

# ISOP 结构的双向隔离 DC/DC 变换系统研究

张纯江<sup>1</sup>, 孟宪慧<sup>1,2</sup>, 赵洁<sup>1</sup>, 赵策<sup>1</sup>, 阚志忠<sup>1</sup>

(1. 燕山大学电气工程学院, 河北省秦皇岛市, 066000)

(2. 唐山学院, 河北省唐山市, 063000)

## Research on Bidirectional Isolated DC/DC System Based on ISOP structure

ZHANG Chunjiang<sup>1</sup>, MENG Xianhui<sup>1,2</sup>, ZHAO Jie<sup>1</sup>, ZHAO Ce<sup>1</sup>, KAN Zhizhong<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao, 066000, China)

(2. Tangshan University, Tangshan, 063000, China)

**ABSTRACT:** In this paper, a bidirectional isolated DC/DC system with CLLLC resonant converter as a sub-module of ISOP(Input-Series Output-Parallel) structure is studied for power electronic transformer, in order to realize the isolation transformation from high voltage DC bus to low voltage DC bus. Firstly, the operation principle and gain characteristics of single module CLLLC resonant converter are analyzed. Then, aiming at the problem of uneven power distribution in ISOP system based on multi-CLLLC module, the influence of different resonant parameters on power distribution in ISOP system is analyzed, and the control strategy of power balanced distribution in forward and backward operation of the system is given. Experiments were carried out on a 1kW prototype, and the results were verified from three aspects: soft switch implementation, dynamic response and power balance effect.

**KEY WORDS:** Isolated DC/DC converters; ISOP structure; CLLLC resonant converter; Power sharing

**摘要:** 针对电力电子变压器本文研究了一种将 CLLLC 谐振变换器作为子模块的 ISOP(输入串输出并联)结构的双向隔离 DC/DC 变换系统, 以实现高压直流母线到低压直流母线的隔离变换。首先分析了单模块 CLLLC 谐振变换器的工作原理和增益特性, 然后针对基于多 CLLLC 变换器模块的 ISOP 系统功率分配不均问题, 分析了谐振参数差异对 ISOP 系统功率分配的影响, 并给出了系统正反向运行功率均衡分配的控制策略。在 1kW 样机上进行了实验研究, 从软开关实现、动态响应以及功率平衡效果三个方面进行了实验验证。

**关键词:** 隔离 DC/DC 变换器; ISOP 结构; CLLLC 谐振变换器; 功率均衡

## 1 引言

在电力电子变压器或直流配电网等应用中电压

基金项目: 国家自然科学基金项目(51877187)。

Project Supported by the National Natural Science Foundation of China (51877187).

等级也越来越高, 其中需要将极高的直流电压(几十千伏)变换到较低的直流电压。就目前而言, 受开关器件(如: IGBT)耐压等级和功率等级的限制, 很难用一个单体隔离 DC/DC 变换器实现此功能, 模块化、集成化是解决该问题的一个重要思路。图 1 为 MMC 型电力电子变压器结构, 高压直流母线电压  $V_{DC,H}$  可达上万伏, 其隔离 DC/DC 变换环节采用输入串联输出并联(ISOP)形式。在高电压直流输入场合, 国内外研究工作者将多个 DC/DC 变换器模块输入串联输出并联(ISOP), 不仅解决了功率器件耐压问题, 还缩短了研发设计周期和成本。

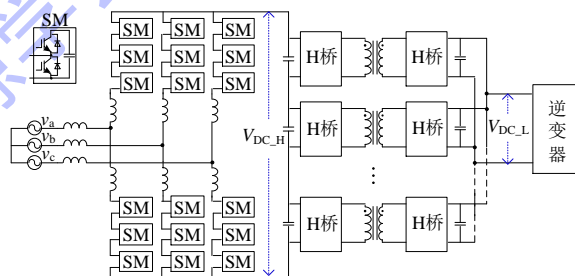


图 1 MMC 型电力电子变压器结构

但是在基于 ISOP 结构的隔离变换系统中, 由于实际器件差异, 造成各子模块功率分配不均衡, 要使系统可靠稳定运行, 必须采取相应措施保证各子模块间功率均衡。文献[1]在模块之间额外添加耦合电感, 通过两边绕组的磁路耦合作用实现均流, 虽然有着控制简单的优势, 但同时却增加了系统的成本和体积; 文献[2]采用了均流控制, 但是根据文献[3]和文献[4]分析结果表明, 采用均流控制的 ISOP 系统是不稳定的。因此文献[5]和文献[6]则针对 LLC 型子模块提出双闭环频率控制的方法实现均压控制, 并提出了相应的控制器设计方法和稳定性分析方法。

因此本文研究了一种以 CLLLC 谐振变换器作为子模块的 ISOP-DC/DC 变换系统, 首先分析了单模块 CLLLC 谐振变换器的工作原理和增益特性, 然后重点研究了由多个 CLLLC 模块构成的 ISOP-DC/DC 变换系统功率分配不均问题, 分析了谐振参数差异对 ISOP 系统功率分配的影响, 并提出了分散式均压的功率均衡分配的控制策略。

## 2 CLLLC 变换器增益特性

双向 CLLLC 谐振变换器拓扑如图 2 所示, 其中  $M_1 \sim M_8$  为功率开关管,  $D_1 \sim D_8$  为各开关管的体二极管,  $L_{r1}$  和  $C_{r1}$  分别为原边谐振槽谐振电感和谐振电容,  $L_{r2}$  和  $C_{r2}$  分别为副边谐振槽谐振电感和谐振电容,  $L_m$  为高频变压器的励磁电感,  $v_{ab}$  和  $v_{cd}$  分别为原边谐振槽输入电压以及副边整流级输入电压,  $i_{r1}$ 、 $i_{Lm}$  和  $i_L$  分别为谐振槽电流、励磁电流以及变压器二次侧整流输出电流。原边和副边均采用全桥结构, 变换器正向工作时, 忽略死区时间, 给  $M_1$ 、 $M_4$  和  $M_2$ 、 $M_3$  施加占空比为 50% 的互补驱动信号, 以实现逆变, 此时  $M_5 \sim M_8$  不加驱动信号, 以其体二极管  $D_5 \sim D_8$  进行整流。同理, 反向传递能量时给  $M_5$ 、 $M_8$  和  $M_6$ 、 $M_7$  加占空比为 50% 的互补驱动信号,  $M_1 \sim M_4$  不加驱动信号, 由此实现功率的双向传输, 且正向运行和反向运行时, 变换器都拥有 LLC 谐振变换器的软开关特点。

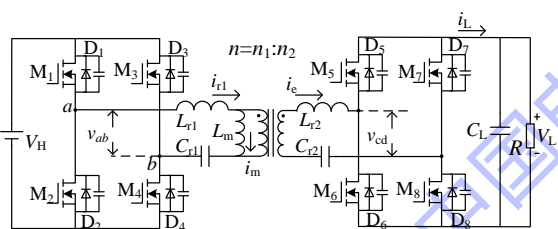


图 2 CLLLC 谐振变换器拓扑

当变换器工作在连续导通状态,  $L_{r1}$  和  $C_{r1}$  构成谐振网络, 其谐振频率为  $f_r$ , 其表达式由式(1)给出。变换器工作在断续模式,  $L_{r1}$ 、 $C_{r1}$  以及  $L_m$  共同构成谐振网络, 其谐振频率为  $f_m$ , 其表达式如式(2)所示。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \quad (1)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r1} + L_m)C_{r1}}} \quad (2)$$

由于电力电子变压器中隔离级的输入输出特点, 使得拓扑工作频率变化范围基本在变换器谐振

频率附近, 此时在谐振网络产生的电流响应中, 谐波的含量与基频相比较小, 可近似认为只有开关频率的基频分量才能传输能量, 因此可以利用基频分析法对变换器的大信号模型进行分析, CLLLC 基频等效模型如图 3 所示。其中  $L'_{r2}$ 、 $C'_{r2}$  为  $L_{r2}$  和  $C_{r2}$  折算到原边的值。

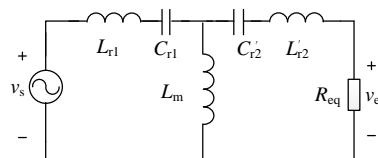


图 3 CLLLC 谐振变换器基频等效模型

负载电阻折算到原边等效电阻  $R_{eq}$ 、高压侧电压基频分量  $v_s$  和低压侧等效电压基频分量  $v_e$  可表示为

$$R_{eq} = \frac{8n^2}{\pi^2} R \quad (3)$$

$$v_s(t) = \frac{4V_H}{\pi} \sin \omega_s t \quad (4)$$

$$v_e(t) = \frac{4nV_L}{\pi} \sin(\omega_s t - \phi) \quad (5)$$

式中,  $\omega_s$  是开关频率  $f_s$  的角频率。

要使变换器双向运行对称, 由图 2 可得变换器输出增益公式为

$$G(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{Q}{k}\right)^2 \left[ (k+kh+h)\omega_n - \left(k+h+\frac{k+1}{g}\right)\frac{1}{\omega_n} + \frac{1}{g\omega_n^3} \right]^2 + \left(1 + \frac{\omega_n^2 - 1}{k\omega_n^2}\right)^2}} \quad (6)$$

其中  $k$  为电感系数:  $k = L_m/L_t$ ;  $Z_r$  为特征阻抗:  $Z_r = \sqrt{L_{r1}C_{r1}}$ ;  $Q$  为品质因数:  $Q = Z_r/R_{eq}$ ;  $\omega_n$  为标称频率:  $\omega_n = f_s/f_r$ ;  $h$  为原副边电感比:  $h = L'_{r2}/L_{r1}$ ;  $g$  为原副边电容比:  $g = C'_{r2}/C_{r1}$ 。

为保证 CLLLC 变换器双向运行时的对称性, 要求原副边谐振槽参数完全对称, 即  $C_{r1}=C'_{r2}$ 、 $L_{r1}=L'_{r2}$ 、 $L_{r1}=L'_{r2}$ , 带入式(6)即得到变换器不同  $k$  值、 $Q$  值情况增益曲线, 如图 4 所示, 其中图 4 (a)和图 4 (b)分别为当  $k=5$  和  $k=7$  时,  $Q$  值变化时变换器随频率变化的增益曲线。

同典型 LLC 增益曲线相似, 当  $Q$  值不变,  $k$  值越小, 增益曲线越陡峭, 获得相同增益的频率变化范围越窄; 当  $k$  值不变,  $Q$  值越小, 增益曲线越陡峭, 当工作频率等于谐振频率时, 变换器增益为 1, 与  $k$  值和  $Q$  值无关, 因此该点也被称作增益独立点( $G=1$ ,  $\omega_n=1$ )。

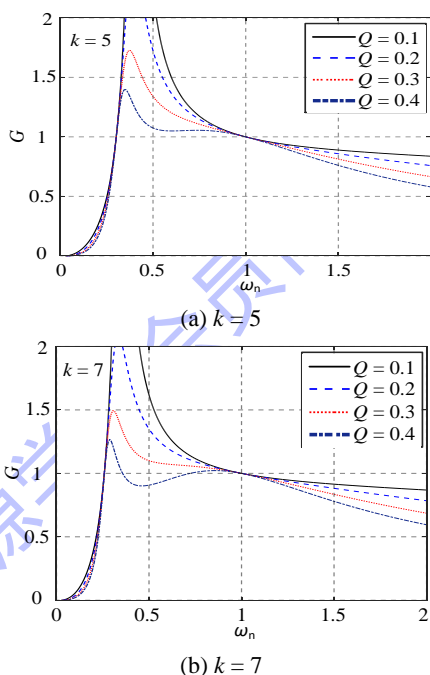


图4 CLLC 谐振变换器增益曲线

### 3 ISOP-DC/DC 系统分析与设计

#### 3.1 参数差异对增益的影响

在实际运行过程中,各模块的参数难免会存在差异,导致变换器增益出现偏差。同样以  $h$  值和  $g$  值分别表示原副边谐振电感值之比和谐振电容值之比,值为 1 表示原副边参数对称,偏离 1 越多表示不对称度越大。

为了明确原副边谐振槽参数对电压增益的影响,下面以原副边参数偏差比较大的情况为例,即极端不对称的情况作分析,当参数偏差很大的极端情况下,变换器特性将像如图 5 所示三种变换器特性趋近:

(1)  $h=0, g=1$  时,即副边谐振电感相对于原边谐振电感无穷小的情况下,CLLLC 变换器特性将与不对称的双向 CLLC 谐振变换器相似,如图 5(a)所示。而当  $h=\infty, g=1$  时,其等效电路相当于 CLLC 谐振变换器反向运行的情况。

(2)  $h=1, g=\infty$  时,即副边谐振电容相对于原边谐振电容为无穷大,变换器的等效电路如图 5(b)所示。当  $h=1, g=0$  时,其相当于图 5(b)所示变换器反向运行时的等效电路。

(3)  $h=0, g=\infty$  时,变换器就变成了如图 5(c)所示 LLC 变换器的典型结构,同理当  $h=\infty, g=0$  时,变换器为其反向运行等效电路。

以正向工作为例,图 5 所示的 3 种变换器等效模型代表了 6 种参数偏移情况,这 6 种参数偏

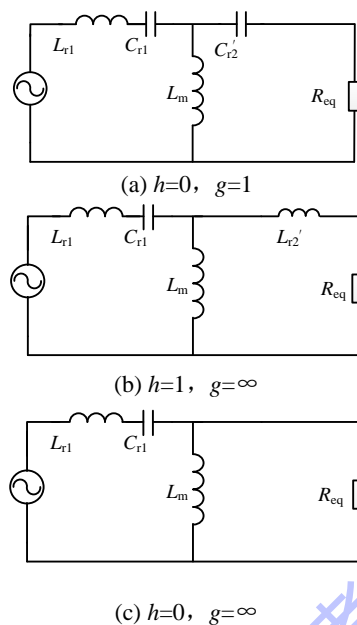


图5 谐振槽参数存在偏差时变换器的等效模型

移相对于理想情况下 CLLC 变换器电压增益来说,副边谐振槽谐振元件减少,整个拓扑仍会保持 LLC 谐振变换器的工作特性,但原边谐振槽谐振元件减少会使变换器特性与 LLC 型变换器偏离较大,因此下面根据图 5(a)、图 5(b)和图 5(c)所示 3 种副边谐振槽参数减少情况的增益曲线图进行分析。

(1) 当  $h=1, g=1$  时,拓扑为 CLLC 变换器,等效电路由图 3 给出,此时变换器增益独立点没有发生偏移,增益曲线如图 6(a)所示,此时谐振频率记做  $f_r$ 。

(2) 当原边谐振电感不变,副边谐振电感变小,那么变换器谐振槽参数将偏向容性,谐振点将向大于  $f_r$  的方向移动,且副边谐振电感越小,其增益独立点偏离  $f_r$  越多。当副边谐振电感无限小,即  $h=0, g=1$  时,等效电路如图 5(a)所示,其增益曲线如图 6(b)所示,此时增益独立点频率约为  $f_r$  频率的 1.5 倍。

(3) 当原边谐振电容不变,副边谐振电容容值增大,变换器谐振槽参数将偏向感性,谐振点将向小于  $f_r$  的方向移动,且副边谐振电容越大,其增益独立点偏离  $f_r$  越多。当副边谐振电容无限大,即  $h=1, g=\infty$  时,等效电路如图 5(b)所示,其增益曲线如图 6(c)所示,此时增益独立点频率约为  $f_r$  频率的 3/4。

(4) 而当副边谐振电感无穷小,副边谐振电容无穷大,即  $h=0, g=\infty$  时,变换器就与典型的单向 LLC 变换器的增益曲线相同,如图 6(d)所

示, 此时增益独立点频率即为 $f_r$ 。

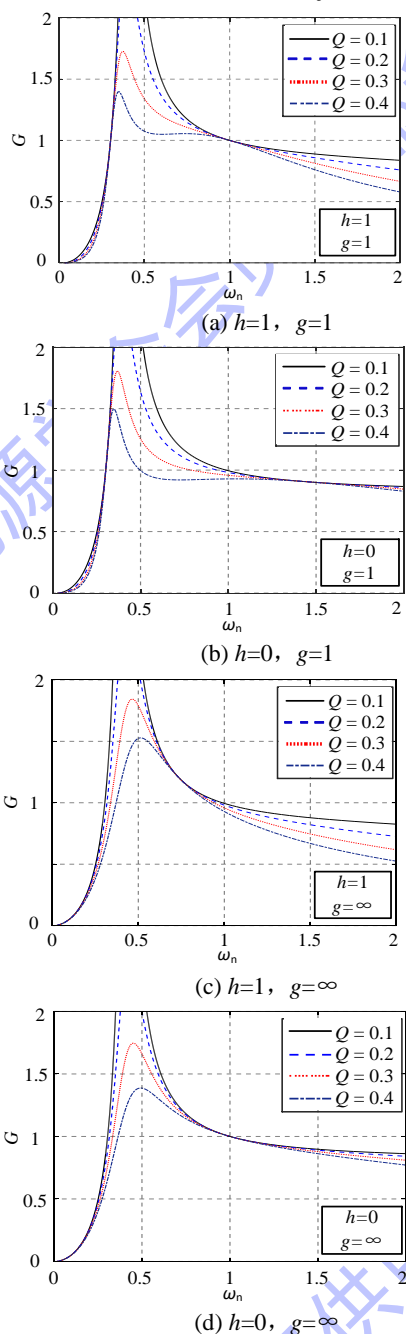


图6 原副边谐振槽参数存在偏差时的增益曲线

图7为 $h$ 值、 $k$ 值和 $Q$ 值一定,  $g$ 值不同时增益随频率变化的情况, 可见当谐振电感对称, 原副边谐振电容的不对称时,  $g$ 值偏离1越多, 其增益偏差越大, 而工作频率越接近谐振点,  $g$ 值偏离对增益的影响越小。

图8为 $h$ 值和 $Q$ 值一定, 变换器工作在原谐振频率点,  $g$ 值不同时变换器增益随 $k$ 值变化的情况, 可见随着电容偏差的增大, 变换器的增益也会发生偏离1, 同时随着电感系数 $k$ 的取值变化, 该增益的偏差也随之变化, 同时 $k$ 的取值越大, 原副边谐振电容的不对称对变换器电压增益影响也将减小。

同理, 图9为 $g$ 值、 $k$ 值和 $Q$ 值一定,  $h$ 值不同时增益随频率变化的情况, 可见当谐振电容对称,  $h$ 值偏离1越多, 相同工作频率下增益偏差越大, 而工作频率越接近谐振点,  $h$ 值偏离对增益的影响越小。

相似的, 图10为 $g$ 值和 $Q$ 值一定, 变换器工作在原谐振频率点,  $h$ 值不同时变换器增益随 $k$ 值变化的情况, 独立点的增益也会因为 $h$ 值偏离而不等于1, 但随着电感系数 $k$ 的取值变化, 该增益的偏差也随之变化,  $k$ 的取值越大, 原副边谐振电容的不对称对变换器电压增益的影响越小。

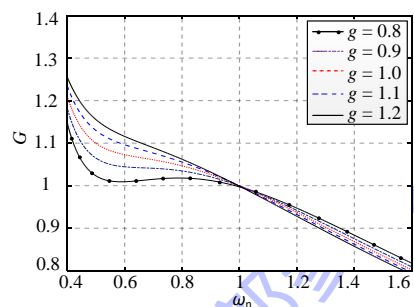


图7  $g$ 值不同时增益随频率变化情况

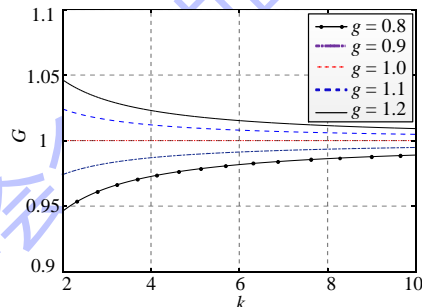


图8  $g$ 值不同时增益随 $k$ 值变化情况

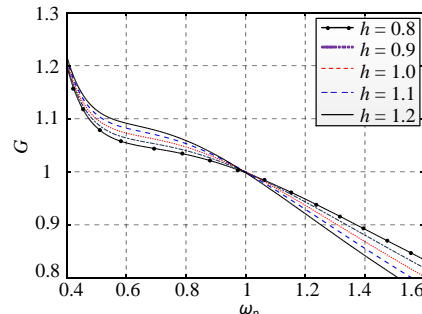


图9  $h$ 值不同时增益随频率变化情况

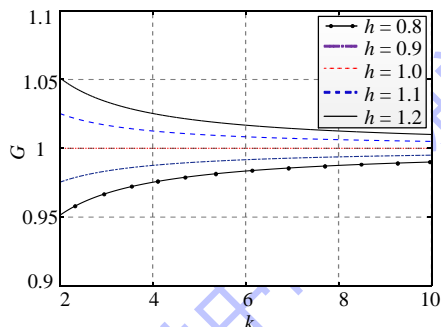


图10  $h$ 值不同时增益随 $k$ 值变化情况



由此可见，变换器参数不对称将直接影响到变换器的增益。而 ISOP 串并联系统结构如图 11 所示，系统由 CLLC 谐振变换器作为子模块，变换器正向运行时，功率从高压  $V_H$  侧往低压  $V_L$  侧传递，反向运行则反之。

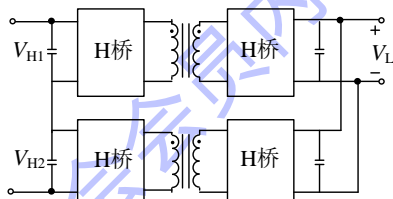


图 11 串并联系统简化图

模块参数差异将直接影响变换器的输出，从而引起的功率不平衡问题，对系统的稳定运行造成不良影响，要解决模块之间功率不平衡问题就必须采取功率均衡措施。

### 3.2 串并联系统控制设计

在图 1 中单体 DC/DC 模块的数量  $m$  可以根据高压直流母线的电压等级的高低进行增减。如果各模块的输出功率不均等，势必导致各模块输入电压不相等，从而造成过电压故障，所以我们的控制目标是首先保证各模块输入电压一致。

本文采取分散式控制方法设计系统的控制策略。正向运行控制框图如图 12 所示，其中  $V_H$  为系统高压侧端口总电压， $V_L$  为系统低压侧端口电压， $V_{H1}$ 、 $V_{H2}$  分别为两个模块高压侧端口电压， $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  分别为各模块低压侧整流输出电流。

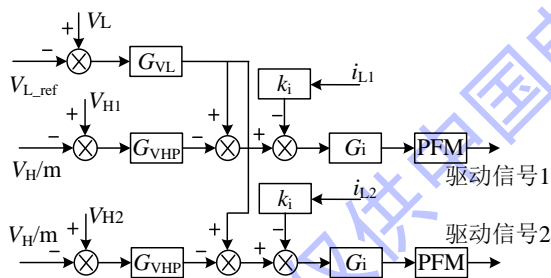


图 12 ISOP 系统控制框图

由控制框图可见： $V_L$  与给定电压  $V_{L\_ref}$  的差值以及  $V_{H1}$ 、 $V_{H2}$  与串联均压给定  $V_H/m$  的差值各自经过 PI 控制器之后共同作为电流环的给定，最后利用变频模块(PFM)给开关管提供变频驱动信号，该变频模块主要是以 DSP 控制芯片为核心搭建。

## 4 实验

为验证该串并联系统以及控制策略的正确性，本文搭建了一台高压侧电压 400V，低压侧电压 200V，功率 1000W 的实验平台，该平台由两个

CLLLC 谐振变换器高压侧串联，低压侧并联而成，其开关频率设计范围为 125kHz~175kHz，模块参数见表 1。模块的连接形式如图 11 所示，为模拟实际应用场景中各模块器件参数差异，这里设计两模块谐振参数稍有差异。下面主要从功率均衡效果以及负载切换情况分别对系统正向运行和反向运行情况进行验证。

表 1 实验平台谐振槽参数

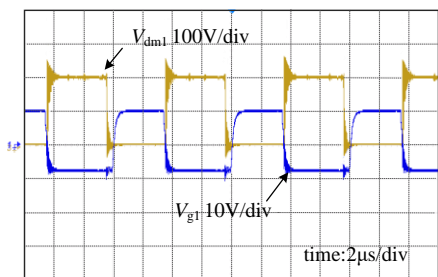
物理量	模块 1	模块 2
原边谐振电容 $C_{r1}/nF$	94.1	98.1
原边谐振电感 $L_{r1}/\mu H$	10.44	11
副边谐振电容 $C_{r2}/nF$	94.2	98.6
副边谐振电感 $L_{r2}/\mu H$	10.25	10.7
励磁电感 $L_m/\mu H$	56.5	56.1

图 13 分别给出了正向工作时，CLLLC 谐振变换器工作在欠谐振状态，变换器的软开关情况以及谐振槽的电压电流波形，系统总输入为 400V，其中  $i_{r1}$  为谐振电流， $V_{g1}$  为开关管  $M_1$  的驱动信号， $V_{dm1}$  是  $M_1$  的漏源极电压， $v_{ab}$  是谐振槽输入电压。由图 13(a)的电压波形可见，在驱动信号  $V_{g1}$  上升之前，开关管的漏源极电压  $V_{dm1}$  都已经被钳位到 0，说明变换器分别在欠谐振状态实现了零电压开通，满足设计要求。图 13(b)的谐振槽电压和电流波形可见，变换器的谐振网络呈感性，这是实现原边开关管零电压开通的条件。

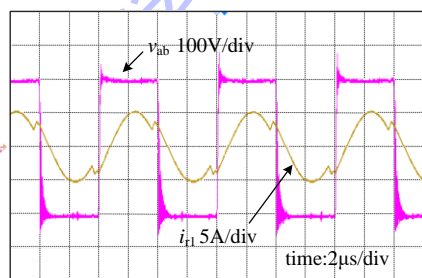
均压效果如图 14，未加入均压措施时两个模块电压相差约 40V。当  $t_1$  时刻加入均压措施之后，两个模块高压侧电容电压快速完成均压，且几乎未对低压侧电压  $V_L$  产生影响，证明功率均衡措施有效。

为验证系统控制特性优劣，下面利用负载切换验证系统稳定性和响应快速性。系统正向运行由满载 1000W 切半载 500W 负载突减时的关键波形如图 15(a)所示，低压侧电压  $V_L$  在负载突减时出现约 25V 的尖峰，从波动到稳定的电压调整时间约为 40ms，两模块高压侧分压基本未受负载突减影响。半载 500W 切满载 1000W 负载突增关键波形如图 15(b)所示，电压  $V_L$  在负载突增的时候有约 25V 的电压跌落，其电压调整时间约为 30ms，两模块高压侧均压基本未受影响。

综上所述，系统电压环和功率均衡措施都有着较好的稳定性和动态响应。



(a) 零电压开通情况



(b) 谐振槽电压和电流波形

图 13 开关管频率等于谐振频率

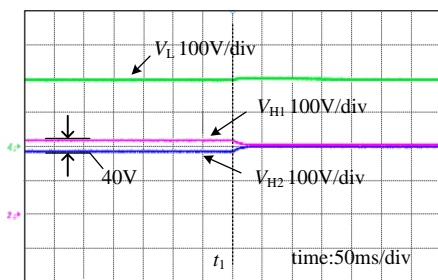
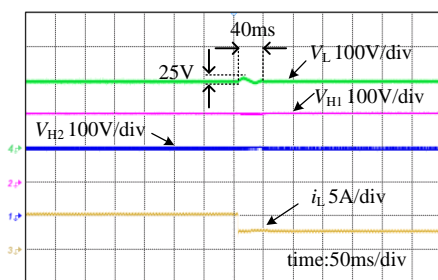
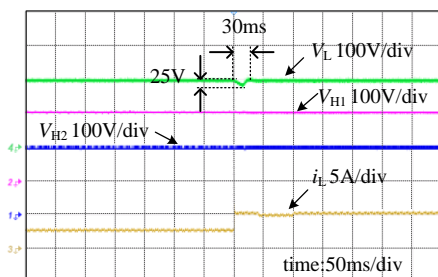


图 14 均压测试



(a) 满载切半载的波形图



(b) 半载切满载的波形图

图 15 正向 ISOP 工作时负载突变的关键波形图

## 5 结论

本文针对高压输入场合中 ISOP 拓扑提出将双向对称的 CLLC 谐振变换器作为 PET 隔离级串并联系统的子模块, 并通过对 CLLC 谐振变换器增益分析以及参数差异对串并联系统功率分配影响分析提出了分散式均压控制策略, 保证系统稳定性和功率均衡。并利用样机进行了实验验证, 其有如下优点: 1) 相对于当前广泛采用的移相全桥变换器, CLLC 谐振变换器拥有全负载范围实现软开关的优势, 有更高的功率密度; 2) CLLC 谐振变换器拓扑结构完全对称, 功率双向流动场合, 对称型拓扑在设计和控制等方面更具优势; 3) 容易集成, 便于模块化, 易于拓展; 4) 分散式均压控制策略能保证系统正反向运行稳定实现功率均衡, 并具有良好的动态响应效果。

## 参考文献

- [1] 郝瑞祥, 雷浩东, 贺涛, 等. 一种具有自动均压均流特性的组合式 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 151-160.
- [2] Chen W, Ruan X, Yan H, et al. DC/DC conversion systems consisting of multiple converter modules: stability, control, and experimental verifications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6): 1463-1474.
- [3] Ruan X, Chen W, Cheng L, et al. Control strategy for input-series-output-parallel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(4): 1174-1185.
- [4] 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.
- [5] Chen J, Sha D, Liao X. Decentralized control strategy for input-series-output-parallel modular LLC resonant DC/DC converters[C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC). IEEE, 2015: 1-5.
- [6] 张捷频, 刘建强, 杨景熙, 等. 输入串联输出并联变换器的控制器设计及稳定性分析方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(17): 180-188.