

# 输入并联输出串联LCC变换器的设计

杨晓光<sup>1,2</sup>, 高正<sup>1,2</sup>, 席利根<sup>1,2</sup>, 李宇麒<sup>1,2</sup>, 温静<sup>1,2</sup>

(1. 河北工业大学 省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室, 天津 300130;  
2. 河北工业大学 河北省电磁场与电器可靠性重点实验室, 天津 300130)

**摘要:** LCC串并联谐振变换器较之其他形式的谐振变换器能更有效利用高压变压器的漏感和寄生电容实现软开关, 并且能更大范围地调整输出电压, 从而更加适用于高压电源。提出了一种输入并联输出串联LCC变换器的设计, 分析了软开关实现的条件。所设计的变换器采用了主从控制方法, 主模块采用脉冲频率调制, 从模块采用脉冲频率调制结合脉冲跨周期调制, 模块之间采用交错控制技术。实验结果表明, 稳态运行时模块间均压误差小于2%, 稳压误差小于1%。

**关键词:** 高压电源; 交错控制; LCC串并联谐振; 输入并联输出串联; 主从控制

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20574

## Design of an Input-parallel Output-series LCC Converter

YANG Xiaoguang<sup>1,2</sup>, GAO Zheng<sup>1,2</sup>, XI Ligen<sup>1,2</sup>, LI Yuqi<sup>1,2</sup>, WEN Jing<sup>1,2</sup>

(1. State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China; 2. Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** Compared with other resonant converters, the series-parallel resonant LCC converters can effectively use the leakage inductance and capacitance of the high-voltage transformer to achieve soft switching, and can effectively regulate the out-put voltage in a wider range, which makes LCC resonant converters more suitable be used in high voltage power supplies. A design of an input parallel output series (IPOS) LCC converter was presented, the conditions for soft switching was analyzed. The converter of the design adopted the master-slave method for voltage sharing between the modules. The pulse frequency modulation was adopted to regulate the main module, and the pulse frequency modulation combined with the pulse skipping modulation was adopted to regulate the slave module. The interleaving control technology was adopted between the modules. The experimental results show that under steady-state operation condition, the relative error for voltage sharing control is less than 2%, and the relative error for voltage regulation control is less than 1%.

**Key words:** high voltage power supply; interleaving control; LCC series-parallel resonant; input parallel output series (IPOS); master-slave control

高压电源在X-射线技术、静电除尘技术等应用领域应用广泛<sup>[1-3]</sup>。其中高频逆变部分通常为谐振变换器, 可实现开关管的零电压或零电流的开通和关断, 降低了电磁干扰, 减小了开关损耗。LCC谐振变换器兼具串联谐振变换器和并联谐振变换器的优点, 同时, 工作在断续模式下的LCC谐振变换器具有良好的调频调压特性, 因此LCC谐振变换器更适合高压电源<sup>[4-7]</sup>。

LCC变换器中高压变压器的绝缘应力及其分布参数等问题限制了高压电源电压等级和功率等级的进一步提高。较之集中式结构, 多倍压电路与模块化结构的各种组合能够有效地提高高压电源的电压与功率等级, 其中, 模块化结构更有利于电压等级和功率等级的扩展<sup>[8-9]</sup>。

模块化结构中输入并联输出串联型(input parallel output series, IPOS)结构更适合高电压输

出。其优点在于每个模块的输出电压为总输出电压的  $1/n$ , 大大降低输出整流二极管的电压应力,  $n$  为模块数; 并且每个模块的输入电流为总输入电流的  $1/n$ , 降低了开关器件的电流应力<sup>[10]</sup>。由于高压变压器的寄生参数会存在一定的差异, 该差异会导致各模块所能承担的负载不同, 进而导致各单元模块输出电压不一致<sup>[11]</sup>; 为保证 IPOS 系统稳定工作, 必须使各单元模块输出均压。

目前解决该问题的方法主要是通过控制策略, 例如: 集中控制法、分布逻辑控制法和主从控制法<sup>[12]</sup>。主从控制法具有可靠性高和程序实现简单的优点, 广泛应用于模块化电路<sup>[13]</sup>。

本文提出一种 IPOS LCC 软开关谐振变换器。该变换器采用脉冲频率调制 (pulse frequency modulation, PFM) 技术调压, 采用主从控制方法和脉冲跨周期调制技术 (pulse skipping modulation, PSM) 进行均压, 采用交错控制技术以减小纹波。

### 1 IPOS LCC 变换器原理分析

IPOS 连接的变换器拓扑如图 1 所示, 其中  $U_{in}$  为输入电压,  $U_o$  为总输出电压,  $I_o$  为总输出电流; 第  $i$  个单元模块变换器拓扑如图 2 所示 ( $i=1, 2, \dots, n$ ), 图 2 中,  $S_1 \sim S_4$  为功率开关管,  $D_1 \sim D_4$  为功率开关管寄生反并联二极管,  $U_{oi}$  为输出电压,  $I_{ini}$  为输入电流,  $L_{si}$  为串联谐振电感,  $C_{pi}$  为并联谐振电容,  $C_{si}$  为串联谐振电容,  $T_i$  为变压器,  $K_i$  为匝比,  $D_{R1} \sim D_{R4}$  为整流二极管,  $I_{di}$  为整流桥输出电流,  $C_o$  为滤波电容。

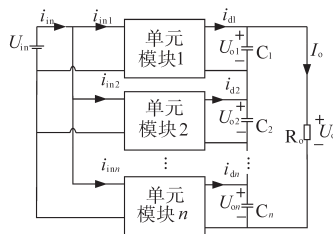


图1 IPOS变换器拓扑

Fig.1 Topology of IPOS converter

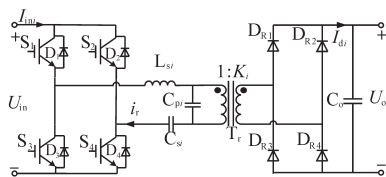


图2 单元模块变换器拓扑

Fig.2 Topology of converter for unit module

当 LCC 串并联谐振变换器的谐振参数确定

后, 可得谐振频率  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (1)$$

当开关频率  $f_s < 0.5f_0$  时, 变换器工作在断续模式 (discontinuous conduction mode, DCM)。对于 DCM 模式, 又分为 DCM<sub>1</sub> 与 DCM<sub>2</sub> 两种模式, 主要波形图如图 3 所示。

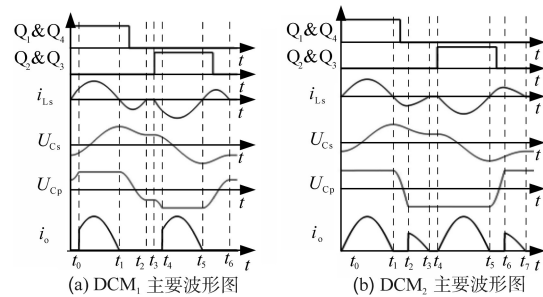


图3 DCM<sub>1</sub>和DCM<sub>2</sub>的主要波形图

Fig.3 Main waveforms of DCM<sub>1</sub> mode and DCM<sub>2</sub> mode

图 3 中, 工作在 DCM 模式下的变换器, 开关管开通时, 由于存在变压器漏感, 使得谐振电流缓慢上升能够实现零电流开关 (zero current switch, ZCS); 在谐振电流反向流过反开关管的并联二极管期间, 控制开关管关断, 实现 ZCS 和零电压开关 (zero voltage switch, ZVS)。对于 DCM<sub>1</sub> 模式, 保证在  $[t_2, t_3]$  时间段内关断驱动信号, 开关管能够实现 ZCS; 对于 DCM<sub>2</sub> 模式, 只要保证开关管在  $[t_1, t_3]$  期间关断, 开关管能够实现 ZCS。

以 DCM<sub>2</sub> 实现软开关为例, 由文献 [7] 的模式分析可知 DCM<sub>2</sub> 模式下  $t_{01}, t_{03}$  表达式如下:

$$t_{01} = \frac{\pi}{\omega_0} \quad (2)$$

$$t_{03} = \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_e} \arccos \left[ 1 + \frac{2(1+\sigma)U_o/K}{U_{Cs2}(t_0) - U_{in} + U_o/K} \right] + \frac{1}{\omega_0} \arccos \left[ 1 - \frac{2U_{in} - 2(1+\sigma)U_o/K}{U_{Cs2}(t_0) + U_{in} + U_o/K} \right] \quad (3)$$

其中

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s} \quad \omega_e = 1/\sqrt{L_s (C_s/C_p)} \quad \sigma = C_s/C_p$$

式中:  $t_{01}, t_{03}$  分别为  $[t_2, t_4]$  和  $[t_0, t_2]$  的持续时间。

变换器工作在 DCM<sub>2</sub> 模式时, 使  $t_{01} < t_{on} < t_{03}$ , 可保证谐振电流反向流过反开关管的并联二极管期间实现 ZCS 和 ZVS, 其中,  $t_{on}$  为驱动脉冲的高电平时间。在实际控制中使开通时间略大于  $t_{01}$ , 可以实现 ZCS。

## 2 IPOS 变换器控制策略

为了实现 IPOS 变换器各个模块在软开关条件下的均压控制,本文控制策略具有以下特点:

1)所有单元模块开关频率相同,以满足交错控制的要求;

2)恒定脉宽,以满足 LCC 谐振变换器实现软开关的要求;

3)开关频率可调,以实现 IPOS 输出电压的控制;

4)采用 PSM 技术,通过控制脉宽置零的脉冲个数实现模块均压控制。

脉冲跨周期调制技术控制驱动脉冲序列如图 4 所示。为了便于说明,假设单位时间的脉冲个数  $k=25$ ,图 4 中虚线脉冲表示 0 功率脉冲。每个脉宽都相同,但包含有功率脉冲和 0 功率脉冲,其特点是连续  $N$  个有功率脉冲后,第  $N+1$  个脉冲为 0 功率脉冲,  $1 \leq N < k$ 。例如,当  $N=3$  时的脉冲序列如图 4a 所示,当  $N=5$  时的脉冲序列如图 4b 所示。

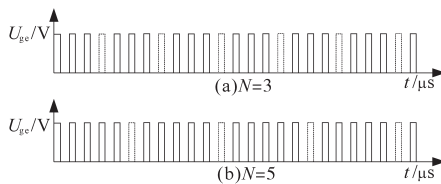


图 4 PSM 控制驱动脉冲  
Fig.4 Drive pulse for PSM control

当采用 PSM 控制 LCC 变换器时,依据其实际的脉冲个数,可以定义一个等效频率  $f_{se}$ 。当采用 PFM 控制 LCC 变换器时的开关频率也等于  $f_{se}$  时,两种控制方式下的 LCC 变换器的输出电压近似相等。因此 PSM 相应于 PFM 的等效频率为

$$f_{se} = \frac{N}{N+1} f_s \quad (4)$$

式中:  $N$  为连续有功率脉冲个数;  $f_s$  为开关频率。

本文控制策略控制量为脉宽  $PW$ 。首先确定脉宽以满足 LCC 变换器软开关的需求,通过调整  $f_s$  实现恒压,调整  $N$  实现均压。因为恒压控制与均压控制都没有改变脉宽,使得 IPOS LCC 变换器在进行恒压控制与均压控制时仍然能够实现软开关。

图 5 为 IPOS 变换器的控制流程图,模块间均压控制方法采用自动选主的主从控制策略。输出电压最小的模块为主模块,其余模块为从模

块。主模块采用 PFM 调制技术,从模块采用 PSM 调制技术。  $U_{om}$  为主模块输出电压,  $U_o^*$  为 IPOS 变换器输出电压的预期值。  $N_i$  表示第  $i$  个单元模块  $N$  个脉冲后有一个 0 功率脉冲,  $\varepsilon_1$  为系统输出电压允许误差,  $\varepsilon_2$  为均压允许误差,  $\Delta f$  为调频步长,  $\Delta N$  为 0 功率脉冲步长。

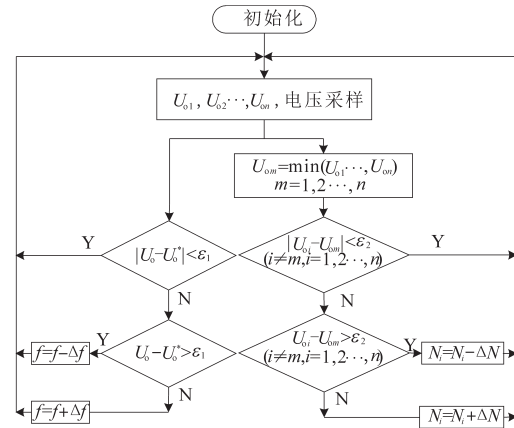


图 5 IPOS 系统控制流程图  
Fig.5 Control flow chart for the IPOS converter

系统上电进行程序初始化,开关频率由小到大以软启动的方式升压。各单元模块驱动脉冲相位依次延迟  $1/(2n)$  个开关周期  $T_s$ , 以实现交错控制。系统初始化结束后,均压控制、稳压控制和交错控制同时进行。

## 3 实验研究

虽然 LCC 变换器主要用于高压电源,但考虑到高压 IPOS 变换器样机试制成本高,而降低变换器的电压等级同样也能验证 IPOS LCC 变换器软开关条件下的控制方法。因此,为了简化实验,本文设计了工作于低电压条件下的两模块 IPOS 变换器。

实验条件:  $L_s=3 \mu H, C_s=5 \mu F$ , 由式(1)可知  $f_0=41 \text{ kHz}$ , 使开关频率工作在  $20.5 \text{ kHz}$  以下变换器即可工作在 DCM 模式。由式(2)可知  $t_{o1}=12 \mu s$ , 保证  $PW>12 \mu s$  即可实现 ZCS。输入直流电压  $U_{in}=40 \text{ V}$ , IPOS 满载运行时负载电阻  $R_o=80 \Omega, f_s$  的范围为  $2 \sim 20 \text{ kHz}, PW=20 \mu s$ , IPOS 给定输出电压  $U_o=400 \text{ V}$ , 满载功率为  $2 \text{ kW}$ 。

单元模块变换器实验波形如图 6 所示。图 6a 为负载电阻为满载 10% 时 IPOS 单元模块变换器的谐振电流波形,此时  $f_s$  的值约为  $6 \text{ kHz}$ 。图 6b 为满载时单元模块变换器的谐振电流波形,此时  $f_s$  约为  $20 \text{ kHz}$ 。图 6 中  $U_{ce}$  为开关管两端电压波

形,  $i_r$  为谐振电流波形,  $U_{ge}$  为驱动脉冲信号波形。实验波形表明, 两单元模块 IPOS 变换器在轻载与满载时, 都能工作于零电流开通 (ZCS) 与零电压关断 (ZVS)。

IPOS 变换器满载时两单元模块交错控制波形如图 7 所示,  $i_{r1}$  为单元模块 1 的谐振电流波形,  $i_{r2}$  为单元模块 2 的谐振电流波形,  $i_{r2}$  比  $i_{r1}$  滞后 1/4 个开关周期, 实现了交错控制。图 7 中  $i_{r1}$  在椭圆形虚线内缺失 1 个开关周期的谐振电流波形, 对应一个 0 功率脉冲。  $U_{o1}$  为单元模块 1 (从模块) 的输出电压。

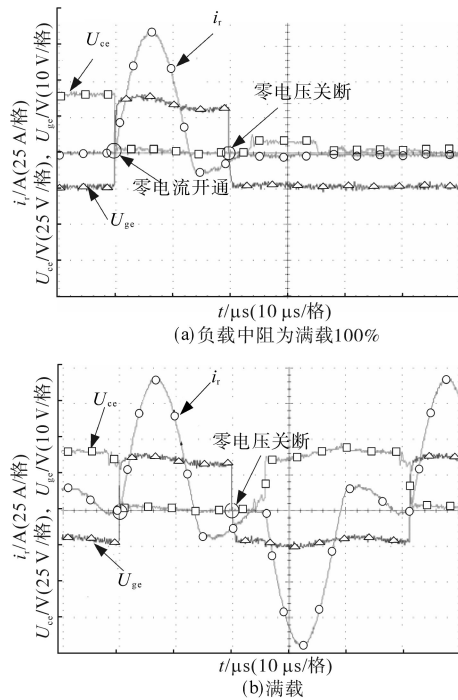


图 6 单元模块变换器实验波形  
Fig.6 Tested waveforms of unit module converter

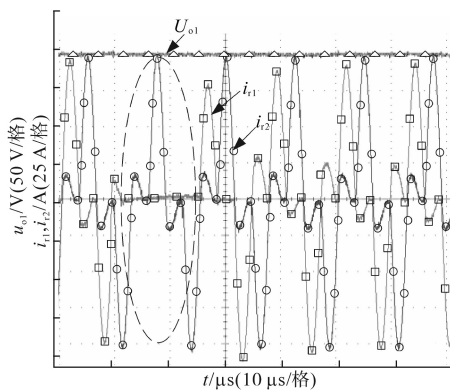


图 7 两单元模块交错控制实验波形  
Fig.7 Tested waveforms of two module converters with interleaving control method

IPOS 两单元模块整流器输出电流波形如图 8

所示,  $i_{d1}$  为单元模块 1 整流桥输出电流,  $i_{d2}$  为单元模块 2 整流桥输出电流, 电流纹波频率为变换器开关频率的 4 倍。图中椭圆形虚线内缺失两个周期的  $i_{d1}$  电流波形, 对应图 7 中  $i_{r1}$  缺失一个周期的波形, 在此周期内不向负载传递能量, 以降低了从模块的输出电压。

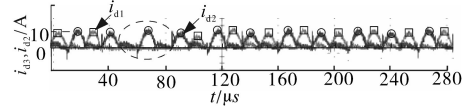


图 8 两单元模块采用交错控制时整流桥输出电流波形  
Fig.8 Output current waveforms of the converter rectifiers of the two module with interleaving control

实验结果表明, IPOS 变换器无论是软启动过程还是发生负载突变过程中都能实现软开关, 同时能够实现均压稳压控制。

系统采用均压控制时两单元模块输出电压波形如图 9 所示,  $t=0$  时刻启动 IPOS 变换器,  $f_s$  初始值为 2 kHz,  $t=0.8$  s 时达到稳态, 在  $t=1.9$  s 时将负载电阻切换为  $R_o=150 \Omega$ ,  $t=2.7$  s 时再次达到稳态, 在  $t=4.5$  s 时将负载电阻再次切换到  $R_o=80 \Omega$ ,  $t=5$  s 时再次达到稳态。图 9 所示的实验结果表明: 在整个过程中两模块的电压基本相同, 系统稳态运行时模块间的均压误差小于 2%, 具有很好的均压特性。

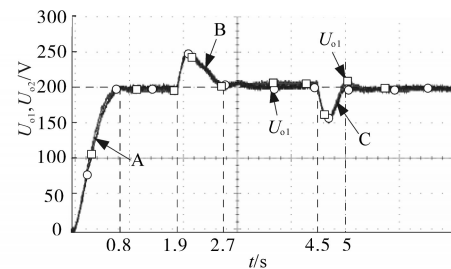


图 9 系统采用均压控制时两单元模块输出电压波形  
Fig.9 Output voltage waveforms of two module converter system with voltage-sharing control strategy

图 10 为软开关实验波形。图 10a ~ 图 10c 分别为对应图 9 中 A, B 与 C 三处附近的波形, 可以看出两个模块都能实现 ZCS 和 ZVS。IPOS 系统变换器输出电压波形如图 11 所示。从图 11 看出, IPOS 变换器满载时输出电压误差小于 1%。从图 10a ~ 图 10c 可以得出图 9 中 A, B, C 三处电流的谐振周期分别为 28  $\mu$ s, 20  $\mu$ s 和 26  $\mu$ s; 因此, 在设计谐振 LCC 谐振变换器时要考虑谐振参数和脉冲宽度的配置以保证 ZVS。



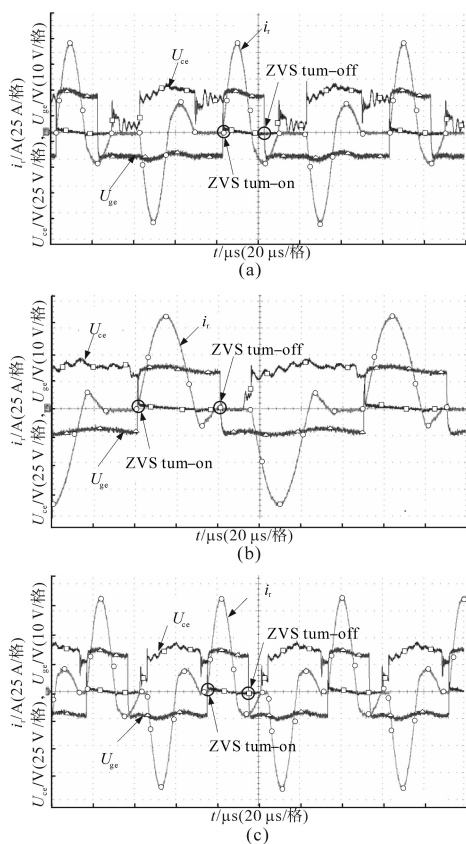


图10 软开关实验波形

Fig.10 Waveforms of soft switching

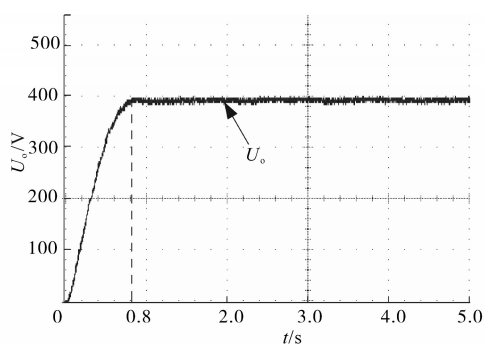


图11 IPOS系统变换器输出电压波形

Fig.11 Output voltage waveform of the IPOS converter system

## 4 结论

本文提出的IPOS LCC变换器采用主从控制方法,主模块采用PFM调制技术进行电压调节,从模块采用PSM调制技术进行均压控制,并使用交错控制方法减小纹波。最后通过实验证明变换器在软启和负载突变过程中能够实现软开关,稳态运行时模块间均压误差小于2%,稳压误差小于1%。

## 参考文献

- [1] Giesselmann M G, Vollmer T T, Carey W J. 100-kV high voltage power supply with bipolar voltage output and adaptive digital control[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, 42(10):2913-2918.
- [2] Jaritz M, Blume S, Leuenberger D, et al. Experimental validation of a series parallel resonant converter model for a solid state 115-kV long pulse modulator[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2015, 43(10):3392-3398.
- [3] Mao S, Li C, Li W, et al. Review of high frequency high voltage generation architectures[C]//2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia). Kaohsiung, China: IEEE, 2017:2260-2266.
- [4] 张洪寅,童朝南,王泽庭.基于临界模式的DCM-LCC谐振变换器的归一化分析与设计[J].电工技术学报,2019,34(1):103-115.
- [5] Sosa J L, Castilla M, Miret J, et al. Modeling and performance analysis of the DC/DC series-parallel resonant converter operating with discrete self-sustained phase-shift modulation technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3):697-705.
- [6] Yang R, Ding H F, Xu Y, et al. An analytical steady-state model of LCC type series-parallel resonant converter with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):328-338.
- [7] 王德玉,段元超,高鹤,等.LCC谐振变换器电流输出特性研究与软开关实现[J].电工技术学报,2018,33(12):2788-2800.
- [8] Qu L, Zhang D, Bao Z. Active output-voltage-sharing control scheme for input series output series connected DC-DC converters based on a master slave structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(8):6638-6651.
- [9] Bottion A J B, Barbi I. Input-series and output-series connected modular output capacitor full-bridge PWM DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(10):6213-6221.
- [10] 张容荣,阮新波,陈武.输入并联输出串联变换器系统的控制策略[J].电工技术学报,2008,23(8):86-93.
- [11] 陈武,阮新波,颜红.多变换器模块化串并联组合系统[J].电工技术学报,2009,24(6):56-61.
- [12] Qu Lu, Zhang Donglai, Bao Zhiyun. Output current-differential control scheme for input-series-output-parallel connected modular DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7):5699-5711.
- [13] 周柯,葛钦,葛平娟,等.不平衡负荷下输出并联型电力电子变压器的优化控制策略[J].电工技术学报,2018,33(S1):149-156.

收稿日期:2019-07-19

修改稿日期:2019-08-26