

面向直流配电网尾端功率变换的组合式直流变压器研究

刘 闯¹,何达成²,徐鑫哲³

(1. 东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012;2. 国网江苏省电力有限公司常州供电分公司,江苏 常州 213000;3. 国网北京电力公司,北京 100000)

摘要:着力于未来直流配电网尾端功率变换应用研究,提出了一种新型高频隔离型组合式直流变压器(ADCT)概念,利用标准化模块来构建所期望的系统结构,并通过临近控制来协调模块功率,进而实现整体平衡。临近控制主要利用谐振变换器的电压箝位特性实现电压平衡,同时利用电磁耦合电流平衡(MC-CB)单元保证模块间的电流平衡。基于标准化模块,将一种新型的 IS-IPOP 型串并联结构应用于 ADCT 中。最后,搭建的 ADCT 硬件实验系统也验证了所提方案的有效性和合理性。

关键词:直流配电网;高频隔离;临近控制;谐振直流变换;电磁耦合电流平衡

中图分类号:TM 761

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.07.006

0 引言

现有交流配电网已经无法满足用户多样化的用电需求和大量新能源的接入,而直流配电网也有着交流网无法比拟的优势,诸如提高电容量和电能质量、快速独立地控制有功功率、接入可再生能源灵活便捷等,无疑将会成为未来配电网研究的主要方向^[1-3]。为了实现直流配电网内不同电压等级间的电压变换和电气隔离,直流能量的变换就不可避免,所以直流变压器 DCT(Direct Current Transformer)的概念应运而生。与传统交流变压器相比,直流变压器无法直接通过电磁感应实现电压变换,而需要依靠相应的电力电子技术实现电压变换和功率传递,主要方式是通过电力电子变流器实现高频变换,并通过高频隔离变压器实现电压变换及电气隔离。

目前对于直流变压器的研究正处于起步阶段,且大多是应用在低压小容量领域的高频隔离型 HFI(High-Frequency Isolation)直流变换器。高压大容量领域方面,目前较热的交替桥臂变换器 AAC(Alternate Arm Converter)与模块化多电平换流器 MMC(Modular Multilevel Converter)的 DC-DC 系统,其研究也仅处于初步的理论探讨与实验验证阶段,结构和控制都相对比较复杂,且采用中频电气隔离,高频隔离技术少有涉及^[4-5]。

随着电力电子集成技术的发展,电力电子变换设备开始倾向于标准化、模块化设计,然后通过标准模块的组合构成新的变换系统,从而简化设计、缩短开发周期和降低产品成本。区别于 MMC 和 AAC,标准化模块技术因其子模块的独立控制而具有更高的模块化程度和灵活性,应用更加广泛。基于这种

标准化高频隔离变换模块,组合式直流变压器 ADCT(Assembled DC Transformer)能够提供更高的功率密度,降低半导体开关器件的压力,同时也能简化整个系统的控制,更加可靠。

本文从 ADCT 的结构出发,详细介绍了 IS-IPOP 型结构,并阐述了标准化模块及其临近控制、ADCT 整体系统,最后通过具体的硬件实验验证了所提出系统的正确性和有效性。

1 系统结构

串并联技术旨在通过对标准化模块串联分压、并联分流来使功率变换系统获得理想的设备额定值,从而适用于不同功率变换场合。同时,相比于单体大功率设备,串并联系统也有着诸多优势,包括减小磁性元件体积、降低器件压力、提高全局效率、优化散热、提高系统稳定性和功率密度等。

1.1 传统串并联结构

适用于直流变压环节的传统串并联结构主要包括前串后并型 ISOP(Input-Series Output-Parallel)和前并后并型 IPOP(Input-Parallel Output-Parallel)2 类,如图 1 所示,其平衡控制包括输入电流均流 ICS(Input-Current-Sharing)、输出电流均流 OCS(Output-Current-Sharing)、输入电压均压 IVS(Input-Voltage-Sharing)和输出电压均压 OVS(Output-Voltage-Sharing)。图中, V_{in} 、 V_{out} 分别为输入、输出电压;DC-T 模

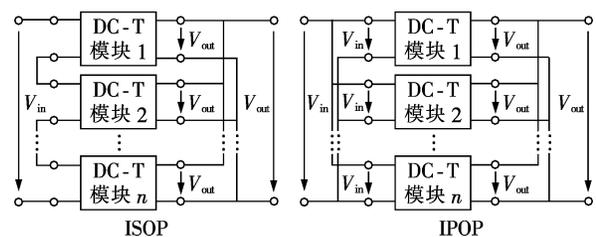


图 1 传统串并联结构

Fig.1 Traditional series-parallel structure

收稿日期:2017-02-12;修回日期:2018-02-10

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51307021)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51307021)

块指直流变压器模块。

ISOP 型系统主要适用于高压输入、低压大电流输出的场合。通过标准化模块输入端的串联连接提高装置的输入电压,而且串联结构同时也保证了 ICS。输出端并联获得大电流输出,也使得每个模块都具有相同的输出电压。因此,对于 ISOP 型变换系统,其功率平衡的主要目标在于实现 IVS 和 OCS。另外,ISOP 型系统由于其本身的结构限制,不利于系统的冗余备份和模块的有载投切。

IPOP 型变换系统则更多地用于要求低电压输入、大电流输出的场合。这种连接方式避免了电压的平衡控制,ICS 和 OCS 成为了 IPOP 型系统的控制目标。相比于 ISOP 型系统,IPOP 型系统可以通过特定开关实现模块的有载投切,也有利于系统的后期扩容和冗余备份。

为了实现串并联系统子模块间的功率平衡,国内外学者做了大量的尝试和研究,提出了许多功率平衡的控制策略^[6-13]。公共占空比^[6]是一种简单常用的方法,可以自然实现模块间的电压和电流平衡。但是这一控制方案对于模块的参数差异要求异常苛刻,只有在模块参数完全一样的情况下,才能取得显著的平衡效果。为了克服模块参数差异带来的功率不平衡问题,闭环控制策略的采用显得尤为必要。文献[7]提出了一种主从控制策略,将模块分为 1 个主模块和若干个从模块,控制器控制主模块,其他从模块跟从主模块,实现功率平衡。这种主从控制可靠性显然不高,而且从模块的响应速度也是一大问题。通过输出电压环和独立的输入电压环,解耦控制^[8]可实现 ISOP 系统的 IVS 和 OCS。文献[9-13]所介绍的几种平衡策略常用于串并联系统中,但是这类带有专门电流控制的 ISOP 系统需要共用一个中央控制器,限制了串并联结构模块化的优势。另外,以上这些控制策略都需要复杂的控制和采样电路,降低了系统的稳定性。在控制策略的简化上,国内外也鲜有突破。

1.2 新型 IS-IPOP 型结构

为适应广泛的直流变换应用,要求设备可以适应更宽的电压等级和功率等级调节范围。为此,本文提出了图 2 所示的一种复合型串并联结构(图中, V_{deH} 、 V_{deh} 分别为组合式直流变压器高压侧、低压侧直流电压; V_{in} 、 V_{out} 分别为各模块群输入、输出电压; N 为模块群数),通过对 IPOP 型系统再次经过 ISOP 方式的组合构成新型的 IS-IPOP 型结构。这一结构兼具了 ISOP 和 IPOP 型结构的特点和优势,可灵活实现模块的有载投切,利于日后的容量扩展和冗余备份。但是由于各模块的硬件参数差异,这类串并联结构的功率平衡控制将是一大难题。为此本文提出一种临近控制策略。

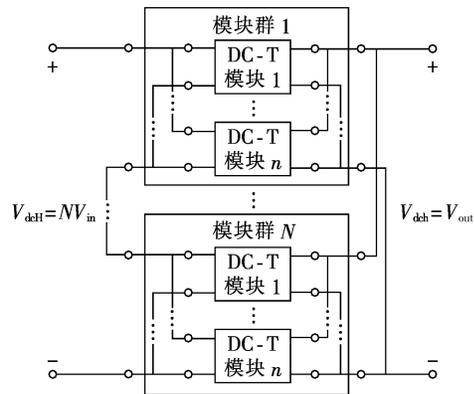


图 2 所提出的新型 IS-IPOP 型结构

Fig.2 Proposed novel IS-IPOP structure of system

2 直流变压器模块及其临近控制

2.1 标准化高频隔离型模块

本文采用 LLC 谐振变换器^[14-16]作为直流变压器的标准化模块。图 3 所示的两电平 LLC 谐振变换器,主要包括逆变、谐振和整流 3 个环节,其中逆变和整流环节均为全桥结构,谐振环节内 L_m 、 L_r 、 C_r 分别为变压器励磁电感、变压器漏感、谐振电容。图中,HFT 为高频变压器; C_1 和 C_2 分别为模块输入和输出侧的稳压电容; i_{in} 为输入直流电流; i_o 为输出直流电流; i_{pri} 、 i_{sec} 分别为 HFT 一、二次侧电流; i_m 为励磁电流; V_{ab} 为 LLC 谐振腔两侧电压。

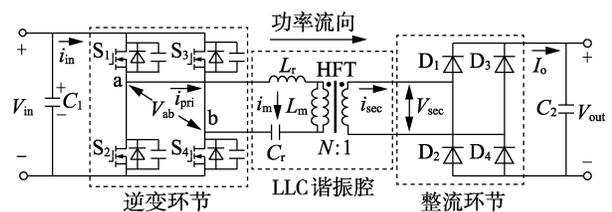


图 3 LLC 谐振变换模块

Fig.3 LLC resonant converter module

在近似谐振模式下,逆变环节发出一个准谐振频率的方波电压,此方波电压施加在 LLC 谐振腔两侧,在谐振腔内生成近似正弦的高频电流,然后经高频变压器变换至二次侧,通过整流电路到达直流输出端。适当的死区设置配合近似正弦的电流可在逆变环节实现零电压开通(ZVS),在整流环节实现零电流关断(ZCS),因此 LLC 谐振变换器可以工作在高频下,降低器件的功率损耗,提高变压器的功率密度,减小变压器的体积。

2.2 临近控制策略

临近控制的提出旨在通过相邻模块间的局部平衡控制达到系统的整体协调平衡控制。区别于传统控制策略,临近控制的实现主要依赖于硬件电路自身的工作特性。临近控制下,模块利用其自身特性,影响相邻模块的工作状态,并一级一级逐渐扩散至整个系统,这一点与主从控制有些类似。不同的是,

临近控制下,系统内各模块并无主从之分,而是同时作用于系统,既是主模块,也是从模块,因而整个系统的响应速度很快,平衡效果也十分显著。

具体应用于 IS-IPOP 型系统中时,临近控制策略控制主要分为两部分:ISOP 结构内的输入端电压平衡控制和 IPOP 结构内的模块电流平衡控制。

2.2.1 电压平衡控制策略

LLC 谐振变换器在准谐振模式下具有几乎恒定的电压增益^[14-16],可在一侧电压固定的情况下有效箝住另一侧电压,这就是本文所提出的临近控制的电压部分。利用 LLC 谐振变换器的电压箝位效应,ADCT 模块间功率平衡控制策略将大幅简化。

在 ISOP 型结构下,标准化模块前端的串联结构使得各个模块的一、二次侧电流都趋于平衡,后端相互并联且保持相同的输出电压,故 IVS 成为这一结构的主要控制目标。在准谐振模式下,由于电压箝位效应,谐振变换器模块串联输入端实现电压等分,这一特性巧妙地解决了 ISOP 系统的电压平衡问题,无需额外的外围控制电路。

2.2.2 电流平衡控制策略

相比于 ISOP 型结构,IPOP 型系统的主要控制目标在于 ICS 和 OCS 的实现。为简化传统控制策略,本文提出的临近控制的电流部分主要通过电磁耦合电流平衡 MC-CB (Magnetic-Coupling Current-Balancing) 单元实现,其连接方式如图 4 所示。

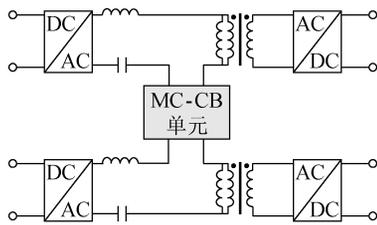


图 4 IPOP 系统中的 MC-CB 单元

Fig.4 Proposed MC-CB cell in IPOP system

图 4 所示的 MC-CB 单元是由 2 个匝数相同的耦合线圈构成,分别串联在上下级模块的回路内并保障电流隔离。MC-CB 单元电磁模型如图 5 所示。图中,上级模块的一次侧电流 i_U 流入 MC-CB 单元并在磁路内生成磁通 B_U ;下级模块的一次侧电流 i_L 在磁路内生成磁通 B_L 。正负磁通相互作用构成等效总磁链 Ψ_Σ 。根据楞次定律和电磁定律,总磁链 Ψ_Σ 在 MC-CB 单元上、下线圈内分别生成磁动势 E_U

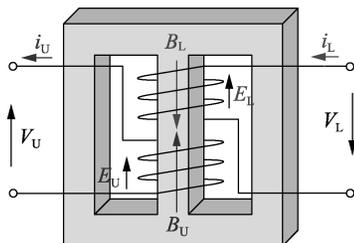


图 5 MC-CB 单元电磁模型

Fig.5 Electromagnetic model of MC-CB cell

和 E_L 。假设 $i_U > i_L$, i_U 在反向磁动势 E_U 作用下不断降低, i_L 则不断升高,直到 $i_U = i_L$, 此时上、下级线圈的感应电压 $V_U = V_L = 0$ 。

根据 MC-CB 单元的电磁模型可以得到其等效电路如图 6 所示。图中, r_U 、 r_L 分别为 MC-CB 单元上、下级线圈的等效电阻; L_U 、 L_L 分别为 MC-CB 单元上、下级线圈的自感; M 为互感。由于 MC-CB 单元的强耦合作用, L_U 、 L_L 和 M 基本相同, 因此可近似认为 $L_U = L_L = M$ 。

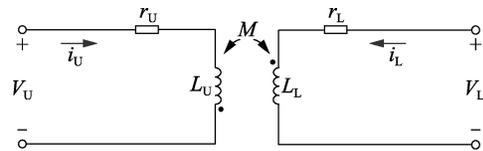


图 6 MC-CB 单元等效模型

Fig.6 Equivalent model of MC-CB cell

MC-CB 单元上、下级线圈的感应电压分别为:

$$\begin{cases} V_U = \frac{d\psi_U}{dt} + i_U r_U \\ V_L = \frac{d\psi_L}{dt} + i_L r_L \end{cases} \quad (1)$$

由于 MC-CB 单元线圈等效电阻相当小, 此处可忽略不计, 故其感应电压可以写为:

$$\begin{cases} V_U = V_{LU} = L_U \frac{di_U}{dt} - M \frac{di_L}{dt} \\ V_L = V_{LL} = L_L \frac{di_L}{dt} - M \frac{di_U}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

其中, V_{LU} 、 V_{LL} 分别为 L_U 、 L_L 上的电压。

在近似谐振频率模式下, 加入了 MC-CB 单元的 IPOP 谐振变换系统等效电路模型如图 7 左侧所示, 其中各元件参数均已归算至一次侧。由于谐振电感 L_{vj} ($j=1, 2$) 和谐振电容 C_{vj} 的作用相互抵消, 即 $j\omega_r L_{vj} + 1/(j\omega_r C_{vj}) = 0$, 其中 ω_r 为谐振角频率, 故可进一步简化为图 7 右侧模型。图中, V_{iacj} 、 V_{oacj} 分别为 LLC 谐振变换器模块 j 的等效交流输入、输出电压; L_{vj} 、 C_{vj} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的谐振电感和谐振电容; V_{Lvj} 、 V_{Cvj} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的谐振电感和谐振电容两侧电压; R_{acj} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的

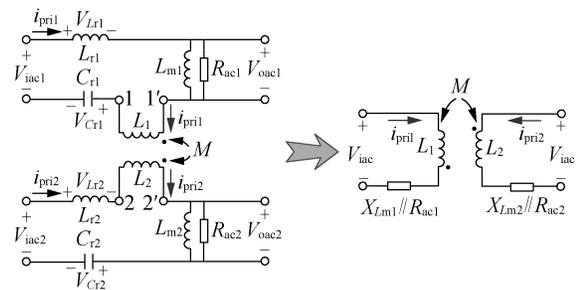


图 7 带有 MC-CB 单元的 IPOP 谐振变换系统等效模型

Fig.7 Equivalent model of IPOP resonant converter system based on MC-CB cell

等效交流电阻; L_{mj} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的励磁电感; L_j 为 MC-CB 单元接入 LLC 谐振变换器模块 j 一侧的线圈电感; i_{prij} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的一次侧电流; X_{Lmj} 为 LLC 谐振变换器模块 j 的励磁电感等效阻抗。

由图 7 可以分别得到 LLC 谐振变换器模块 1 和模块 2 的等效交流输入电压, 即 V_{iac1} 和 V_{iac2} , 如式 (3) 所示。

$$\begin{cases} V_{iac1} = (X_{Lm1} // R_{ac1}) i_{pri1} + V_{L1} \\ V_{iac2} = (X_{Lm2} // R_{ac2}) i_{pri2} + V_{L2} \end{cases} \quad (3)$$

其中, V_{L1} 、 V_{L2} 分别为 L_1 、 L_2 两侧的电压。

而对于 k 模块系统以及其间 $k-1$ 个 MC-CB 单元, 其简化等效电路模型如图 8 所示。相应的等效交流输入电压为:

$$\begin{cases} V_{iac1} = (X_{Lm1} // R_{ac1}) i_{pri1} + V_{L11} \\ V_{iac2} = (X_{Lm2} // R_{ac2}) i_{pri2} + V_{L12} + V_{L21} \\ V_{iac3} = (X_{Lm2} // R_{ac2}) i_{pri2} + V_{L22} + V_{L31} \\ \vdots \\ V_{iac(k-1)} = (X_{Lm(k-1)} // R_{ac(k-1)}) i_{pri(k-1)} + V_{L(k-2)2} + V_{L(k-1)1} \\ V_{iac k} = (X_{Lmk} // R_{ack}) i_{pri k} + V_{L(k-1)2} \end{cases} \quad (4)$$

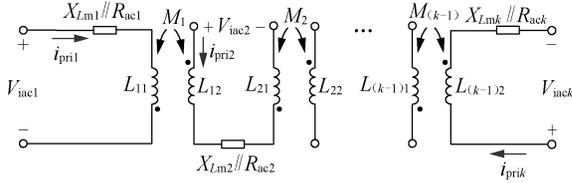


图 8 k 模块等效电路模型

Fig.8 k -module equivalent model

当 MC-CB 单元稳态运行时, 两模块 IPOPOP 系统实现模块间电流平衡, 即 $i_{pri1} = i_{pri2}$, 由式 (2) 可得线圈感应电压为 $V_{L1} = V_{L2} = 0$ 。同样, 在 k 模块系统中则有, $V_{L11} = V_{L12} = V_{L21} = V_{L22} = \dots = V_{L(k-1)1} = V_{L(k-2)2} = 0$ 。此时, 各模块输入电压则仅与变压器变比有关, 如式 (5) 所示。

$$\begin{cases} V_{iac1} = (X_{Lm1} // R_{ac1}) i_{pri1} = \frac{4n_1 V_o}{\pi} \sin(\omega t) \\ V_{iac2} = (X_{Lm2} // R_{ac2}) i_{pri2} = \frac{4n_2 V_o}{\pi} \sin(\omega t) \\ V_{iac3} = (X_{Lm2} // R_{ac2}) i_{pri2} = \frac{4n_3 V_o}{\pi} \sin(\omega t) \\ \vdots \\ V_{iac(k-1)} = (X_{Lm(k-1)} // R_{ac(k-1)}) i_{pri(k-1)} = \frac{4n_{(k-1)} V_o}{\pi} \sin(\omega t) \\ V_{iac k} = (X_{Lmk} // R_{ack}) i_{pri k} = \frac{4n_k V_o}{\pi} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (5)$$

MC-CB 单元平衡状态下的电磁模型仿真结果如附录中图 A1(a) 所示, 磁路内总磁通 $\Psi_{\Sigma} = 0$ 。而

在不平衡状态下, 假设 $i_{pri1} \geq i_{pri2}$, 由安培环路定律可得 MC-CB 单元总磁通量 Ψ_{Σ} 为:

$$\Psi_{\Sigma} = \frac{\mu_i N_{CB} |i_{pri1} - i_{pri2}| S}{L_R} \quad (6)$$

其中, μ_i 为磁导率; N_{CB} 为电流平衡单元线圈匝数; S 为磁芯横截面积; L_R 为等效磁路长度。

由楞次定律可知, MC-CB 单元的总磁通量 Ψ_{Σ} 产生感应电动势影响各线圈电压直至 $V_{L1} = V_{L2} = 0$, 同时线圈内电流发生相应变化, 最终达到 $i_{pri1} = i_{pri2}$ 。MC-CB 单元在电流不平衡下的仿真结果如附录中图 A1(b) 所示。对于系统内的各级 MC-CB 单元, 其原理相同, 且能在相互作用下同时达到平衡。

最后, 通过相应的开关器件, 可很容易地实现对 MC-CB 单元和标准化模块的有载投切, 有效实现 IPOPOP 型系统的模块效率最优分配, 提升系统的可靠性。

3 组合式直流变压器

3.1 ISOP 和 IPOPOP 型谐振变换系统

基于 ISOP 和 IPOPOP 型结构的串并联系统如附录中图 A2 和图 A3 所示。对于 LLC 谐振变换器模块组成的 ISOP 系统, 由于电压箝位效应的作用, 输入电压平衡和输出电流平衡都能硬件自适应实现。在近似谐振模式下, ISOP 系统的各模块输出电压保持恒定且相同。而 LLC 谐振变换器的恒定电压增益使得各模块输出端电压可实现自然平衡。另外, 输入端的串联结构保证了一次侧的电流平衡, 进而通过变压器实现二次侧电流平衡。ISOP 系统在开环控制下利用多级低功率模块适应高压大电流领域的应用, 同时实现了高变比变换。

MC-CB 单元的加入使得 IPOPOP 型系统的子模块电流平衡得到了保障。MC-CB 单元可对所连接的上下级模块一次侧电流实现平衡控制。如图 A3(b) 所示, 各级模块一次侧回路通过 MC-CB 单元相互关联在一起, 各级模块一次侧电流相互作用, 同时实现电流平衡。MC-CB 单元通过相邻模块间的电流平衡实现 IPOPOP 型系统的整体电流平衡, 也体现了本文所提出的临近控制概念。

3.2 IS-IPOPOP 型 ADCT 系统

基于 IS-IPOPOP 型谐振变换器结构和临近控制策略的高频隔离型 ADCT 概念如图 A3 所示。LLC 谐振变换器模块通过 IPOPOP 结构连接构成一个模块群后, 再通过 ISOP 结构连接得到所需的 IS-IPOPOP 型 ADCT 系统。为保证子模块间的功率平衡, 各个模块群的子模块数应保持相同, 且投切操作应在每个模块群的同级子模块上同时进行。

ADCT 概念主要包含 2 个方面: 一方面是通过标准化模块组合期望的系统结构, 另一方面利用 LLC 谐振变换器近似谐振模式下的电压箝位效应和

MC-CB 单元构成的临近控制策略实现系统全局的协调控制。

相比于传统的串并联直流变换系统,ADCT 可适应不同电压等级应用场合,具备设备容量调节,模块有载投切等优势。其次,ADCT 摒弃了一般串并联系统的复杂控制策略,利用本文提出的临近控制策略,更有利于系统模块化设计,保证各模块的独立性。另外,迅速的动态响应与可靠的硬件自我调控极大加强了整个系统的可靠性与安全性。而摆脱中央控制的掣肘后,ADCT 可发挥其现场应用的最大优势,即标准化模块的即插即用式应用。这一优势使得普通作业人员在无专家现场调试的情况下,也能随时随地地快速完成 ADCT 的组装和投切。因此,ADCT 将会在未来直流配电网发挥巨大作用。

ADCT 的主要缺陷也显而易见,主要是设备的成本及体积问题。相比于传统的控制电路,MC-CB 单元的引入无疑将占用大量空间,标准化模块的体积相应增加。同时,MC-CB 单元也额外增加了设备的硬件成本。这一缺陷无法避免,但可通过提高工作频率来进一步改善。变压器和 MC-CB 单元体积在高频下可以得到进一步的压缩,磁芯和线圈的消耗也相应减少。最后,通过合理的箱体空间规划进一步消除影响。

4 实验验证

为验证组合式直流变压器理论的正确性和有效性,搭建了如附录中图 A4 所示的 2×2 模块组合式直流变压器实验系统。LLC 谐振变换器标准化模块对应的系统参数如下:变压器变比为 $1:1$, $N_{CB} = 6$, 开关频率 $f_s = 55$ kHz, $L_{m1} = 192.1$ μ H, $L_{m2} = 189.7$ μ H, $L_{m3} = 190.4$ μ H, $L_{m4} = 188.2$ μ H, $L_{r1} = 7.94$ μ H, $L_{r2} = 8.24$ μ H, $L_{r3} = 8.13$ μ H, $L_{r4} = 7.83$ μ H, $C_{r1} = C_{r2} = C_{r3} = C_{r4} = 1$ μ F。电路主要元件型号如下: S_1 — S_{16} 采用 IPW65R041CFD, D_1 — D_{16} 采用 IDW40G65C5, C_{r1} — C_{r4} 采用 C4BSNBX4100ZAFJ, C_1 、 C_2 采用 UP3-21484K, 变压器磁芯采用 E80/38/20-3C95, MC-CB 单元磁芯采用 E100/60/28-3c94。

4.1 ISOP 型系统实验

首先验证临近控制的电压部分,即 LLC 谐振变换器的电压箝位效应,实验采用了两模块的 ISOP 型系统进行验证,其直流输入电压为 400 V,直流输出电压 200 V,负载电阻 16 Ω ,工作于开环状态下。

4.1.1 稳态实验

基于 ISOP 结构的谐振变换系统稳态工作波形如图 9 所示。图 9(a)为总输入电压 V_{in} 和两模块的输入电压 V_{dc1} 、 V_{dc2} 波形,可见 2 个模块输入电压相等且都为总输入电压的一半,这体现出了 LLC 谐振变换模块良好的电压箝位特性,且在 ISOP 型系统中是

切实有效可行的。图 9(b)为系统总输入电流 i_{in} 和两模块输出电流 i_{dc1} 、 i_{dc2} 波形,图 9(c)为两模块一次侧电压 V_{a1b1} 、 V_{a2b2} 和一次侧电流 i_{pri1} 、 i_{pri2} 波形,从中也可看出 ISOP 型系统出色的电压和电流平衡特性。

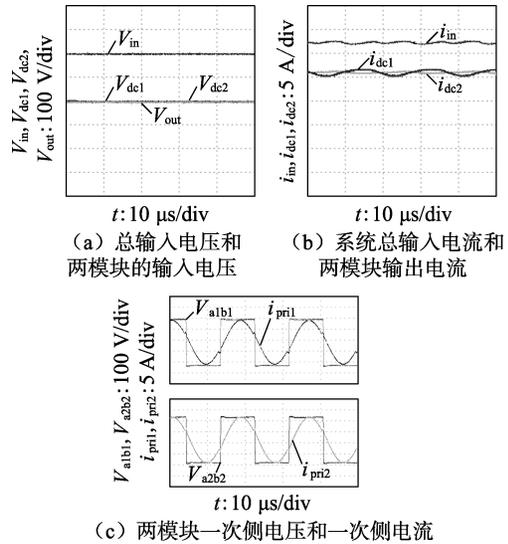


图 9 两模块 ISOP 型系统实验结果

Fig.9 Experimental results of two-module ISOP system

4.1.2 动态实验

在负荷发生跳变时,负载电流将发生较大变化,系统会承受较高的冲击,为测定系统在动态下的平衡特性和动态恢复时间,实验设置了一个 16~27 Ω 之间的负载变化。图 10(a)和(b)分别为负载电阻从 16 Ω 突增至 27 Ω 和从 27 Ω 突降至 16 Ω 的动态波形。图中模块二次侧电压 V_{sec1} 、 V_{sec2} 在动态过程中一直保持恒定无波动,二次侧电流 i_{sec1} 、 i_{sec2} 分别在 1.8 ms 和 0.35 ms 后再次达到平衡。可见,ISOP 型谐振变换系统在动态下依然保持了良好的平衡性能。

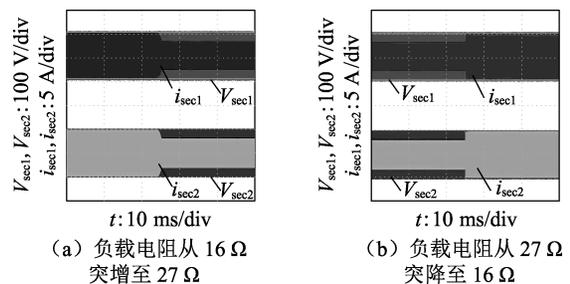


图 10 两模块 ISOP 型系统动态实验结果

Fig.10 Transient experimental results of two-module ISOP system

4.2 IPOP 型系统实验

为证明开环下 MC-CB 单元良好的工作特性,首先需要了解 IPOP 型系统在无 MC-CB 单元下的工作特性。通过对两模块 IPOP 型系统进行实验,其输入电压为 200 V,电阻负载为 16 Ω ,得到了如图 11 所示的实验结果,模块 1 输入电流 i_{dc1} 几乎为 0,而模块 2 输入电流 i_{dc2} 则几乎等于总输入电 i_{in} 。另外,两模

块的一次侧电流 (i_{pri1} 、 i_{pri2}) 也有着较大差异。因此, 在无 MC-CB 单元且模块间参数差异十分相近的情况下, 两模块间依然有着极大的不平衡现象。

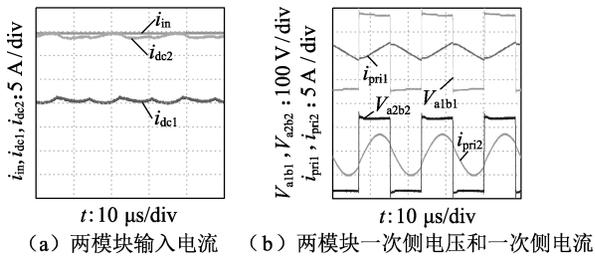


图 11 无 MC-CB 单元的两模块 IPOP 系统实验结果

Fig.11 Experimental results of two-module IPOP system without MC-CB cell

4.2.1 稳态实验

在 IPOP 型系统相邻模块间加入 MC-CB 单元后, 实验结果如图 12(a) 所示, 两模块输入电流 i_{dc1} 、 i_{dc2} 达到了平衡, 一次侧电流 i_{pri1} 、 i_{pri2} 也保持相同。同样, 对于如图 12(b) 所示的三模块 IPOP 型系统的均流实验, MC-CB 单元也表现出了良好的工作特性。与无 MC-CB 单元的实验对比可见, MC-CB 单元可实现有参数差异的模块间的电流平衡控制。表 1 为两模块 IPOP 型系统平衡前、后的各项电流值。

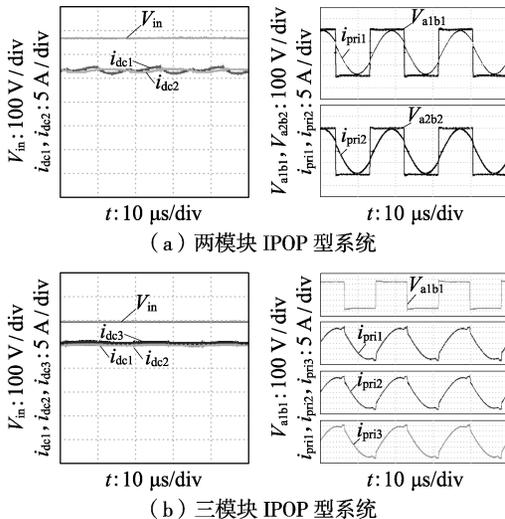


图 12 有 MC-CB 单元的 IPOP 型系统稳态实验结果

Fig.12 Steady-state experimental results of IPOP system with MC-CB cell

表 1 平衡前后运行状态

观测电流	有效值/A	
	平衡前	平衡后
i_{in}	5.795	5.377
i_{dc1}	0.199	2.663
i_{dc2}	5.552	2.644
i_{pri1}	2.310	6.730
i_{pri2}	6.780	6.920

4.2.2 动态实验

在负载电阻从 16Ω 突增至 27Ω 和从 27Ω 突降至 16Ω 时, 探究 MC-CB 单元的动态特性, 图 13 即为 IPOP 型系统的动态实验波形。由图可见, 两模块二次侧电压 V_{sec1} 、 V_{sec2} 恒定无波动; 二次侧电流 i_{sec1} 、 i_{sec2} 变化趋势平稳快速, 且很快达到新的平衡点, 其动态恢复时间分别为 1.83 ms 和 0.35 ms 。

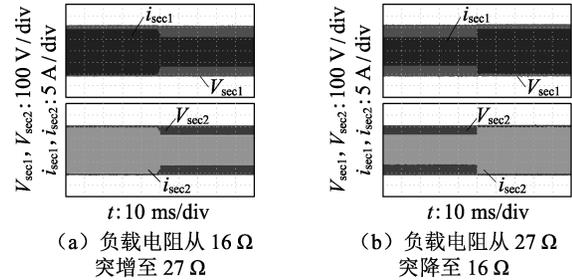


图 13 两模块 IPOP 型系统动态实验结果

Fig.13 Transient experimental results of two-module IPOP system

4.2.3 模块有载投切实验

IPOP 型系统的一大优势就是利于模块投切, 其有载投切下的动态波形如图 14 所示。模块 2 投入瞬间, 其内有略大的电流冲击, 在完成对储能元件的充电后, 两模块一次侧电流 i_{pri1} 、 i_{pri2} 迅速降低达到平衡, 动态过程持续大约 $136 \mu\text{s}$, 如图 14(a) 所示。而在模块 2 切除的瞬间, 两模块一次侧电流 i_{pri1} 、 i_{pri2} 同时截止为 0, 而后模块 1 电流 i_{pri1} 又迅速升高并超过切除前电流值达到稳态, 动态过程持续大约 $102 \mu\text{s}$ 。同时, 两模块一次侧电压 V_{a1b1} 、 V_{a2b2} 在投切前后也都十分稳定。实验结果验证了 MC-CB 单元出色的动态特性。

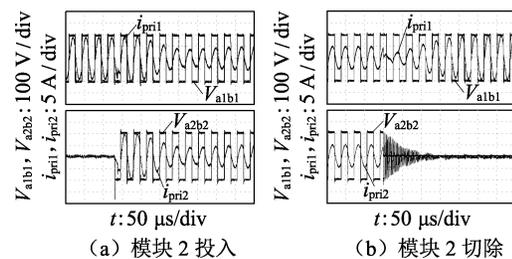


图 14 模块有载投切动态实验结果

Fig.14 Transient experimental results of on-load adding and cutting

4.3 ADCT 系统实验

4.1 和 4.2 节分别实验验证了临近控制的电压和电流部分在各自系统内的有效性和正确性。本节通过 2×2 模块 ADCT 系统的实验探究临近控制下的 IS-IPOP 型系统功率平衡特性。系统工作于开环控制下, 直流输入电压为 400 V , 阻性负载为 16Ω 。

4.3.1 稳态实验

2×2 模块 ADCT 系统的稳态实验如图 15 所示。

由图 15(a)可见,系统的输入电压 V_{in} 在稳态下均分在 2 个模块群上,即 V_{dc1} 和 V_{dc2} ;由图 15(b)可见,一次侧电压 V_{a1b1} 、 V_{a2b2} 、 V_{a3b3} 、 V_{a4b4} 也保持一致。这说明 LLC 谐振变换器模块在 ADCT 系统内依然保持了良好的电压箝位特性。图 15(b)中 4 个模块几乎相等的一次侧电流 i_{pri1} 、 i_{pri2} 、 i_{pri3} 、 i_{pri4} 波形也证明了 MC-CB 单元在 IS-IPOP 型系统下的有效性。

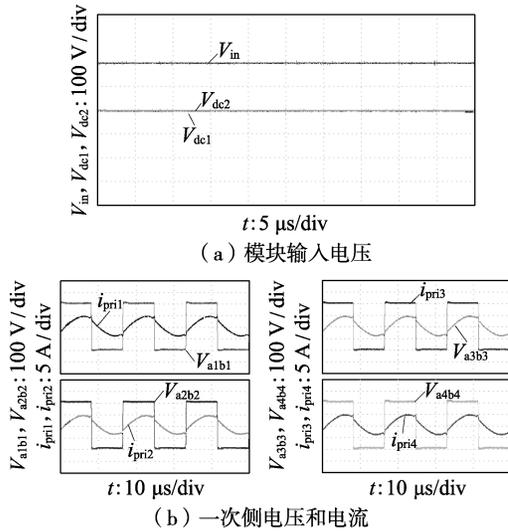


图 15 2x2 模块 ADCT 系统的稳态实验结果

Fig.15 Steady-state experimental results of 2x2 module ADCT system

4.3.2 动态实验

同样通过负载电阻从 16Ω 突增至 27Ω 和从 27Ω 突降至 16Ω 时的动态实验,得到如图 16 所示的结果。无论负载是增加还是减少,ADCT 系统各模块二次侧电流 i_{sec1} 、 i_{sec2} 、 i_{sec3} 、 i_{sec4} 都能在短时间内达到新的平衡,其动态过程分别持续了 3.33 ms 和 $232 \mu\text{s}$ 。实验结果说明基于临近控制的 ADCT 系统具有较高的可靠性和稳定性。

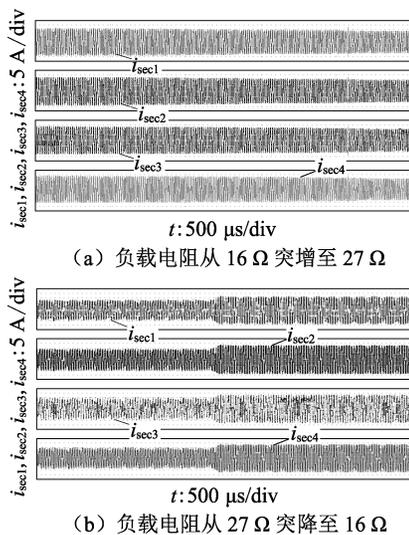


图 16 2x2 模块 ADCT 动态实验结果

Fig.16 Transient experimental results of 2x2 module ADCT system

5 结论

本文提出了一种新型高频隔离型 ADCT 概念及其临近控制策略,通过标准化模块构建所期望的系统结构,利用临近控制实现全局协调控制。实验结果证明了这一方案的有效性和正确性。另外,ADCT 的开环控制、易于扩展、操作简单和稳定可靠等优点也预示着这一概念的巨大潜力。

附录见本刊网络版 (<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 孙谦浩,王裕,宋强,等. 应用于直流配电网的双向全桥直流变换器比较分析[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):49-56. SUN Qianhao, WANG Yu, SONG Qiang, et al. Analysis and comparison of dual-active-bridge DC/DC converters in DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10):49-56.
- [2] 彭克,张新慧,陈羽,等. 适用于多端柔性互联的交直流配电网潮流计算方法[J]. 电力自动化设备,2017,37(1):22-27. PENG Ke, ZHANG Xinhui, CHEN Yu, et al. Power flow calculation algorithm for AC-DC hybrid distribution network with multi-terminal flexible interconnection[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(1):22-27.
- [3] 孙鹏飞,贺春光,邵华,等. 直流配电网研究现状与发展[J]. 电力自动化设备,2016,36(6):64-73. SUN Pengfei, HE Chunguang, SHAO Hua, et al. Research status and development of DC distribution network [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(6):64-73.
- [4] LUTH T, MERLIN M M C, GREEN T C, et al. High-frequency operation of a DC/AC/DC system for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8):4107-4115.
- [5] KENZELMANN S, RUFER A, DUJIC D, et al. Isolated DC/DC structure based on modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1):89-98.
- [6] SHIJ J, ZHOU L B, HE X N. Common-duty-ratio control of Input-Parallel Output-Parallel (IPOP) connected DC-DC converter modules with automatic sharing of currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7):3277-3291.
- [7] GRBOVI P J. Master/slave control of input-series- and output-parallel-connected converters: concept for low-cost high-voltage auxiliary power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2):316-328.
- [8] CHEN W, ZHUANG K, RUAN X B. A input-series and output-parallel-connected inverter system for high-input-voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9):2127-2137.
- [9] MOHAMMADPOUR A, PARS A L, TODOROVIC M H, et al. Series-input parallel-output modular-phase DC-DC converter with soft-switching and high-frequency isolation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):111-119.
- [10] 庄凯,阮新波. 输入串联输出并联变换器的输入均压稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(6):15-20. ZHUANG Kai, RUAN Xinbo. Stability analysis of input-voltage sharing for input-series output-parallel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(6):15-20.
- [11] 马学军,牛金红,康勇. 输入串联输出并联的双全桥变换器输入电容均压问题的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(16):86-91.

- MA Xuejun, NIU Jinhong, KANG Yong. Study on input-series-output-parallel converter with voltage sharing between input-capacitor[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(16): 86-91.
- [12] HUANG P H, LIU P C, XIAO W D, et al. A novel droop-based average voltage sharing control strategy for DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(3): 1096-1106.
- [13] 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.
- [14] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.
CHEN Shen, LÜ Zhengyu, YAO Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169.
- [15] LEE I O, MOON G W. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2966-2979.
- [16] WU H F, MU T T, GAO X, et al. A secondary-side phase-shift-controlled LLC resonant converter with reduced conduction loss at normal operation for hold-up time compensation application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5352-5357.

作者简介:



刘 关

刘 关(1985—), 男, 吉林吉林人, 副教授, 博士, 主要研究方向为能源互联网柔性功率变换与空间无线电力传输技术(E-mail: victorliuchuang@163.com);

何达成(1991—), 男, 江苏常州人, 硕士, 主要研究方向为交直流混合配电网(E-mail: lyllhdc@163.com);

徐鑫哲(1990—), 男, 黑龙江哈尔滨人, 硕士, 研究方向为高频直流功率变换技术。

Assembled DC transformer applied to DC distribution tail power conversion

LIU Chuang¹, HE Dacheng², XU Xinzhe³

(1. College of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China;

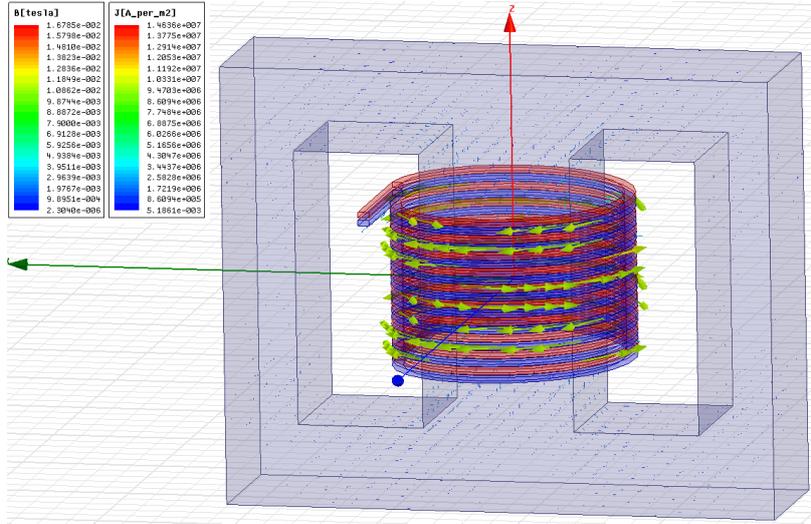
2. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Changzhou Power Supply BR, Changzhou 213000, China;

3. State Grid Beijing Electric Power Company, Beijing 100000, China)

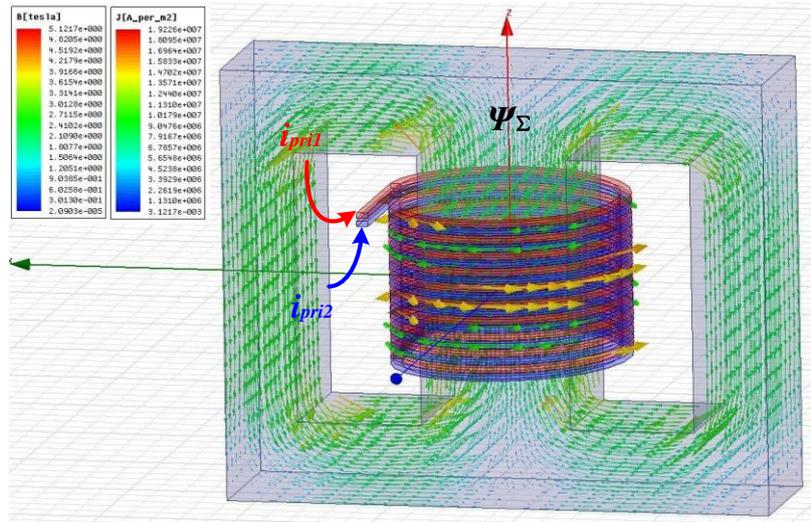
Abstract: A novel high-frequency isolation ADCT (Assembled DC Transformer) is proposed for future DC distribution tail power conversion, which assembles the desired system structure with the standardized modules, and coordinates the module power and realizes the global coordination control by neighbor control. Neighbor control mainly uses the voltage clamping of resonant convertor to realize the voltage balance and MC-CB (Magnetic-Coupling Current-Balancing) cell to guarantee the current balance among modules. Based on the standardized modules, a new IS-IPOP series-parallel structure is proposed for ADCT. An ADCT hardware prototype is built up to verify the effectiveness and rationality of the proposed scheme.

Key words: DC power distribution network; high-frequency isolation; neighbor control; resonant DC power conversion; magnetic-coupling current-balancing

附录



(a)



(b)

图 A1 MC-CB 单元电磁仿真结果

Fig.A1 Simulative result of MC-CB cells' magnetic model

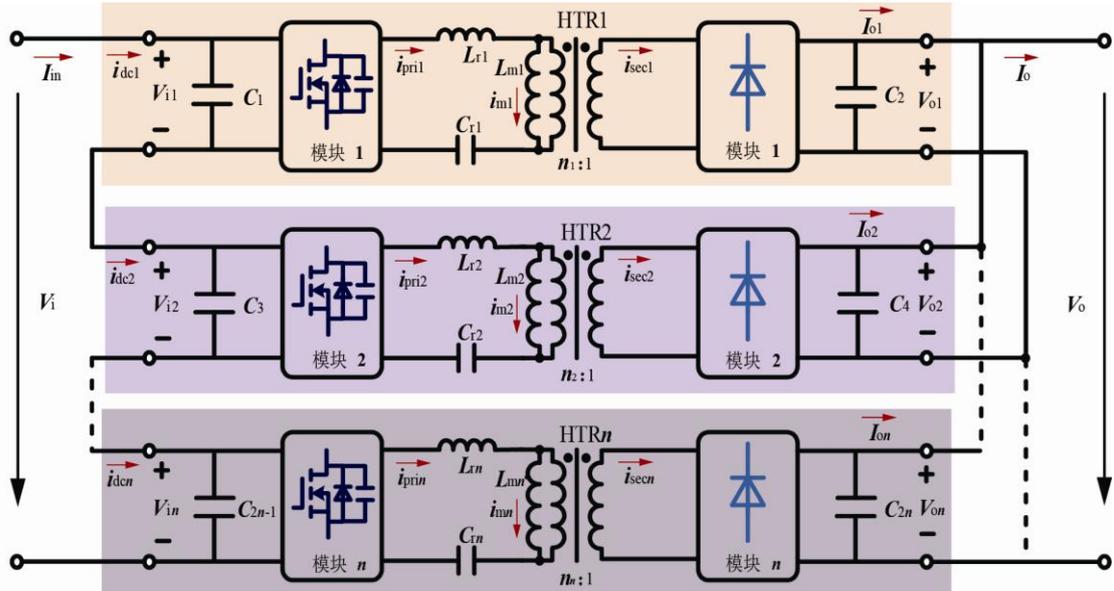


图 A2 ISOP 型系统

Fig.A2 Proposed ISOP system

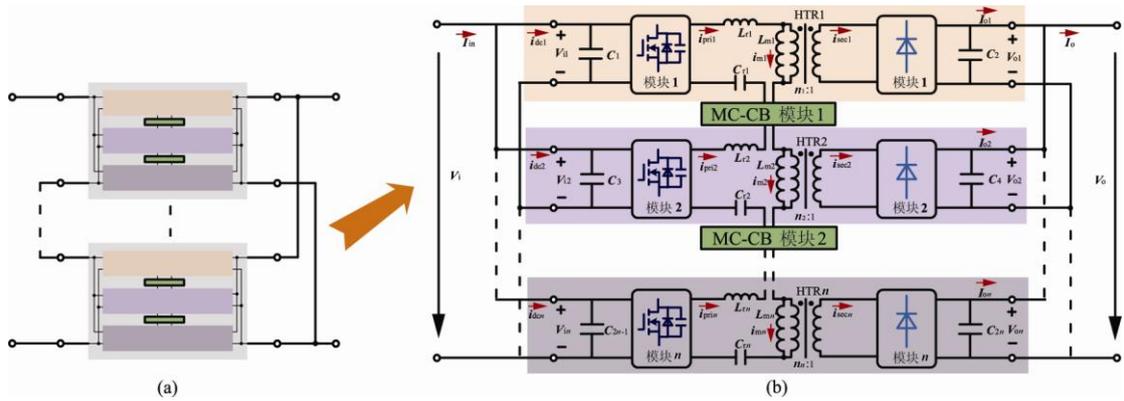


图 A3 ADCT 结构图

Fig.A3 Proposed ADCT

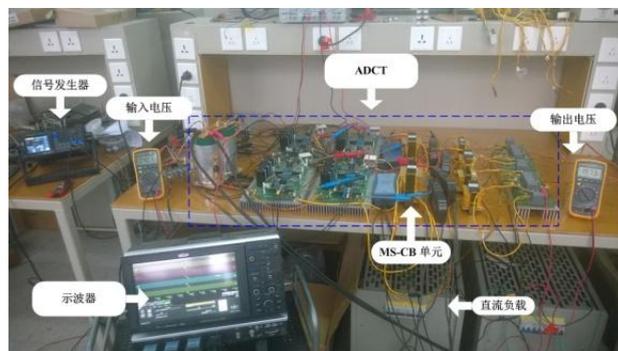


图 A4 实验装置

Fig.A4 Experimental device