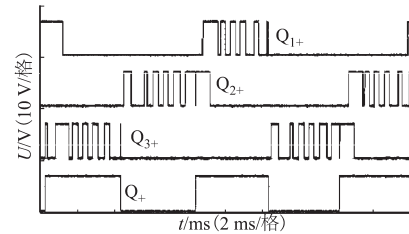


图10 上桥臂脉冲波形

Fig.10 Upper arm pulse waveforms

图11为600 r/min时稳态相电流快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)分析结果,可见双极性功率变换器同传统不对称半桥相比,直流分量大大减小。

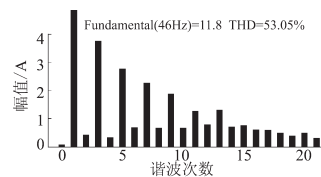


图11 相电流FFT分析

Fig.11 Phase current FFT analysis

表2是双极性DITC控制系统与传统不对称半桥电流斩波控制(current chopping control, CCC)控制系统在转速为600 r/min条件下实测结果比较。由于双极性系统电机绕组以星型的接法相连接,中性点接到公共桥臂上,因此电机绕组和变换器之间连接数量为4,少于不对称半桥系统。同时,功率模块数量也有所减少。以两开关IGBT模块(通常称为1个桥臂)计算,双极性系统只需要4个桥臂,而传统不对称半桥则需要6个功率模块。在性能上,双极性系统由于采用DITC控制方式,转矩脉动和传统不对称半桥系统相比降低近50%,而系统效率两者接近。

表2 双极性DITC控制系统与传统CCC不对称半桥系统比较

Tab.2 Comparison of bipolar DITC control system with traditional CCC asymmetric half-bridge system

控制方式	变换器类型	模块数量	连接数量	转矩脉动	效率
CCC	不对称半桥	6	6	0.65	0.82
DITC	双极性	4	4	0.33	0.81

## 5 结论

基于双极性功率变换电路的SRM直接瞬时转矩控制方法,根据瞬时转矩和参考转矩间的偏差值结合电流极性得出所需开关状态,以减小系统转矩脉动。并按照相邻导通的绕组电流极性相反的原则,利用公共桥臂换相,减轻换相时公共桥臂的电流负担,实现电机有效运行。实验结果如实地反映了SRM的实际工作状况,证明了基于双极性功率变换电路的直接瞬时转矩控制法能较好地抑制转矩脉动,同时减少了功率模块的数量,降低了系统成本。

### 参考文献

- [1] Krishnan R. Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications[M]. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [2] Kim Y C, Yoon Y H, Lee B K, *et al.* A New Cost Effective SRM Drive Using Commercial 6-switch IGBT Modules[C]//2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006:1-7.
- [3] Tungpimolrut K, Kachapornkul S, Jitkreeyarn P, *et al.* Bipolar Excitation for Double Three-phase Full Bridge Converter Based Three-phase Switched Reluctance Motor Drive System [C]//IECON 2013 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013:2626-2631.
- [4] Somsiri P, Tungpimonrut K, Aree P. Three-phase Full-bridge Converters Applied to Switched Reluctance Motor Drives with a Modified Switching Strategy [C]//2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2007:1563-1568.
- [5] Suebsuang Kachapornkul, Pakasit Somsiri, Nattapon Chayopitak, *et al.* Sensorless Control of Switched Reluctance Motor for Three-phase Full-bridge Inverter Drive [C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2008:3321-3326.
- [6] Liu X, Zhu Z Q, Masahiko Hasegawa, *et al.* Performance Comparison Between Unipolar and Bipolar Excitations in Switched Reluctance Machine with Sinusoidal and Rectangular Waveforms[C]//2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2011:1590-1595.
- [7] Clothier A C, Mecrow B C. The Use of Three Phase Bridge Inverters with Switched Reluctance Drives [C] //1997 8th International Conference on Electrical Machines and Drives (Conf. Publ. No. 444), 1997:351-355.
- [8] Grbo Ž, Vukosavić S, Levi E. A Novel Power Inverter for Switched Reluctance Motor Drives [J]. Facta Universitatis-series: Electronics and Energetics, 2005, 18(3):453-465.
- [9] Xue X D, Cheng K W E, Cheung N C. Evaluation of Torque Sharing Functions for Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor Drives in Electric Vehicles [C]//Power Engineering Conference, 2008:1-6.
- [10] Dowlatshahi M, Nejad S M S, Jin-Who Ahn. Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor Using Modified Torque Sharing Function [C]//2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2013:1-6.
- [11] Fuengwarodsakul N H, Menne M, Inderka R B, *et al.* High-dynamic Four-quadrant Switched Reluctance Drive Based on DITC [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5):1232-1242.
- [12] Castro J, Andrada P, Blanque B. Minimization of Torque Ripple in Switched Reluctance Motor Drives Using an Enhanced Direct Instantaneous Torque Control [C]//2012 XXth International Conference on Electrical Machines(ICEM), 2012:1021-1026.
- [13] Singh S K, Tripathi R K. Minimization of Torque Ripples in SRM Drive Using DITC for Electrical Vehicle Application [C]//2013 Students Conference on Engineering and Systems (SCES), 2013:1-5.

收稿日期:2018-11-27

修改稿日期:2019-02-15