

一种新型三电平双向 DC-DC 变换器^{*}

陈 昭¹, 韩 猛², 张玮麟², 刘东立²

(1. 哈尔滨理工大学 测控技术与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080;

2. 黑龙江科技大学 电气与控制工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150027)

摘 要: 三电平桥式电路中开关管承受的电应力比普通桥式电路中开关管承受的电应力减小一半, 结合三电平电路结构的优点, 省去了传统三电平双向 DC-DC 变换器中的一对飞跨电容, 提出了一种新型三电平双向 DC-DC 变换器。该新型三电平双向 DC-DC 变换器使电路中开关管电应力减小, 谐波成分降低。利用交错移相的控制策略进行控制, 使得新型变换器中所有开关管均能实现零电压开关(ZVS)。通过 2.4 kW 的样机试验验证, 提出的新型三电平双向 DC-DC 变换器性能优良, 与传统的双向 DC-DC 变换器相比, 效率有了显著提升。

关键词: 双向 DC-DC 变换器; 三电平; 交错移相; 零电压开关

中图分类号: TM 46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)08-0075-07

doi: 10.12177/emca.2020.043

A Novel Three-Level Bidirectional DC-DC Converter^{*}

CHEN Zhao¹, HAN Meng², ZHANG Weilin², LIU Dongli²

(1. College of Measurement and Control Technology and Communication Engineering,

Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Heilongjiang University of Science and Technology, Harbin 150027, China)

Abstract: A novel type of three-level bidirectional DC-DC converter is proposed based on the advantages of three-level circuit structure, omitting a pair of flying capacitors in traditional three-level bidirectional DC-DC converters. Electrical stress of switch and harmonic component are reduced in the novel three-level bidirectional DC-DC converter. By using the control strategy of interleaving phase shifting, zero voltage switching (ZVS) is realized for all switches in the novel converter. The performance of the novel three-level bidirectional DC-DC converter is excellent through the 2.4 kW prototype experiment. Compared with traditional bidirectional DC-DC converter, the efficiency is significantly improved in the novel converter.

Key words: bidirectional DC-DC converter; three-level; interleaving phase shifting; zero voltage switching (ZVS)

0 引 言

双向 DC-DC 变换器作为电能变换装置的核心

部分, 是连接直流母线和储能介质的桥梁^[1], 在电动汽车超级电容储能变能过程中得到广泛的应用。

收稿日期: 2020-03-19; 收到修改稿日期: 2020-04-23

^{*} 基金项目: 黑龙江省 2019 年大学生创新创业训练计划项目(201910219072)

作者简介: 陈 昭(1996—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动。

韩 猛(1999—), 男, 研究方向为电气工程及其自动化。

张玮麟(1998—), 男, 研究方向为电气工程及其自动化。

与单向 DC-DC 变换器相比,双向 DC-DC 变换器具有能量双向流动的优点,但是存在能量传递效率低的问题。为了实现软开关,提高双向 DC-DC 变换器的效率,许多新的控制策略和新的电路结构被提出。文献[2]对多模块多电平双向 DC-DC 变换器的双闭环控制策略进行设计,提高了超级电容组的供电均衡性和直流网侧电压的稳定性。文献[3]设计了一种单输入多输出的双向隔离型 DC-DC 变换器,利用辅助电源的能量回馈达到了高效能量传递的目的。文献[4-5]在传统双向有源桥式 DC-DC 变换器的一次侧和二次侧增加 LLC 谐振网络,实现了软开关过程,提高了变换器的增益和效率。文献[6-7]为了提高变换器的效率,对变换器结构进行了创新,分别提出了一种 CLLC 谐振式双向全桥 DC-DC 变换器和多谐振隔离双向 DC-DC 变换器。文献[8]对多种双向有源桥式(DAB)变换器进行了对比,分析了各自的优缺点。文献[9]提出了一种新型无无功环流的 DAB 变换器,文献[10-11]提出了一种三电平结构的 DAB 变换器,均对隔离双向 DC-DC 变换器结构进行了创新。文献[12-13]为了实现开

关管的零电压开关(ZVS),分别提出了三相移相控制和双移相变频控制的策略。文献[14-15]为了改善电路的特性,对 DAB 变换器的功率特性、增益以及软开关实现条件进行了分析。

本文结合现有的 DAB 变换器结构以及控制策略,在文献[11]的基础上,减少了一对飞跨电容,简化了电路结构,提出一种新型三电平 DAB 变换器。该变换器减小了开关管的电应力,有效抑制了谐波成分。对电路的特性进行分析,结合三相移相控制方法,实现了开关管的 ZVS,提高了 DAB 变换器的效率。2.4 kW 试验样机验证结果证明新型三电平 DAB 变换器的效率显著高于传统 DAB 变换器。

1 电路原理分析

本文设计的新型三电平 DAB 变换器如图 1 所示。DAB 变换器的一次侧、二次侧由 2 个三电平全桥结构组成,电容 C_5 和 C_6 为飞跨电容,电容 C_{b1} 和 C_{b2} 为级间耦合电容,起到隔直作用。输入端 U_1 电压为直流微网电压,输出端 U_2 为超级电容端电压, U_2 具有较大的电压变化范围。

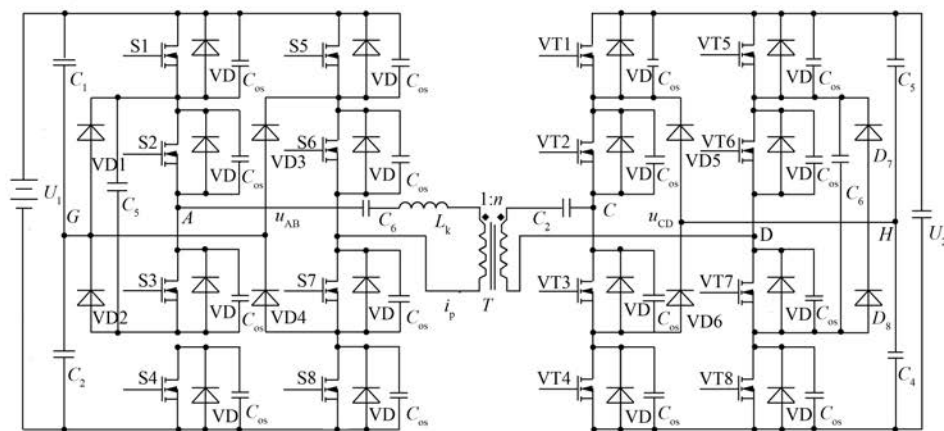


图 1 新型三电平 DAB 变换器

新型三电平 DAB 变换器能够近能量的双向流通,根据飞跨电容储能的大小,共有 24 个工作模式。在超级电容组充电时,能量正向流通,共有 16 种工作状态,一次侧和二次侧开关管的工作状态对称,以一次侧开关管工作状态为例进行分析。

状态 1:图 2 中,开关管 S1、S2、S7 和 S8 导通,电感 L_k 储能, $u_{C5} \geq u_{C1}$ 。

状态 2:图 3 中,开关管 S1、S2、S7 和 S8 导通,电感 L_k 储能, $u_{C5} \leq u_{C1}$ 则 VD2 导通。

状态 3:图 4 中,开关管 S1、S7、S8 和 S3 的体二极管导通,电感 L_k 储能, $u_{C5} \geq u_{C1}$ 。

状态 4:图 5 中,开关管 S1、S2、S8 和 S3 的体二极管导通,电感 L_k 储能, $u_{C5} \leq u_{C1}$ 则 VD2 导通。

状态 5:图 6 中,开关管 S4、S5、S6 和 S2 体二

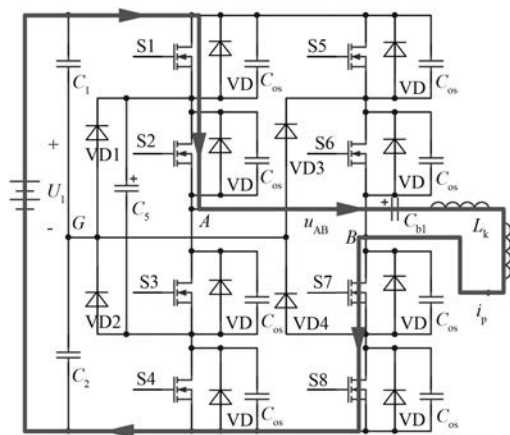


图2 状态1

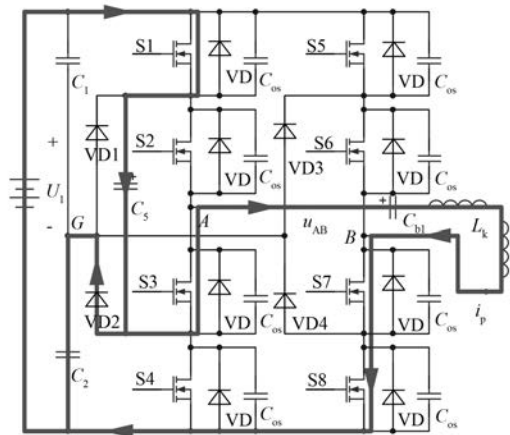
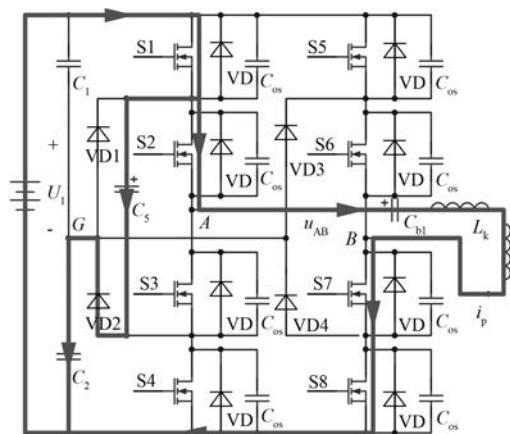


图5 状态4



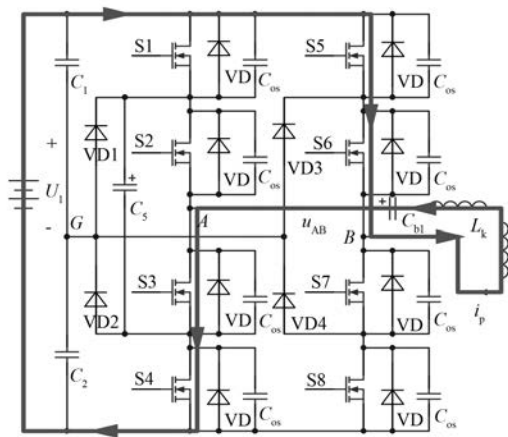


图8 状态7

电感 L_k 放能, $u_{C5} \geq u_{C2}$ 。

状态8: 图9中, 开关管 S3、S4、S5 和 S6 导通, 电感 L_k 放能, $u_{C5} \leq u_{C2}$ 则 VD1 导通。

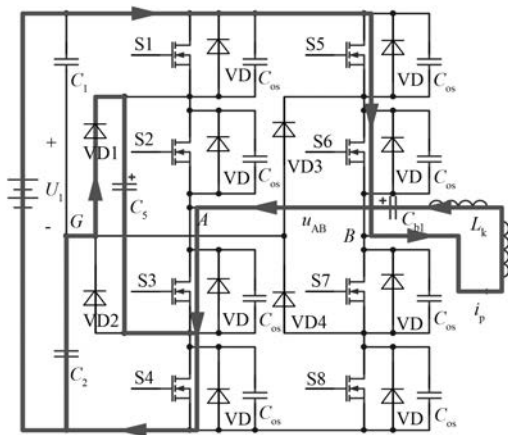


图9 状态8

状态9: 与状态6相同。

状态10: 与状态5相同。

状态11: 与状态4相同。

状态12: 与状态3相同。

二次侧开关管工作状态与一次侧对称, 当超级电容放电时, 能量反向流动, 电路工作状态与能量正向流动时工作状态相同。在能量正向流动过程中, 假设元件均为理想状态, 对电路中12种工作状态的工作波形进行分析, 如图10所示。

由于采用了三电平桥式结构, 以 S1 为例进行分析, 开关管截止时承受的截止电压为输入直流微网电压的一半, 与传统 DAB 变换器相比, 开关

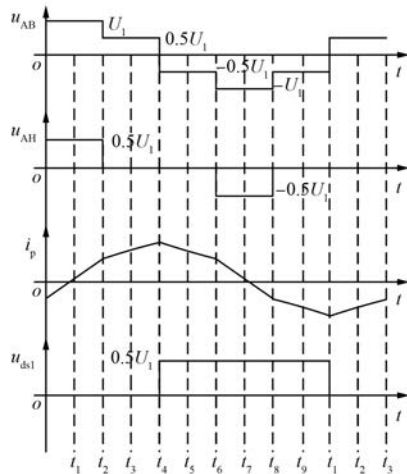


图10 正向工作波形图

管的电应力减小一半。变压器谐振网络中的电压为 $\pm U_1$ 和 $\pm 0.5 U_1$, 电流 i_p 的变化更接近正弦, 有效减小了谐波成分。

2 控制策略

以能量正向流动为例, 进行控制策略的分析。当开关管 S1~S8 需要实现 ZVS 时, 其体二极管需要先导通, 为开关管的 ZVS 创造条件。在能量正向流动时, 由状态2转换到状态3的过程中, 开关管 S2 截止 S3 导通, 在此过程中 S3 的结电容 C_{os} 先放电, 等到放电完毕使体二极管自然导通时, S3 的驱动信号再使 S3 实现 ZVS。

开关管为了实现 ZVS 过程, 需要体二极管先导通, 因此需要电感 L_k 储能大于电容 C_1 和 C_2 的储能才能有能量流过体二极管, 为开关管的 ZVS 创造条件, 假设有电容值:

$$C_1 = C_2 = C \quad (1)$$

则为了实现开关管的 ZVS, 有:

$$\frac{1}{2} L_k i_p^2 \geq \frac{1}{2} C_1 \left(\frac{1}{2} U_1 \right)^2 \quad (2)$$

在开关管的驱动过程中, 由于 S5、S6 和 S7、S8 2 对开关管在连接时省去了飞跨电容, 因此 2 对开关管同时动作, 不受飞跨电容储能的影响。利用交错移相的方式对新型三电平双向 DC-DC 变换器进行控制。即开关管 S1~S4 的驱动信号之间有一定的移相角 θ , S5 和 S6 的驱动信号同相, S7 和 S8 的驱动信号同相。在驱动信号发生移相的过程中, 开关管的结电容 C_{os} 放电, 为开关

管的 ZVS 创造条件。交错移相控制策略波形如图 11 所示。

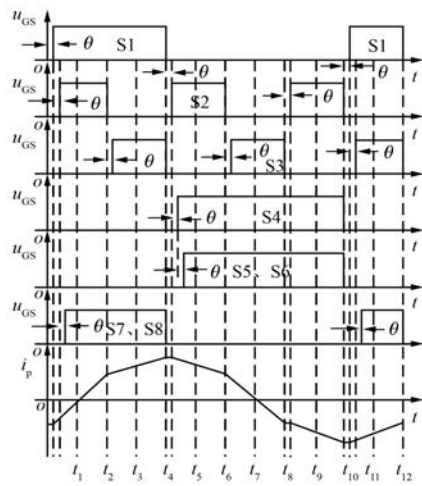


图 11 交错移相控制策略波形

开关管 S1~S4、S5 和 S6、S7 和 S8 的驱动信号之间均有固定的移相角 θ ，且 S5 和 S6、S7 和 S8 的驱动信号相同。在所有开关管均截止的死区时间段内，变压器进行磁复位，因此为了保证变压器充分磁复位，固定的移相角 θ 值不能太小。在超级电容组放电，能量反向流动过程中，控制策略波形如图 12 所示。

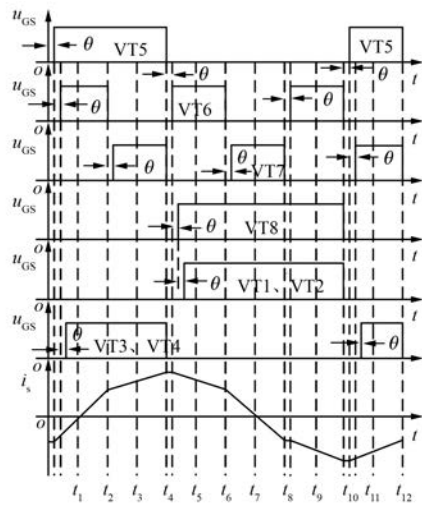


图 12 能量反向流动时控制策略

3 试验测试

根据所提新型三电平双向 DC-DC 变换器，利用交错移相控制的方法进行控制，制作了 2.4 kW

试验样机。试验样机如图 13 所示。变换器试验参数如表 1 所示。



图 13 试验样机

表 1 变换器试验参数

参数名称	参数
电压 U_1 、 U_2 /V	800、400
输出电容 C_o /μF	470
变压器比	1:1
输出功率 P_o /kW	2.4
工作频率 f_s /kHz	50
漏感 L_k /mH	3
隔直电容 C_{b1} 、 C_{b2} /μF	1
移相角 θ /($^\circ$)	5
开关管型号	IXFR44N60
均压电容 C_1 、 C_2 /μF	1
二极管 VD1 和型号 VD2	HFD3060PD

在能量正向流通时，超级电容组充电，测得三电平桥式结构中的波形如图 14 所示。

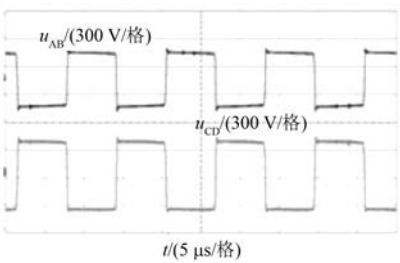


图 14 能量正向流动时三电平桥波形

在超级电容组充电过程中，开关管 S1 能够实现 ZVS，其过程如图 15 所示。开关管 S1 在截止时，承受的电压约为输入电压的一半。

由于移相控制的作用，开关管 S3 承受的电压达到零值以后经过的一段时间 S3 才导通，这段时间比 S1 中经历的时间长。S3 实现 ZVS 过程如图 16 所示。

在能量正向流动过程中，变压器二次侧的开关管同样也能实现 ZVS 过程，且工作状态与一次

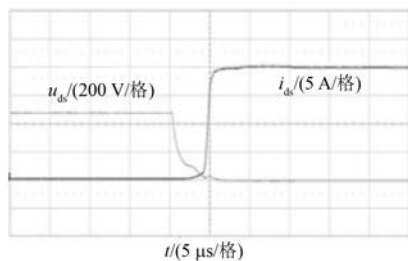


图 15 S1 实现 ZVS 过程

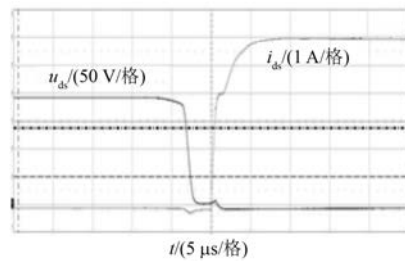


图 18 VT7 实现 ZVS 过程

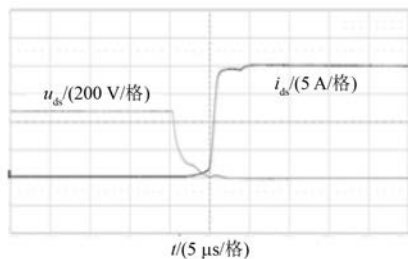


图 16 S3 实现 ZVS 过程

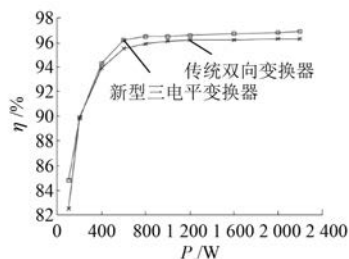


图 19 效率对比图

侧的开关管一样。在超级电容组充电过程中,开关管 VT5 实现 ZVS 过程如图 17 所示。同样,二次侧开关管在截止时承受的电压也为输出侧超级电容电压的一半。

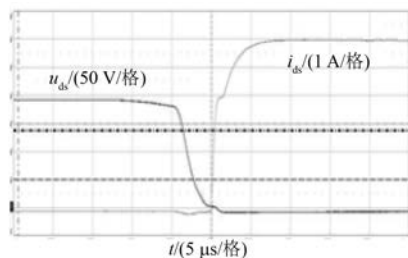


图 17 VT5 实现 ZVS 过程

二次侧开关管同样采用混合移相控制的方法,在实现 ZVS 过程中,开关管 VT7 经历的时间比 VT5 更长,因此 VT7 实现 ZVS 的条件更可靠。VT7 实现 ZVS 的过程如图 18 所示。

超级电容组放电,能量反向流动,开关管的工作过程与能量正向流动的过程相同。整个新型三电平双向 DC-DC 变换器在工作过程中,开关管均能够实现 ZVS。与传统双向 DC-DC 变换器效率的对比图如图 19 所示。

根据图 19 可知,新型三电平双向 DC-DC 变换器实现了开关管的 ZVS 过程,与传统双向 DC-DC 变换器相比,三电平双向 DC-DC 变换器的效

率得到了显著提高。

4 结 语

本文提出了一种新型三电平双向 DC-DC 变换器,在传统三电平 DAB 变换器的基础上减少了一对飞跨电容,简化了电路结构,减小了开关管的电应力和电路中的谐波成分。利用交错移相的控制策略对新型三电平双向 DC-DC 变换器进行控制,使电路中所有开关管实现了 ZVS。与传统双向 DC-DC 变换器进行对比,设计的新三电平双向 DC-DC 变换器的效率得到了显著提高。

【参考文献】

- [1] 杨惠,骆姗,孙向东,等. 光伏储能双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制方法研究[J]. 太阳能学报, 2018, 39(5): 1342.
- [2] 武伟,谢少军,张墨,等. 基于 MMC 双向 DC-DC 变换器的超级电容储能系统控制策略分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(27): 4568.
- [3] WAI R, ZHANG Z. Design of high-efficiency isolated bidirectional DC/DC converter with single-input multiple-outputs[J]. IEEE Access, 2019, 7: 87543.
- [4] 齐磊,杨亚永,孙孝峰,等. 一种电流型高增益双向 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3797.

- [5] 宋成江,陈凯龙,孙孝峰,等. 一种新型高变换比双向 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2018, 39(10): 2988.
- [6] 郑诗程,刘松梅,王杰,等. CLLC 谐振式双向全桥 DC-DC 变换器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(4): 83.
- [7] 王萍,陈博,王议锋,等. 一种多谐振隔离双向 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1667.
- [8] SHAO S, CHEN H, WU X, et al. Circulating current and ZVS-on of a dual active bridge DC-DC converter: a review[J]. IEEE Access, 2019, 7: 50561.
- [9] 郭洪玮,吴学智,王伟,等. 新型无无功环流的双向隔离型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(增刊 1): 201.
- [10] REIS F E U, TORRICO-BASCOPE R P, TOFOLI F L, et al. Bidirectional three-level stacked neutral-point-clamped converter for electric vehicle charging stations[J]. IEEE Access, 2020, 8: 37565.
- [11] XUAN Y, YANG X, CHEN W, et al. A three-level dual-active-bridge converter with blocking capacitors for bidirectional electric vehicle charger[J]. IEEE Access, 2019, 7: 173838.
- [12] SHEN K, TONG A, SHAO C, et al. ZVS control strategy of dual active bridge DC/DC converter with triple-phase-shift modulation considering RMS current optimization[J]. The Journal of Engineering, 2019, 18: 4708.
- [13] 周一雄,秦文萍,王祺,等. 双移相加变频控制的隔离型双向 AC/DC 变换器控制策略[J]. 电网技术, 2019, 43(5): 1826.
- [14] 杨博,葛琼璇,赵鲁,等. 双向全桥串联谐振 DC/DC 变换器回流功率特性优化[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 6990.
- [15] 杨玉岗,邹雨霏,马杰. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的软开关实现条件[J]. 中国电机工程学报, 2019, 36(14): 3920.

(上接第 62 页)

- [9] NIAN H, SONG Y. Direct power control of doubly fed induction generator under distorted grid voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 894.
- [10] 沈永波,年珩. 不平衡及谐波电网下基于静止坐标系的并网逆变器 DPC[J]. 电工技术学报, 2016, 31(4): 114.
- [11] CHENG P, NIAN H. Direct power control of voltage source inverter in a virtual synchronous reference frame during frequency variation and network unbalance[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(3): 502.
- [12] 年珩,李龙奇,程鹏. 谐波电压下并网逆变器的无锁相环 DPC[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(11): 3243.
- [13] 杨卫朋,张爱民,李俊刚,等. 电压不平衡条件下 VSC-MVDC 系统 PID 加谐振滑模 DPC[J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2399.
- [14] SUN D, WANG X, NIAN H, et al. A sliding-mode direct power control strategy for DFIG under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1313.
- [15] GUI Y, LI M, LU J, et al. A voltage modulated DPC approach for three-phase PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7612.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部