基于输出电压上翘特性的串-并型组合变换器无互联均压控制策略

陈武[1] 王广江[1] 阮新波[2]
（1. 东南大学电气工程学院江苏省智能电网技术与装备重点实验室 南京 210096 2. 南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016）

摘要 输入串联输出并联（ISOP）组合变换器十分适用于高输入电压、低电压与大电流输出应用场合。要保证该组合变换器正常工作，就必须保证各模块输入电压均压与输出电流均流。现有的均压/均流控制策略都有模块化程度不高或可靠性较低等问题。为此，本文提出了一种基于输出电压上翘特性的 ISOP 组合变换器无互联均压控制策略，该控制策略可有效地提高 ISOP 组合变换器的模块化程度高和可靠性。本文首先介绍该控制策略的工作原理，分析其输入均压特性以及输出电压调整特性，然后分析了 ISOP 组合变换器采用该控制策略的稳定性，最后进行实验验证。

关键词： 输入串联输出并联 输入均压 无互联 稳定性 上翘特性
中图分类号： TM464

Input Voltage Sharing Control Strategy for ISOP Converter without Interconnection Based on Positive Output Voltage Gradient Method

Chen Wu[1] *Wang Guangjiang*[1] *Ruan Xinbo*[2]
（1. Jiangsu Provincial Key Laboratory of Smart Grid Technology & Equipment Southeast University Nanjing 210096 China 2. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China）

Abstract Input-series and output-parallel(ISOP) converter is very suitable for high input-voltage, low output-voltage and high output-current applications. Input voltage sharing and output current sharing of the constituent modules among the ISOP converter must be ensured. The existing input voltage sharing control strategies have the drawbacks of lower reliability and modularity. An input voltage sharing control strategy for ISOP converter without interconnection based on positive output voltage gradient method, which can effectively improve the reliability and modularity of ISOP converter. Firstly the operation principle of the proposed control strategy is introduced, and the input voltage sharing performance and output voltage regulation characteristics are analyzed. The stability of the proposed control strategy is also analyzed. The experimental results are presented at last.

Keywords： Input-series output parallel, input voltage sharing, without interconnection, stability, positive output voltage gradient method

国家自然科学基金（ 51307024），教育部博士点基金（20120092120053）和中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 。
收稿日期 2013-04-16 改稿日期 2013-06-16

1　引言

随着电力电子技术的迅速发展，电力电子装置向着高频化、模块化和集成化的方向发展，将多个标准化变换器模块通过串并联组合方式构成满足不同需求的各种电力电子装置是电力电子系统集成技术的一个研究热点。输入串联输出并联（ input-series output-parallel，ISOP）组合变换器作为多模块串并联组合变换器的一种，十分适用于高电压输入、低电压大电流输出应用场合，如轨道交通等行业。

对于 ISOP 组合变换器来说，其关键问题是保证各个模块在输入侧均压和输出侧均流，目前，针对 ISOP 组合变换器的均压/均流技术研究已得到了广泛关注[1−14]。ISOP 组合变换器的均压/均流方案有两类：一是通过调整变换器拓扑结构和连接方式，在控制上不需要专门的均压环节即可实现各模块自然均压/均流；二是通过加入均压控制环来实现。对于第一类自然均压/均流方案[2,3]，大多采用相同占空比控制策略。该类方案的优点是控制简单，无需专门的均压环节，其不足是没有从模块化角度出发，即针对的是模块化程度不高的变换器，如共用变压器[4]、输出滤波电感[5]和控制环节等。

通过加入均压控制环则可较好的解决自然均压/均流方案存在的问题[4−8]，如文献[4]提出了基于电荷控制内环的均压控制策略，将两个模块输入电压的比较信号分别叠加到电流内环基准中，从而实现均压/均流。上述控制策略受模块间参数差异影响小，均压/均流效果好，各变换器模块功率电路可完全相同，但不足之处是各模块仍然共用控制环节，系统可扩展性较差，离真正采用标准化模块直接进行组合还有一定距离。

为此，文献[5, 9]先后提出了将控制环节分布到相应功率电路中的方案，这样，各变换器模块的功率和控制电路完全相同，模块化程度高，且仅依靠模块之间的控制互联线进行电压或电流信息交换就可实现模块间均衡工作。模块之间的控制互联线是保障系统正常工作的关键，当控制互联线出现故障或受到干扰时，会影响整个系统性能，甚至导致其瘫痪，这在一定程度上降低了系统可靠性。因此，取消模块之间控制互联线是最为理想的选择。

针对上述问题，受并联模块采用输出电压下垂特性法可实现无互联均流思想启发，本文提出一种基于输出电压上翘特性的 ISOP 组合变换器无互联均压控制策略，该控制策略中每个模块只采样自身输入/输出电压，避免了控制上的相互连接，真正实现组合变换器的模块化设计，具有很高的系统可靠性。本文首先阐述基于输出电压上翘特性的无互联均压控制策略工作原理，并对其输入均压特性以及输出电压特性进行分析，然后分析该控制策略的稳定性，最后进行实验验证。

2　控制策略工作原理和特性分析

为了便于解释基于输出电压上翘特性的无互联均压控制策略的工作原理，下面对由两个模块构成的 ISOP 组合变换器进行分析，如图 1 所示；且两个模块具有相同的输出电压调整特性，如图 2 所示。稳态时两个模块都工作于 O 点，两个模块输入均压。假设两个模块的输入电压受到扰动，比如 V_{in1} 下降，V_{in2} 上升，即 $V_{in1}<V_{in}/2<V_{in2}$，则根据各个模块的输出电压上翘特性，模块 1 对应于 V_{in1} 的输出电压应为 V_{oA}，模块 2 对应于 V_{in2} 的输出电压是 V_{oB}。由于两个模块输出是并联的，因此其输出电压均为 V_{oO}，而且 $V_{oA}<V_{oO}<V_{oB}$。于是，模块 1 的控制电路认为其输出电压高于其给定基准电压，将调节其占空比以减小输入功率，则 I_{in1} 减小，I_{cd1} 增大，则模块 1 的输入电压升高，工作点由 A 点向上移动；同理，

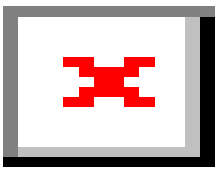


图 1　ISOP 组合变换器

Fig.1　ISOP converter

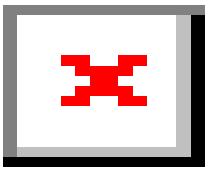


图 2 输出电压上翘调整特性

Fig.2 The positive output voltage gradient regulation

模块 2 的控制电路认为输出电压低于其给定基准电压，将调节其占空比以增加输入功率，则 I_{in2} 增大，I_{cd2} 减小，使得其输入电压降低，工作点由 B 点向下移动，最终使 ISOP 组合变换器重新回到稳态。

图 2 中两个模块的输出电压上翘调整特性完全相同，在实际中很难做到。假设两个模块的输出电压分别为

$$V_{o1}=V_{o1min}+k_1V_{in1} \tag{1}$$

$$V_{o2}=V_{o2min}+k_2V_{in2} \tag{2}$$

式中，V_{o1min} 和 V_{o2min} 分别为最低输入电压时模块 1 和模块 2 的输出电压；k_1 和 k_2 分别为模块 1 和模块 2 的输出电压上翘系数。

两个模块的输入电压之和等于系统输入电压，即 $V_{in}=V_{in1}+V_{in2}$；而两个模块的输出电压相等，即 $V_{o1}=V_{o2}=V_o$。将这两个表达式与式（1）和式（2）结合起来，可得

$$V_{in1}=\frac{k_2V_{in}+V_{o2min}-V_{o1min}}{k_1+k_2} \tag{3}$$

$$V_{in2}=\frac{k_1V_{in}+V_{o1min}-V_{o2min}}{k_1+k_2} \tag{4}$$

$$V_o=\frac{k_1k_2V_{in}+k_1V_{o2min}+k_2V_{o1min}}{k_1+k_2} \tag{5}$$

由式（3）和式（4）可得两个模块的输入电压不平衡度为

$$\frac{\Delta V_{in12}}{V_{in}}=\frac{V_{in1}-V_{in2}}{V_{in}}=\frac{(k_1-k_2)V_{in}+2(V_{o2min}-V_{o1min})}{(k_1+k_2)V_{in}} \tag{6}$$

可见，输入电压不平衡度 由两个模块的上翘系数和最低输出电压共同决定。

由式（5）可得 ISOP 组合变换器的输出电压上翘系数为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{in}}=\frac{V_{oa}-V_{ob}}{V_{ina}-V_{inb}}=\frac{\dfrac{k_1k_2(V_{ina}-V_{inb})}{k_1+k_2}}{V_{ina}-V_{inb}}=\frac{k_1k_2}{k_1+k_2} \tag{7}$$

可见，ISOP 组合变换器的输出电压上翘系数只由两个模块的上翘系数决定。

由式（6）和式（7）可得模块输入均压精度和输出电压调整率（即上翘系数）关系为

$$\frac{\Delta V_{in12}V_{in}^{-1}}{\Delta V_o\Delta V_{in}^{-1}}=\frac{(k_2-k_1)V_{in}+2(V_{o2min}-V_{o1min})}{k_1k_2V_{in}} \tag{8}$$

由式（6）、式（7）以及图 2 可知：上翘系数大，输入均压特性好，但输出电压调整率就差；反之，上翘系数越小，输入均压特性越差，而输出电压调整率越好。可见，模块间的输入均压性能和组合变换器的输出电压调整率有个折衷。在实际应用时，可以对输出电压的变化范围作一个设定，当输出电压达到或超过最高设定电压时，可以让输入电压有适当的不均，只要不超过某个程度即可。因此，本文提出的均压控制策略适用于输入电压变化范围较小的应用场合，如数据中心的服务器电源 [10]。

3 控制策略框图

图 3 给出了本文提出的基于 输出电压上翘特性的无互联均压控制策略框图，其中，V_{ref} 为给定参考电压，$k_i(i=1,2,\cdots,N)$为模块输入电压采样系数，k_{vo} 为输出电压采样系数。为了实现 各模块的无互联均入均压，将每个模块的输入电压 采样信号加入到 V_{ref} 中。当模块输入电压升高时，其输出电压参考信号 $v_{refi}(i=1, 2,\cdots, N)$也将增大，从而使其 输出电压呈现图 2 所示的上翘调整特性，以实现输入均压。

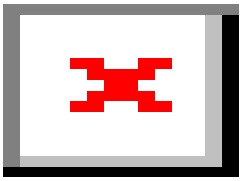


图 3　基于输出电压上翘特性的无互联均压控制策略框图

Fig.3　Block diagram of input voltage sharing control strategy for ISOP converter

从图 3 所示的控制策略可以看出，每个模块只采样自身输入电压和输出电压，避免了控制上的相互连接，各个模块在仅根据自身输入、输出信息，而不存在任何相互间信息交换的条件下，实现完全独立、对等的控制，真正实现模块化设计，具有很高的系统可靠性 。此外，每个模块可以单独设计控制环路参数，方便参数设计。

4　控制策略稳定性分析

为讨论基于 输出电压上翘特性的无互联均 压控制策略稳定性，下面对由两个正激变换器模块构成的 ISOP 组合变换器进行分析，其小信号模型如图 4 所示。

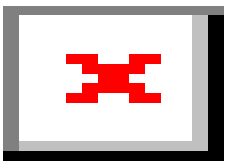


图 4　ISOP 组合变换器小信号模型

Fig.4　Small signal model of ISOP converter

由图 4 可得

$$\hat{i}_{o1}=\frac{N_1}{D_1}\left(\hat{i}_{in}-sC_{d1}\hat{v}_{in1}-\frac{I_{o1}}{N_1}\hat{d}_1\right) \tag{9}$$

$$\hat{i}_{o2}=\frac{N_2}{D_2}\left(\hat{i}_{in}-sC_{d2}\hat{v}_{in2}-\frac{I_{o2}}{N_2}\hat{d}_2\right) \tag{10}$$

$$\hat{v}_o=(\hat{i}_{o1}+\hat{i}_{o2})=\frac{R_L}{sC_fR_L+1} \tag{11}$$

式中，N_1 和 N_2 分别为模块 1 和模块 2 的变压器匝比；D_1 和 D_2 分别为模块 1 和模块 2 稳态时的占空比；I_{o1} 和 I_{o2} 分别为模块 1 和模块 2 稳态时的输出电流。

假设 N_1=N_2=N，D_1=D_2=D，则有 I_{o1}=I_{o2}=$V_o/2R_L$，V_{in1}=V_{in2}=$V_{in}/2$。

由图 3 所示控制策略可得两个模块的占空比扰动信号分别为

$$\hat{d}_1=G_{vo}F_m(\hat{v}_{in1}k-\hat{v}_ok_{vo}) \tag{12}$$

$$\hat{d}_2=G_{vo}F_m(\hat{v}_{in2}k-\hat{v}_ok_{vo}) \tag{13}$$

式中，G_{vo} 和 F_m 分别为输出电压调节器和 PWM 发生器的传递函数。

假设两个 模块的输出电压 闭环带宽 足够宽，则当有输入电压 扰 $\hat{v}_{in}$ 动时，根据式 （7），可得此时输出电压扰动为

$$\hat{v}_o=\frac{k}{2}\hat{v}_{in} \tag{14}$$

将式（9）、式（10）、式（12）～式（14）代入（11），可得

$$\begin{aligned}&\frac{kD(sC_fR_L+1)}{2NR_L}+\frac{I_oG_{vo}F_mk(1-k_{vo})}{N})\hat{v}_{in}\\&=2\hat{i}_{in}-sC_{d1}\hat{v}_{in}1-sC_{d2}\hat{v}_{in2}\end{aligned} \tag{15}$$

由图 4 可得 ISOP 组合变换器的输入、输出功率表达式为

$$\begin{aligned}P_{in}+\hat{p}_{in}&=(V_{in}+\hat{v}_{in})(I_{in}+\hat{i}_{in})\\&=V_{in}I_{in}+V_{in}\hat{i}_{in}+I_{in}\hat{v}_{in}+\hat{v}_{in}\hat{i}_{in}\end{aligned} \tag{16}$$

$$P_o+\hat{p}_o=\frac{(V_o+\hat{v}_o)^2}{R_L}=\frac{V_o^2}{R_L}+\frac{2V_o\hat{v}_o}{R_L}+\frac{\hat{v}_o^2}{R_L} \tag{17}$$

由功率守衡定则以及忽略式 （16）和式（17）

的二阶扰动分量并消去等式两边的直流分量可得

$$\hat{i}_{\text{in}}=\frac{kV_{\text{in}}V_{\text{o}}-V_{\text{o}}^2}{R_{\text{L}}V_{\text{in}}^2}\hat{v}_{\text{in}} \tag{18}$$

将式（18）代入式（15），可得

$$\frac{\hat{v}_{\text{in2}}}{\hat{v}_{\text{in}}}=\frac{\dfrac{kD(sC_{\text{f}}R_{\text{L}}+1)}{2NR_{\text{L}}}+A+sC_{\text{d1}}}{sC_{\text{d1}}-sC_{\text{d2}}} \tag{19}$$

$$\frac{\hat{v}_{\text{in1}}}{\hat{v}_{\text{in}}}=\frac{\dfrac{kD(sC_{\text{f}}R_{\text{L}}+1)}{2NR_{\text{L}}}+A+sC_{\text{d2}}}{sC_{\text{d2}}-sC_{\text{d1}}} \tag{20}$$

式中，$A=\dfrac{I_{\text{o}}G_{\text{vo}}F_{\text{m}}k(1-k_{\text{vo}})}{N}-2\dfrac{kV_{\text{in}}V_{\text{o}}-V_{\text{o}}^2}{R_{\text{L}}V_{\text{in}}^2}$ 。

由式（19）和式（20）可得两模块输入电压扰动差与 ISOP 组合变换器输入电压扰动的传递函数为

$$\frac{\Delta\hat{v}_{\text{in12}}}{\hat{v}_{\text{in}}}=\frac{\hat{v}_{\text{in1}}-\hat{v}_{\text{in2}}}{\hat{v}_{\text{in}}}=\frac{\dfrac{kD(sC_{\text{f}}R_{\text{L}}+1)}{NR_{\text{L}}}+2A+sC_{\text{d2}}+sC_{\text{d1}}}{sC_{\text{d2}}-sC_{\text{d1}}} \tag{21}$$

在实际电路中，$C_{\text{d1}}\neq C_{\text{d2}}$，因此 $\Delta\hat{v}_{\text{in12}}/\hat{v}_{\text{in}}$ 存在一个原点的极点。这说明当 ISOP 组合变换器有输入电压扰动时，两模块输入电压扰动差即不发散，也不收敛，即两个模块间存在一定的输入电压偏差，与第 2 小节的分析相吻合，可见，ISOP 组合变换器采用本文提出的控制策略是稳定的。

5 实验验证

本文对由三个正激变换器模块组成的 ISOP 组合变换器进行了实验验证，实验样机如图 5 所示。对单台正激变换器，其输入电压范围为 100～150V，设定最低输出电压为 50V，最大输出功率为 250W。图 6 给出实测的三个模块输出电压上翘调整特性曲线，理论上这三条曲线是相同时，但在实验中，由于基准、采样和运放等环节的差异导致模块之间的

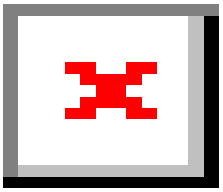


图 5 实验样机照片

Fig.5 Photo of the prototype

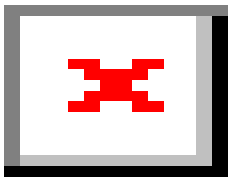
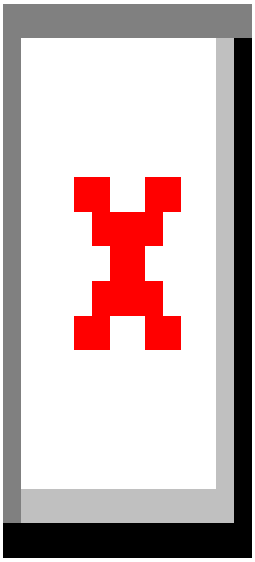


图 6 三个模块输出电压上翘调整特性曲线

Fig.6 Measured curves of output voltage regulation

输入电压在整个范围内最大相差 4V 左右，完全在可接受范围内。从图中可见，当输入电压从 300～450V 变化时，ISOP 组合变换器的输出电压增加了 2.8V。

图 7 给出了 ISOP 组合变换器在输入电压突变和负载突变时实验波形。图 7a 和 7b 给出了输入电压在 300～450V 之间突变时三个模块的输入电压和组合变换器输出电压波形，可以看出，当组合变换器输入电压升高时，其输出电压有所升高，符合其输出电压上翘调整特性，且在稳态和输入电压突变时，ISOP 组合变换器都能较好地实现各模块之间的输入均压。图 7c 和 7d 给出了输入电压 400V 情况下负载电流在满载（15A）和半载（7.5A）之间突变时三个模块的输入电压和组合变换器输出电流波形，可以看出，稳态和负载突变时，ISOP 组合变换器都能很好地实现各模块的输入均压，从而实现输出均流。



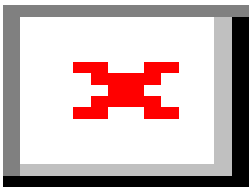
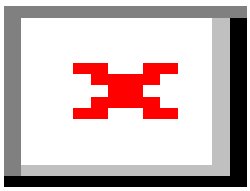


图 7　ISOP 组合变换器实验波形

Fig.7　Experimental waveforms of ISOP converter

图 8 为模拟一个模块由于出现故障从 ISOP 组合变换器中切出以及故障修复后再投入的实验波形，以验证本文所提控制策略的冗余性以及可靠性。在模块 1 的输入电容两端并联一个开关管 S，以开关管 S 的导通和关断来模拟模块 1 的切出与切入。图 8a 为模块 1 故障切出（闭合开关管 S）时的实验波形，此时输入电压为 310V，从图中可见，模块 1 的输入电压很快下降到零，模块 2 和模块 3 均分系统输入电压，同时输出电压略有上升，这是由于故障切出前，每个模块的输入电压为 100V 左右，而故障切出后，模块 2 和模块 3 的输入电压为 155V 左右，根据输出电压上翘调整特性，输出电压将会略有上升。图 8b 为模块 1 故障修复后切入（关断开关管 S）时的实验波形，从图中可见，开关管 S 关断后，ISOP 组合变换器输入电流给模块 1 的输入电容充电，模块 1 的输入电压缓慢上升，与此同时，模块 2 和模块 3 的输入电压相应下降，经过一段时间调整，三个模块重新均分输入电压，组合变换器进入稳态，同时输出电压略有下降。



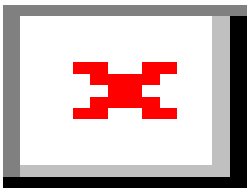


图 8　一个模块故障切出与恢复切入实验波形

Fig.8　Response of individual input voltages and output voltage when one module is isolated and inserted

6　结论

ISOP 组合变换器正常工作的关键是保证每个模块输入电压均分和输出电流均流。本文针对现有均

压控制策略存在的模块化程度不高和可靠性较低问题，提出了一种 基于输出电压上翘特性的无互联均压控制策略，其特点是不但单个变换器模块可以正常工作，而且多个模块构成 ISOP 组合变换器时，各个模块之间没有控制互联线，大大提高了组合变换器的可靠性和模块化程度。实验结果 表明了该控制策略的有效性。

参考文献

[1] 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.
Chen Wu, Ruan Xinbo, Yan Hong. Modularization structure for series-parallel connected converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6): 56-61.

[2] Giri R, Choudhary V, Ayyanar R, et al. Common -duty-ratio control of input-series connected modular dc-dc converters with active input voltage and load-current sharing[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2006, 42(4): 1101-1111.

[3] Qian T, Lehman B. Dual interleaved active-clamp forward with automatic charge balance regulation for high input voltage application[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2008, 23(1): 38-44.

[4] Kim J, You J, Cho B. Modeling, control, and design of input-series-output-parallel-connected converter for high-speed-train power system[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2001, 48(3): 536-544.

[5] 陈武，阮新波，颜红 . DC/DC 多模块串并联组合系统控制策略 [J]. 电工技术学报 , 2009, 24(7): 93-102.
Chen Wu, Ruan Xinbo, Yan Hong. Control strategy for DC/DC multiple modules series-parallel combined systems. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 24(7): 93-102..

[6] 程璐璐，阮新波，章涛. 输入串联输出并联的直流变换器控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报 , 2006,26(22): 67-73.
Cheng Lulu，Ruan Xinbo，Zhang Tao. Control strategy for input-series output-paralleled DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(22):67-73.

[7] Sha D, Guo Z, Liao X. Cross-feedback output-current sharing control for input-series-output-parallel modular DC–DC converters[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2010, 25(11): 2762-2771.

[8] 陈杰，刁利军，林文立，等. 输入串联输出并联全桥变换器的无电流传感器 均压均流控制 策略[J].工技术学报 , 2012, 27(6): 126-130.
Chen Jie, Diao Lijun, Lin Wenli, et al. Voltage sharing and sensor-less current sharing control strategy of ISOP full-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 126-130.

[9] Fan H, Li H. A distributed control of input-seriesoutput-parallel bidirectional dc-dc converter modules applied for 20 kVA solid state transformer[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2011: 939-945.

[10] Hayashi Y, Mino M. Series-parallel connected 10W/cm3 DC-DC converter for advanced high-density converter design[C]. IEEE Telecom-munications Energy Conference, 2011: 1-6.

作者简介:陈武 男，1981 年生，博士，副研究员，研究方向为功率电子变换技术及分布式发电技术。 王广江 男，1989 年生，硕士研究生，研究方向为功率电子变换技术。