第 50 卷 第 12 期：5449-5457　　高电压技术　　Vol.50, No.12: 5449-5457
2024 年 12 月 31 日　　High Voltage Engineering　　December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231965

基于 IGCT 串并联的大容量直流变压器设计

陆　翌[1]，马已青[2]，陈　骞[1]，张雪垠[2]，裘　鹏[1]，赵　彪[2]
（1. 国网浙江省电力有限公司电力科学研究院，杭州 310014;
2. 清华四川能源互联网研究院，成都 610200）

摘　要：直流变压器(DC transformer，DCT)是可再生能源直流汇集的关键设备。双主动桥(dual active bridge，DAB)具有双向功率流通特性，可满足海上风电直流汇集等应用需求。面向兆瓦级 DCT，基于 DAB，该文提出了一种基于集成门极换流晶闸管(integrated gate-commutated thyristor，IGCT)的直流变压器(DC transformer based on IGCT, IGCT-DCT)。首先分析了兆瓦级 DCT 的频率选择；然后综合考虑关断延时、损耗限制以及驱动误差时间，详细分析了均压条件与均流条件，设计了均压 RC 电路与均流磁环，并且给出了均压电阻、均压电容以及差模电感的计算方法；最后，搭建了一台 10 kV/1.5 kV/3 MW 的 IGCT-DCT 样机，验证了所提方案的可行性和理论分析的正确性。所提 IGCT-DCT 高压侧采用 IGCT 器件串联技术，低压侧采用 IGCT 桥臂并联技术，显著提升了 DCT 单机容量及功率密度；通过单移相控制，可实现 IGCT 在大功率下的零电压开通，降低了系统损耗。

关键词：大容量直流变压器；IGCT-DCT；DAB；单移相控制；零电压开通

Design of High-power DC Transformer Based on IGCT Series and Parallel Connection

LU Yi[1], MA Yiqing[2], CHEN Qian[1], ZHANG Xueyin[2], QIU Peng[1], ZHAO Biao[2]
(1. State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Hangzhou 310014, China;
2. Tsinghua Sichuan Energy Internet Research Institute, Chengdu 610200, China)

Abstract: DC transformer (DCT) is the key device of a renewable energy generation DC collection system. The dual active bridge (DAB) has the feature of bidirectional power flow, which is suitable for applications of off-shore windfarm DC collection. For MW DCT, based on DABs, this paper proposes a DC transformer based on IGCT (IGCT-DCT). Firstly, the working frequency of MW DCT is analyzed. And then, considering the turn-off delay, loss limit and the difference of driver delay, the conditions of voltage balancing and current balancing are discussed in detail, therefore, the designs of the voltage-sharing RC circuit and current-sharing magnetic ring are given. Moreover, the calculation methods of voltage equalizing resistor, the voltage equalizing capacitor, and the differential mode inductance are presented. Finally, a 10 kV/1.5 kV 3 MW IGCT-DCT prototype was built to verify the feasibility of the proposed solution and the correctness of the theoretical analysis. The HV side of IGCT-DCT is based on series-connected IGCTs, and the LV side is based on the parallel-connected IGCT bridge arms, thus significantly improving the capacity and power density of the DCT. Moreover, by using the single-phase-shift control, the zero-voltage turn-on of IGCT under high power can be achieved, which reduces the system losses.

Key words: large-capacity DC transformer; IGCT-DCT; DAB; single-phase-shift control; zero voltage turn-on

0　引言

随着中国“碳达峰、碳中和”愿景的提出与高比例可再生能源、高比例电力电子设备的新型电力系统的构建，亟需更高电压等级、更大传输容量的电力电子设备[1-3]。相比于交流电网，直流电网存在更多的电力电子设备，提高其功率密度能有效减小系统占地、降低成本[4]。直流变压器(DC transformer，DCT)作为直流组网以及交流系统柔性互联的关键设备，能够实现电压变换、潮流控制以及电气隔离等功能，提高其容量与功率密度有助于提高直流电网的技术经济性，加快大规模新能源直流组网应用[5-7]。

为了提高 DCT 的容量与电压等级，目前主要采用多电平技术与模块化级联技术。针对多电平技术，在中低压场合主要采用三电平中点钳位[8]、五

基金资助项目：国网浙江省电力有限公司顶层设计科学技术项目(5211DS230005)。
Project supported by Top-level Design Science and Technology Project of State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd.(5211DS230005).

电平拓扑[9]等方案；然而，随着电平数目的提高，拓扑复杂度急剧升高。在中压场合主流方案为模块化多电平拓扑[10-11]和模块化串并联拓扑[12]。模块化多电平拓扑通过半桥或全桥模块级联实现电压等级的提升。该方案原理简单，但模块数量多，模块电容大，影响了功率密度的提高。模块化串并联拓扑中，通过子模块串联来提高电压等级，并联来提高电流等级，从而有效提高容量；然而，该方案隔离变压器的隔离电压较高，且数目众多，制约了系统功率密度的提高。

为进一步提升单台 DCT 容量，研究更高耐压以及更大通流能力的半导体器件是主流方向。目前 18 kV 和 24 kV SiC 绝缘栅双极晶体管(insulate-gate bipolar transistor，IGBT)已完成实验测试，但其商业化与工程化仍需要大量可靠性验证[13-14]。通过低压器件串联、小电流器件并联能够实现单模块容量的提升，但需保证器件电压、电流的均衡[15-16]。目前主流的均压均流方案有被动均压技术、电压钳位技术、时延控制技术以及主动门极控制技术[17-18]，可实现器件电压、电流的均衡。然而，受制于电压源型器件 2 方面问题，即：(1)通流能力有限，低压侧并联器件数量庞大，可靠性低；(2)不具备失效长时短路特性，无法串联冗余，可靠性低，故现有方案工程实用性较低。

集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor，IGCT)是具有主动关断能力的晶闸管类器件，其失效长时短路特性使其能够支持器件直串电路实现串联冗余，从而大幅提高器件串联的可靠性。IGCT 为电流源型器件，具有极低的通态压降，通流能力强，可减少低压侧并联器件数量，提高可靠性。但 IGCT 关断损耗较高[19]，不利于中高频应用。然而，DCT 的软开关特性规避了 IGCT 高开关损耗问题，使其运行频率得以提升。此外，通过采用被动均压技术不仅能够保证串联器件电压的一致性，还能够减小器件的关断损耗[20]。因此，IGCT 用于 DCT 具有可行性。

现有 DCT 拓扑主要为双主动桥 (dual active bridge，DAB)[21]以及串联谐振变换器 (series resonant converter，SRC)[22]。相较于 SRC，DAB 具有双向功率流动特性，可满足海上风电直流汇集等需要双向功率特性的应用需求。针对 DAB，本文提出了一种基于 IGCT 的直流变压器(DC transformer based on IGCT，IGCT-DCT)。该拓扑利用 IGCT 串联以耐受高电压，利用 IGCT 出色的通流能力耐受大电流。得益于 DAB 的零电压开通特性，IGCT-DCT 的动态均压仅需保证器件关断时刻的电压平衡，降低了器件均压难度。通过综合设计均压、均流回路，保证了串联器件的电压一致性、并联器件的电流一致性。最后，基于 10 kV/1.5 kV 3 MW 的 IGCT-DCT 样机验证了本文方案的有效性和 IGCT-DCT 的高功率密度特性。

1 IGCT-DCT 基本原理

1.1 IGCT-DCT 的拓扑结构

IGCT-DAB 的拓扑见图 1。该拓扑高压侧(原边)采用 IGCT 串联全桥，包含功率开关器件 T_1—T_4；低压侧(副边)采用 IGCT 并联全桥，含功率开关器件 T_5—T_8；无需模块化串并联即可耐受高电压、大电流，因而结构和控制简单、功率密度高。

图 1 中，原边支撑电容 C_p、副边支撑电容 C_s、交流侧移相电感 L 均为传统 DAB 电路所具备的，本文不再研究。与传统 DAB 电路不同，本文所提 IGCT-DAB 为维持串联器件电压的一致性，原边 IGCT 器件并联了静态均压电阻 R_{sw}、动态均压电容 C_s 和限流电阻 R_s；为维持并联器件电流的一致性，副边每相桥臂增设了均流磁环 L_c。

此外，由于 IGCT 为电流源器件，具有极高的开通速度，为防止 IGCT 在个别工况(如故障、轻载)硬开通时承受非常高的 di/dt，造成器件局部开通、元胞过热损坏，原副边全桥均需要各增加 1 组钳位电路[23]。钳位电路的阳极电抗 L_{buf} 能够降低 IGCT 开通时刻的 di/dt，钳位电容 C_{buf} 能够防止器件上产生较大的过电压，钳位二极管 D_{buf} 能够防止钳位电容向 IGCT 放电，钳位电阻 R_{buf} 能够将钳位电容多余的能量回馈至直流电源。钳位电路设计见文献[23]，本文不再阐述。

1.2 基本工作原理

为便于理解，取 DAB 为电压匹配状态进行分析，即原/副边直流电压比 U_p:U_s=n:1，其中 n 为隔离变压器原副边匝比。此时，单移相控制下系统的工作波形如图 2 所示，等效电路见图 3—图 5。图 2 中，原边桥口电压 U_{ab} 超前副边桥口电压 U_{cd}，D 为 2 个全桥间的外移相角，T_{hs} 为半开关周期，能量由原边全桥传递到副边全桥。阴影区域的电流不传递有功功率，本文称之为回流电流，是 DAB 实现零电压开通的基本条件。为了简化表达，后续图示中串联、并联的 IGCT 各采用 1 只器件表示。

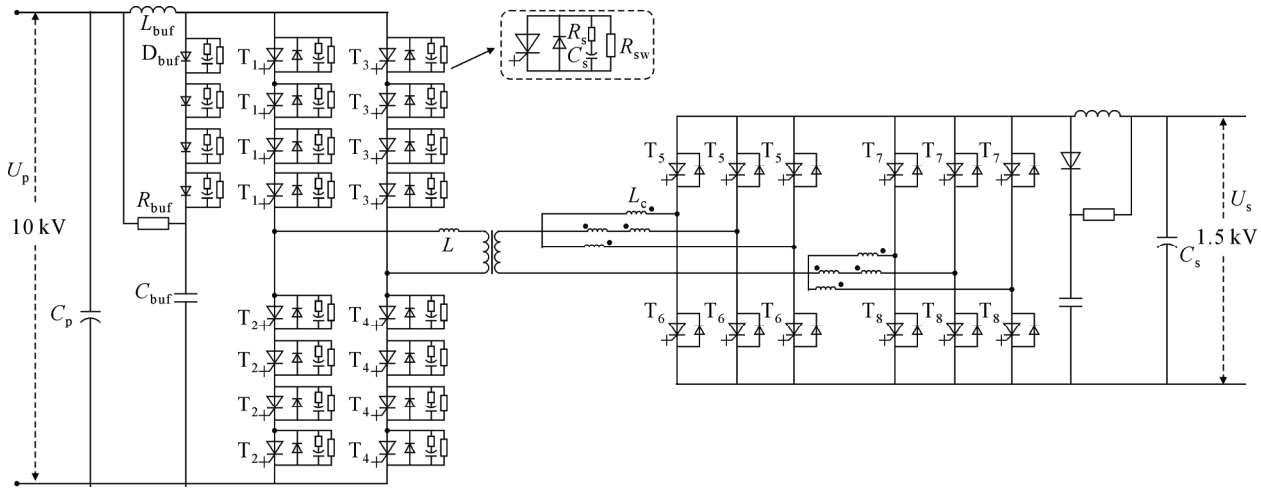


图 1　IGCT-DCT 模块拓扑图

Fig.1　IGCT-DCT module topology diagram

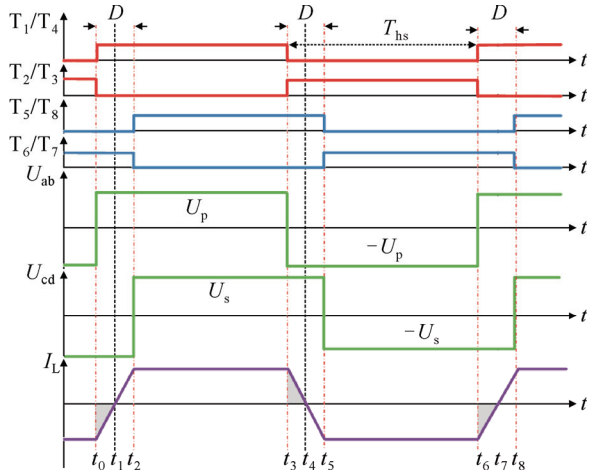


图 2　单移相控制下的系统工作波形

Fig.2　Operating waveform under single phase shift control

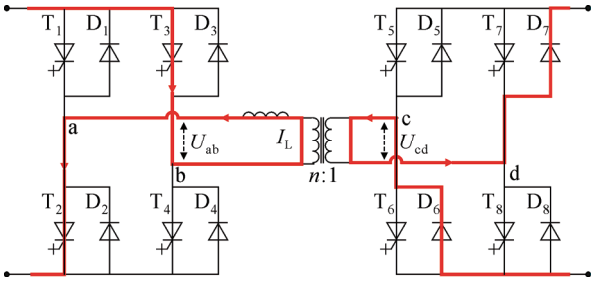


图 3　t_0 时刻以前 IGCT-DCT 的换流行为

Fig.3　Commutation behavior of IGCT-DCT before time t_0

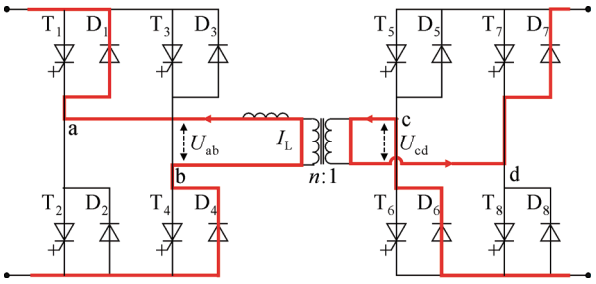


图 4　t_0~t_1 之间 IGCT-DCT 的换流行为

Fig.4　Commutation behavior of IGCT-DCT between t_0~t_1

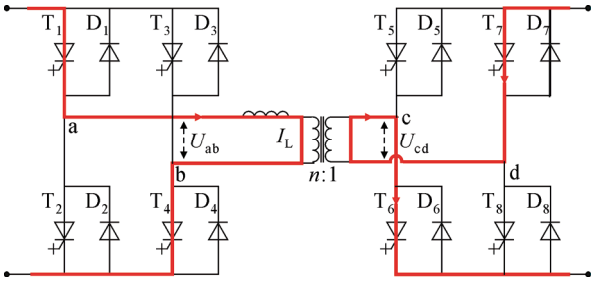


图 5　开关 T_1 与 T_4 的重触发导通

Fig.5　Retriggering conduction of switches T_1 and T_4

原边全桥中，t_0 时刻以前 T_2、T_3 导通，其电流路径如图 3 所示，箭头方向代表电流实际流动的方向。t_0 时刻，T_2、T_3 关断，由于电感电流 I_L 不能突变，D_1、D_4 导通；在 t_0~t_1 之间，电感 L 两端电压使得其电流 di/dt 为正，电流路径如图 4 所示；t_1 时刻电感电流衰减为 0，D_1、D_4 为零电流关断，与此同时，T_1、T_4 重触发导通，其两端电压为 0，因此 T_1、T_4 为零电压开通，如图 5 所示。其开通速度由 DCT 的阳极电抗决定，其他 IGCT 与二极管工作状态类似。因此 IGCT-DCT 中，所有 IGCT 均为零电压开通、大电流关断，IGCT 反并联二极管均为零电流关断。

当 IGCT 处于硬关断、零电压开通状态时，IGCT 可直接并联电容，无需限流电阻 R_s 且不会引发均压电容的脉冲放电。然而，为了防止桥臂直通，控制

上设置有死区时间 t_M。当轻载时，辅助电感电流在死区时间内衰减为 0，即 t_1-t_0 小于死区时间时会出现 IGCT 电压极性反转或者电压跌落的现象，导致软开关丢失，此时的系统工作波形如图 6 所示。在 t_2 时刻，T_1、T_4 触发导通，其两端电压为 U_s，为硬开通。上述硬开关工况，为限制均压电容在 IGCT 开通时对 IGCT 产生极大的放电电流损坏器件，需为均压电容串联限流电阻。

1.3 隔离变压器频率选择

现有主流 DCT 方案均采用高频化设计，受限于器件损耗、隔离变压器损耗等因素，通常单模块容量仅百千瓦。本文所提 IGCT-DCT 单模块为兆瓦级，本节针对兆瓦级隔离变压器频率选择开展研究。随着频率的升高，磁芯的体积随之减小，但铁芯的损耗密度会显著增大，铁芯的单位散热面积减小，导致铁芯温度骤升。此外，频率升高会导致变压器绕组存在明显的趋肤效应和邻近效应，进而造成变压器绕组损耗骤增，温升增大，效率降低。因此，变压器工作频率的选择与变压器铁芯材料、绕组等因素密切相关。

图 7 为常规硅钢(30Q130)、超薄低损取向硅钢(B20R070)和非晶材料的铁芯损耗密度随频率的变化曲线，适用于兆瓦级隔离变压器的硅钢铁芯材料，当频率>1 000 Hz 时，损耗密度明显增加。

图 8 为铜箔、扁铜线和利兹线的交直流电阻比随频率的变化情况。常规扁铜线其交流电阻随频率的升高而快速升高，500 Hz 的交流电阻已大于直流电阻 2 倍；铜箔绕组凭借其极薄的厚度能有效抑制涡流，500 Hz 时交直流电阻比约为 1.3，1 000 Hz 时交直流电阻比>2，损耗翻倍；利兹线是由多股漆包线绞合而成，可以有效降低高频交流电阻，但其散热及结构强度较差，电流≤500 A，故不适用于兆瓦级隔离变压器千安级大电流设计。

由上述分析可知，受限于绕组材料和铁芯材料的损耗，兆瓦级隔离变压器工作频率应<1 000 Hz。保留一定裕量，本文取 600 Hz。

2 均压均流设计

2.1 动态均压设计

本文 DCT 原边直流电压为 10 kV，采用 6 500 V IGCT，其额定直流电压为 3 300 V。原边采用 4 串联，考虑冗余，当一只器件失效短路后，原边为 3

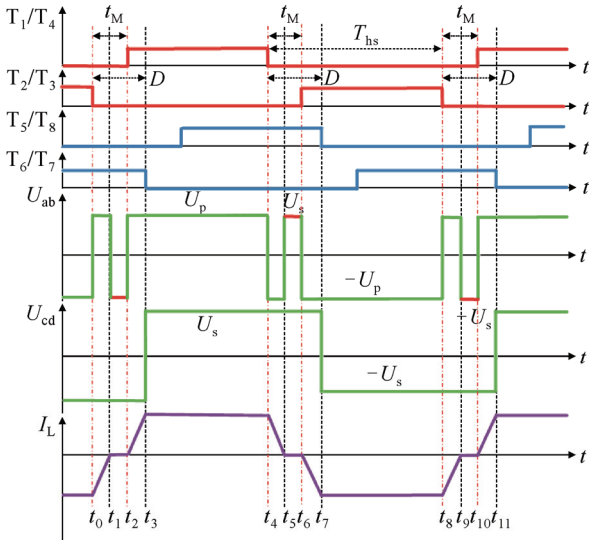


图 6 死区时间引发的电压极性反转

Fig.6 Voltage polarity reversal caused by dead time

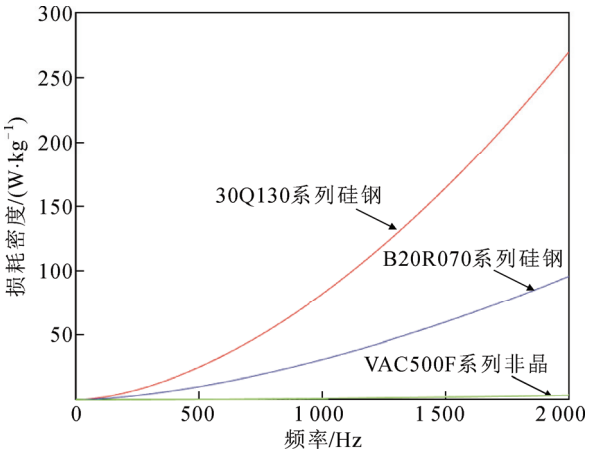


图 7 铁芯损耗密度随频率变化曲线

Fig.7 Curve of iron core loss density vs. frequency

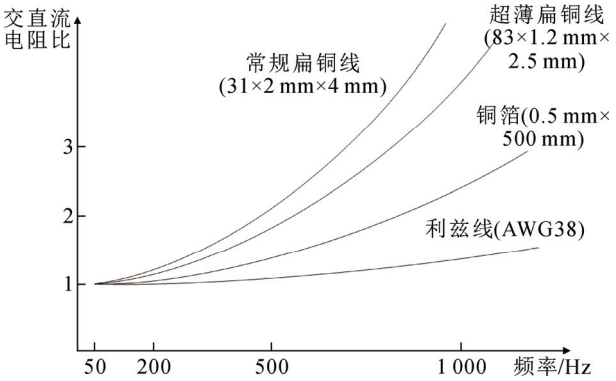


图 8 绕组交直流电阻比随频率的变化曲线

Fig.8 Curve of the ratio of winding AC resistance and DC resistance vs. frequency

串联时也应可靠均压。下文以如图 9 所示的 2 串联为例进行分析，图中 R_{s1}—R_{s4} 分别为 T_1—T_4 的缓冲电阻，阻值均为 R_s；C_{s1}—C_{s4} 分别为 T_1—T_4 的动态均压电容，容值均为 C_s；R_{sw1}—R_{sw4} 分别为 T_1—T_4 的静态均压电阻，阻值均为 R_{sw}。

T_1、T_2 关断前上桥臂导通，原边全桥关断电流为 I_n，关断后 IGCT 的电流分别为 I_1、I_2，RC 支路上的电容电流分别为 I_{cs1}、I_{cs3}，RC 支路上的电容电压分别为 U_{cs1}、U_{cs3}。

首先分析下桥臂电容对上桥臂电流的影响。根据 KVL(式(1))可得 $I_{cs1}=I_{cs3}$，进而得到上桥臂电容电流如式(2)所示。

$$\begin{cases} I_{cs1}+R_s+U_{cs1}-I_{cs3}R_s+U_{cs3}=\dfrac{U_n}{2} \\ \dfrac{\mathrm{d}I_{cs1}}{\mathrm{d}t}R_s+\dfrac{I_{cs1}}{C_s}-\dfrac{\mathrm{d}I_{cs3}}{\mathrm{d}t}R_s-\dfrac{I_{cs3}}{C_s}=0 \\ \dfrac{\mathrm{d}I_{cs1}}{\mathrm{d}t}R_sC_s+I_{cs1}=\dfrac{\mathrm{d}I_{cs3}}{\mathrm{d}t}R_sC_s+I_{cs3} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} I_{cs1}=I_n-I_{T1}-I_{cs3} \\ I_{cs1}=\dfrac{I_n-I_{T1}}{2} \end{cases} \tag{2}$$

式中：U_n 为器件额定工作电压；I_{T1} 为 T_1 电流。

为了满足由延时导致的均压不一致性，同时为了保证系统稳定性、减少损耗、提高效率、保护负载设备，均压不一致性应<10%U_n，故选取 RC 缓冲电路时应满足：

$$C_s=\frac{0.5\left(I_n-I_{T1}\right)}{10\%U_n} \tag{3}$$

缓冲电路电容值的计算与拖尾电流有关，取拖尾电流 I_{T1} 为 0.3I_n，最大关断时间差异 Δt 为 300 ns，关断电流 I_n 为 382 A，器件额定电压 U_n 为 3 300 V，经式(3)计算可得均压电容下限为 0.125 μF。

另一方面，限流电阻 R_s 的损耗也不能过大，否则会导致系统效率降低。器件关断时可等效为直流电压源向 RC 回路充电；器件开通时可等效为 RC 放电。上述过程简化了 IGCT 的开通关断暂态，因此实际工作中，电阻 R_s 的损耗 P_{Rs} 小于上述分析得到的损耗，即：

$$P_{Rs}<2f\cdot\frac{1}{2}C_sU_n^2 \tag{4}$$

式中：f 为开关频率。

取限流电阻总损耗<1 600 W，可得均压电容取值范围为：

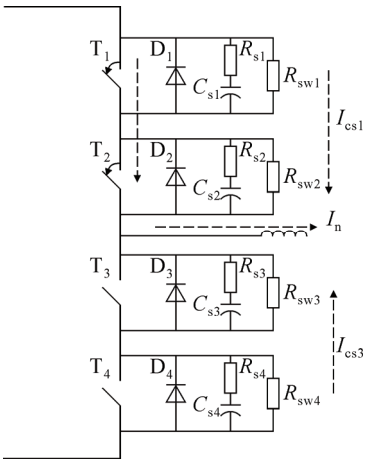


图 9　关断示意图

Fig.9　Shutdown diagram

$$C_s<\frac{1\,600}{fU_n^2}=\frac{1\,600}{600\times3\,300^2}\ \mu\mathrm{F}=0.245\ \mu\mathrm{F} \tag{5}$$

结合式(4)、(5)，均压电容选取为 0.17 μF。

限流电阻作用是减小均压电容的放电电流。取均压电容长期可靠工作的峰值电流 I_{peak} 为 459 A，可得限流电阻为：

$$R_s>\frac{U_n}{I_{peak}}=\frac{3\,300}{459}\ \Omega=7.19\ \Omega \tag{6}$$

选择 R_s=8 Ω。

2.2　静态均压设计

IGCT 并联静态均压电阻 R_{sw} 以保证桥臂处于阻断状态下串联器件电压的一致性。

器件处于阻断状态时，其截止电阻 R_{off} 与静态均压电阻 R_{sw} 并联，等效电阻为：

$$R_U=\frac{R_{off}R_{sw}}{R_{off}+R_{sw}} \tag{7}$$

相比于 R_{off}，静态均压电阻 R_{sw} 分散性更易于控制，温度系数也远低于 R_{off}，通常静态均压电阻可选取为 R_{off}/2。以 6 500 V IGCT 为例，器件手册指出 R_{off} 最小为 130 kΩ。为降低损耗，本文选取 R_{sw} 为 100 kΩ，实验证明可满足静态均压需求。

2.3　均流设计

由于电流较大，所提 IGCT-DCT 副边采用 3 只 IGCT 并联的方案。为保证并联电流的一致性，防止发生单管电流过大导致器件温升过高，需引入动态均流措施。本文通过增加均流磁环来平衡并联器件之间的电流差，如图 10 所示。均流磁环是并联支路之间的互感线圈，同名端相反。以两器件通过均流磁环并联均流为例进行分析：T_1、T_3 并联，并设

置 T_3 驱动信号较 T_1 驱动信号存在一定延迟。

IGCT 的导通时间为 1 μs 左右，驱动的误差时间最大值 ΔT 设为 50 ns，副边母线电压 U_s 为 1 500 V，要求并联模块的最大电流差 ΔI_m 小于单模块额定工作电流的 10%，即 90 A，则并联均流器的差模电感应满足：

$$L_{cs} \geq \frac{U_s \Delta T}{0.5\Delta I_m} = \frac{1\,500 \times 50 \times 10^{-9}}{0.5 \times 90}\ \mu H = 1.67\ \mu H \quad (8)$$

式(8)所要求的差模电感较小，设计较小的电感需要引入气隙，而气隙会造成均流磁环的严重发热，影响设备的正常运行。因此，本文选取由硅钢片叠压而成的均流磁环。选择宝钢公司的 B20R065 硅钢片作为均流磁环的磁芯材料，设计其工作磁密为 0.2 T。根据手册可知，此时其相对磁导率为 27 928，连接铜排的宽度为 64 mm，厚度为 8 mm，增加绝缘后的厚度为 12 mm，计算得到铜排电流密度为 1.76 A/mm^2。

由于本文所采用的硅钢片为叠压工艺而非带材绕制工艺，实际均流磁环中存在少量气隙，且这些气隙的影响难以准确计算，因此需要在设计阶段尽可能选取较大的差模电感以满足式(8)所示的均流电感下限。设计如图 11 所示的均流磁环，其内矩形长、宽分别为 84、40 mm，外矩形长、宽分别为 104、60 mm，拉伸长度为 30 mm。

根据设计尺寸计算出均流磁环的磁路横截面积 A_e 为 300 mm^2，等效磁路长度 l_e 为 288 mm，匝数 N 为 4 匝，故差模电感为：

$$L_{cs} = \frac{\mu A_e N^2}{l_e} = \frac{27\,928 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 300 \times 10^{-6} \times 4}{288 \times 10^{-3}}\ \mu H = 146.2\ \mu H \quad (9)$$

由于 2 个均流电感耦合在 1 个均流磁环上，其等效匝数为 2 匝，因此最大电流差为：

$$\Delta I_m \leq \frac{2U_s \Delta T}{L_{cs}} = \frac{2 \times 1\,500 \times 50 \times 10^{-9}}{146.2 \times 10^{-6}}\ A = 1.025\ A \quad (10)$$

3 实验测试

为验证所提出 IGCT-DCT 的性能、器件均压和均流的一致性以及零电压开通特性，本文搭建了一台 10 kV/1.5 kV 3 MW 的 IGCT-DCT 样机，样机参数如表 1 所示。通过采用 2 套 IGCT-DCT 对拖的形式进行了实验测试，实验装置如附录 A 图 A1 所示。

首先进行均压效果试验。为了防止电压击穿，高压侧电压探头最高在 8 kV 下进行了测量。系统实际容量为 8 kV/1.2 kV/1.1 MW，此时原边额定电流为 137.5 A，副边额定电流为 916.6 A。

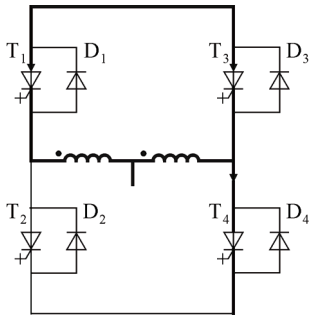


图 10 最大电流差计算电路

Fig.10 Calculation circuit for maximum current difference

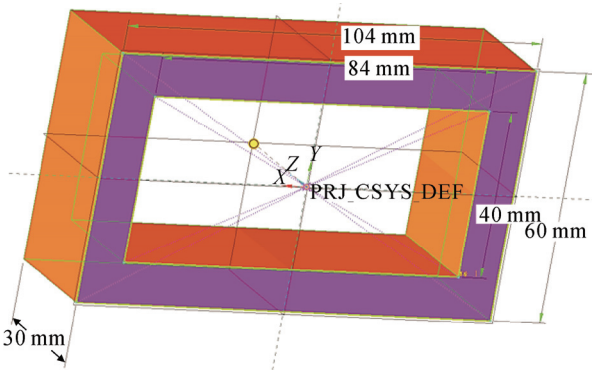


图 11 均流磁环尺寸

Fig.11 Size of current sharing magnetic ring

表 1 IGCT-DCT 样机基本参数

Table 1 Basic parameters of IGCT-DCT prototype

参数	取值
额定功率/MW	3
工作频率/Hz	600
原边直流电压/kV	10
原边直流电流/A	300
副边额定电压/kV	1.5
副边额定电流/A	2 000
额定外移相角/(°)	38.52(D=0.214)
移相电感	105 μH(原边短路，测量副边)，4.67 mH(副边短路，测量原边)

高压侧 4 只器件的阳-阴极间电压波形如图 12 所示。当高压侧的开关模块关断时，模块内 IGCT 器件之间的最大电压差为 130.9 V，器件最大均压不一致性为 6.5%，小于所要求的 10%，说明高压侧器件的均压一致性效果良好。

图 13 为 IGCT 处于通态时，低压侧并联桥臂中各 IGCT 器件的电流波形。并联器的最大电流差为

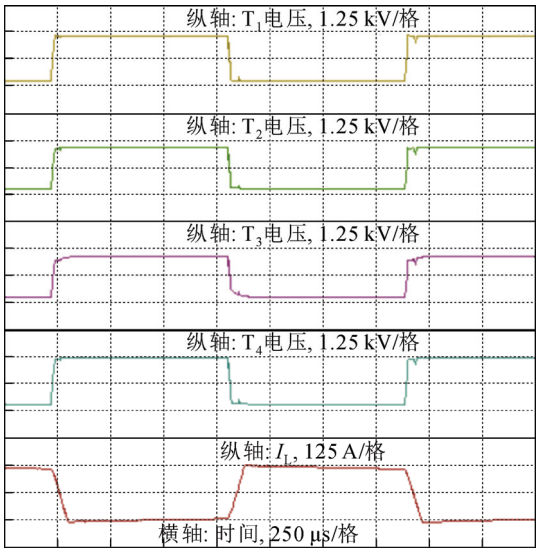


图 12　高压侧器件电压波形

Fig.12　Voltage waveform of high voltage side device

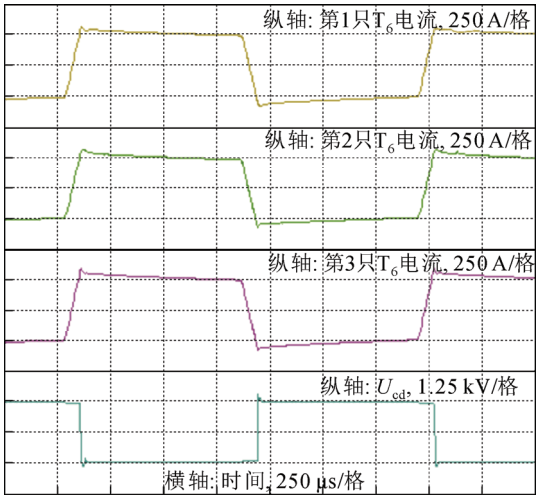


图 13　低压侧均流波形图

Fig.13　Current sharing waveform of low voltage side device

9.33 A，远小于单模块额定电流的 10%，即 30.56 A。如前文所述，所选取的铁芯材料为硅钢片而非非晶等带材，因此均流磁环具有一定的气隙，该气隙会大大降低均流磁环的实际差模电感，导致实验中最大电流差增加而高于理论值。然而，通过设计时均流磁环电感量裕量的选取，实验时最大电流差(9.33 A)仍远小于预期值(30.56 A)，因此实验结论符合设计预期。

摘掉电压探头后，IGCT-DCT 最高在 10 kV/1.5 kV/2.2 MW 下进行实验(受限于水冷系统容量，未进一步提升功率至 3 MW)，低压交流侧电流波形如图 14 所示。电流波形近似梯型波，证明此时 IGCT 具有良好的零电压开通特性。

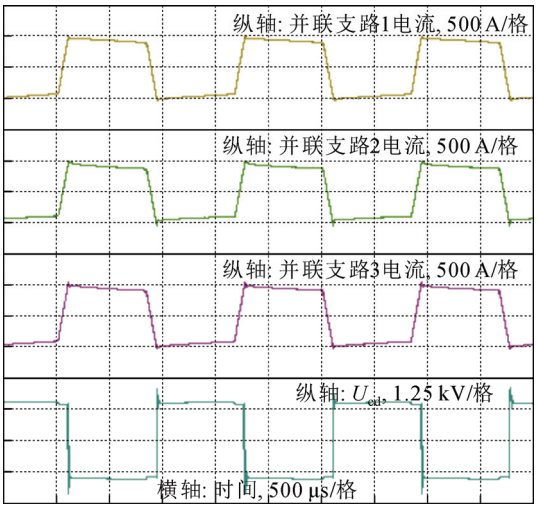


图 14　额定电压运行波形

Fig.14　Waveform under rated voltage

10 kV/1.5 kV/3 MW 实验样机的长、宽、高分别为 220、260、130 cm，实验测试中，已达到的功率为 2.2 MW，对应功率密度高达 296 W/L。经测量，DCT 效率为 96.07%，较传统 DCT 方案略低，主要原因为 IGCT 的关断损耗较高，后续可针对软关断策略开展研究以期提高 IGCT-DCT 效率。

4　结论

本文提出了一种基于 IGCT 串并联的大容量 DCT，通过器件串并联首次实现了单台>2 MW 级容量的 DCT，主要结论为：

1）明确了兆瓦级 DCT 的优选运行频率为 1 000 Hz 以内。

2）提出了 RC 均压电路、均流磁环以及差模电感的计算方法。

3）基于 10 kV/1.5 kV/3 MW 样机的实验结果表明，器件均压一致性>93%，均流一致性>98.8%，样机功率密度高达 296 W/L，验证了理论分析的正确性及所提方案的可行性和优势。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 何晋伟，孟维奇，蒋　玮，等. 新能源配电网电能质量典型问题分析及应对策略[J]. 高电压技术，2023，49(7)：2983-2994.
HE Jinwei, MENG Weiqi, JIANG Wei, et al. Power quality problems in renewable energy power distribution systems: analysis and solutions[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(7): 2983-2994.

[2] 侯　恺，刘泽宇，贾宏杰，等. 含高比例可再生能源的电力系统运行可靠性解析评估方法综述[J]. 高电压技术，2023，49(7)：2697-2710.

HOU Kai, LIU Zeyu, JIA Hongjie, et al. Review of analytical methods for operation reliability assessment of power systems with high-penetration renewable energy[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(7): 2697-2710.

[3] 白建华，辛颂旭，刘 俊，等. 中国实现高比例可再生能源发展路径研究[J]. 中国电机工程学报，2015，35(14)：3699-3705.
BAI Jianhua, XIN Songxu, LIU Jun, et al. Roadmap of realizing the high penetration renewable energy in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(14): 3699-3705.

[4] 邹常跃，韦嵘晖，冯俊杰，等. 柔性直流输电发展现状及应用前景[J]. 南方电网技术，2022，16(3)：1-7.
ZOU Changyue, WEI Ronghui, FENG Junjie, et al. Development status and application prospect of VSC-HVDC[J]. Southern Power System Technology, 2022, 16(3): 1-7.

[5] 赵 彪，崔 彬，马已青，等. 基于 IGCT-Plus 和中频隔离的大容量直流变压器[J]. 中国电机工程学报，2023，43(3)：1114-1122.
ZHAO Biao, CUI Bin, MA Yiqing, et al. High-power DC transformer based on IGCT-Plus and medium-frequency isolation[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 1114-1122.

[6] 程启明，李剑辉，赖宇生，等. 非理想条件下基于 MMC 的电力电子变压器的无源滑模控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(4)：1556-1566.
CHENG Qiming, LI Jianhui, LAI Yusheng, et al. Passivity-based sliding-mode control strategy for power electronic transformer based on MMC under non-ideal conditions[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1556-1566.

[7] 杜 舒，赵成勇，冯谟可，等. 用于全直流海上风电系统的单相混合型 MMC 直流变压器及其控制策略[J]. 高电压技术，2023，49(1)：51-60.
DU Shu, ZHAO Chengyong, FENG Moke, et al. Single-phase hybrid MMC DC transformer and its control strategy for all-DC offshore wind power system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 51-60.

[8] ZHANG Z Y, XIAO X S, YOU W, et al. A novel bidirectional wider range of boost-buck three-level LCC resonant converter as an energy link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2143-2155.

[9] FILBA-MARTINEZ A, BUSQUETS-MONGE S, BORDONAU J. Modulation and capacitor voltage balancing control of multilevel NPC dual active bridge DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2499-2510.

[10] 蒋 程，李 臻，曹增新，等. 模块化多电平直流变压器可变占空比调制策略[J]. 电力电子技术，2022，56(12)：12-15.
JIANG Cheng, LI Zhen, CAO Zengxin, et al. A variable duty cycle modulation strategy for modular multilevel DC/DC transformer[J]. Power Electronics, 2022, 56(12): 12-15.

[11] 王 坚. MMC 型直流变压器的控制策略研究[D]. 北京：华北电力大学，2019.
WANG Jian. Research on control strategy of DC transformer based on MMC[D]. Beijing, China: North China Electric Power University, 2019.

[12] 胡 燕. ISOP 级联型直流变压器的解耦控制及效率优化方法[D]. 武汉：华中科技大学，2020.
HU Yan. Decoupling control and efficiency optimization of ISOP cascaded DC transformer[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science and Technology, 2020.

[13] HINOJOSA M, O'BRIEN H, VAN BRUNT E, et al. Solid-state Marx generator with 24 kV 4 H-SIC IGBTs[C]//2015 IEEE Pulsed Power Conference. Austin, TX, USA: IEEE, 2015: 1-5.

[14] 王亚东，张新燕，王 腾，等. 考虑温度影响的混合型 SiC IGBT 变参数暂态电热耦合模型建立与分析[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2038-2046.
WANG Yadong, ZHANG Xinyan, WANG Teng, et al. Establishment and analysis of hybrid SiC IGBT variable parameters transient electrothermal coupling model considering the influence of temperature[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49 (5): 2038-2046.

[15] HE R W, QIU W Y. Design and simulation of RC-snubber circuits for IGCTs in series[C]//2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. Shanghai, China: IEEE, 2012: 1-3.

[16] BAI R H, ZHAO B, ZHOU T J, et al. PWM-current source converter based on IGCT-in-series for DC buck and constant-current application: topology, design, and experiment[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(5): 4865-4874.

[17] PAWASKAR V U, GOHIL G, BALSARA P T. Study of voltage balancing techniques for series-connected insulated gate power devices[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2380-2394.

[18] ZHANG Z Y, GUI H D, NIU J H, et al. High precision gate signal timing control based active voltage balancing scheme for series-connected fast switching field-effect transistors[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA: IEEE, 2018: 925-930.

[19] 周文鹏，曾 嵘，赵 彪，等. 大容量全控型压接式 IGBT 和 IGCT 器件对比分析：原理、结构、特性和应用[J]. 中国电机工程学报，2022，42(8)：2940-2956.
ZHOU Wenpeng, ZENG Rong, ZHAO Biao, et al. Comparative analysis of large-capacity fully-controlled press-pack IGBT and IGCT: principle, structure, characteristics and application[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2940-2956.

[20] 屈 鲁，张翔宇，陈政宇，等. 适用于直流开断的 IGCT 串联均压技术[J]. 高电压技术，2018，44(2)：409-416.
QU Lu, ZHANG Xiangyu, CHEN Zhengyu, et al. IGCT series voltage-sharing technology for DC breaking[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(2): 409-416.

[21] 赖纪东，姚 娴，苏建徽，等. 死区影响下双有源桥 DC-DC 变换器的改进型协同三移相控制[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4827-4838.
LAI Jidong, YAO Xian, SU Jianhui, et al. Improved CTPS control for dual active bridge DC-DC converter under dead time influence[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4827-4838.

[22] KUCKA J, DUJIC D. Smooth power direction transition of a bidirectional LLC resonant converter for DC transformer applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6265-6275.

[23] 李 宁，王 跃，张长松，等. 大功率 IGCT 变流器钳位电路参数的设计方法[J]. 电网技术，2014，38(6)：1621-1626.
LI Ning, WANG Yue, ZHANG Changsong, et al. Design method of clamping circuit parameter for IGCT used in high power applications[J]. Power System Technology, 2014, 38(6): 1621-1626.



陆 翌
1979—，男，博士，教授级高工
主要从事高电压电力电子技术、电网应用相关研究
E-mail: 7282170@qq.com

LU Yi
Ph.D., Professor



赵 彪(通信作者)
1986—，男，博士，副教授
主要从事柔性直流输配电、大功率电力电子相关研究
E-mail: zhaobiao112904829@126.com

ZHAO Biao
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期 2023-11-05 修回日期 2024-01-29 编辑 程子丰

附录 A

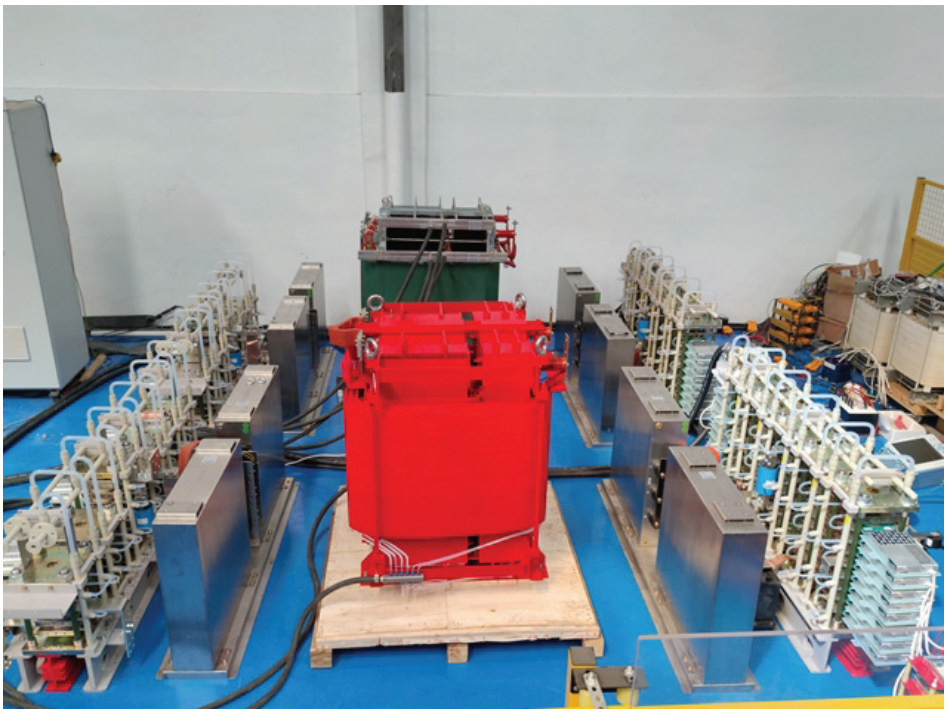


图 A1　实验装置图

Fig.A1　Experimental setup