

面向光伏直流汇集的 串联谐振型兆瓦级直流变压器

马已青¹, 赵彪^{1*}, 任成林², 崔彬¹, 余占清¹, 鲁翔², 陈越², 焦石², 曾嵘¹

- (1. 新型电力系统运行与控制全国重点实验室(清华大学电机系), 北京市海淀区 100084;
2. 中国南方电网有限责任公司超高压输电公司, 广东省 广州市 510760)

Series Resonant Megawatt-level DC Transformer for Photovoltaic DC Collection

MA Yiqing¹, ZHAO Biao^{1*}, REN Chenglin², CUI Bin¹, YU Zhanqing¹,
LU Xiang², CHEN Yue², JIAO Shi², ZENG Rong¹

- (1. State Key Laboratory of Power System Operation and Control (Department of Electrical Engineering, Tsinghua University),
Haidian District, Beijing 100084, China;
2. China Southern Power Grid EHV Transmission Company, Guangzhou 510760, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: Series resonant megawatt-level DC transformers with high step-up and low costs are the key equipment for large-scale photovoltaic DC collection. This paper proposes a 1.5 kV/10 MW high power DC transformer topology based on IGCTs (IGCT-HDCT) and lossless series diodes. The 3.34 MW sub-unit adopts a series resonance method to reduce IGCT switching losses. To clarify the applicability differences between LC and LLC topologies, this paper first presents the parameter design fundamentals and key specifications of the IGCT-HDCT. Subsequently, the influence of lossless snubber capacitors, used for series diode voltage balancing, on the resonance process is analyzed in detail. The soft-switching characteristics of both LC and LLC topologies across the full power range considering the additional resonant effect are studied, and an optimization method for the switching frequency is proposed. By establishing the model of currents and loss of IGCT, the optimized switching frequency is derived. It is demonstrated that the LC solution can reduce switching energy consumption by 78.6% in photovoltaic applications. A laboratory prototype of the IGCT-HDCT is developed, and comparative experiments are conducted to validate the proposed analysis. As of 2024, the proposed IGCT-HDCT solution has been applied to the 1.5 kV/±15 kV/50 MW photovoltaic medium-voltage DC collection project in Golmud, Qinghai.

KEY WORDS: photovoltaic DC collection; series resonant; DC transformer; integrated gate commutated thyristor; soft

switching

摘要: 具备高变比、低成本特性的串联谐振型兆瓦级直流变压器是实现大规模光伏直流汇集的关键装备。该文提出基于集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor, IGCT)和无损串联二极管的 1.5 kV/10 MW 直流变压器(IGCT-high power DC transformer, IGCT-HDCT)拓扑结构,其中, 3.34 MW 功率子单元采用串联谐振方式以降低 IGCT 开关损耗。为明确 LC 与 LLC 拓扑的适用性差异,文中首先给出 IGCT-HDCT 的参数设计依据与关键参数,详细分析用于串联二级管电压平衡的无损缓冲电容对谐振过程的影响;研究考虑附加谐振效应时 LC 和 LLC 拓扑在全功率范围内的软开关特性并提出开关频率的优化方法;通过建立 IGCT-HDCT 电流应力与开关损耗的模型,给出优化后开关频率的计算方法,并指出光伏场景下,LC 拓扑将节约 78.6% 的开关能耗;研制 IGCT-HDCT 实验室样机并开展对比实验,验证拓扑软开关特性分析的正确性。该 IGCT-HDCT 方案已于 2024 年成功应用于青海格尔木 1.5 kV/±15 kV/50 MW 光伏中压直流汇集示范工程。

关键词: 光伏直流汇集; 串联谐振; 直流变压器; 集成门极换流晶闸管; 软开关

0 引言

随着“沙戈荒”“深远海”“近海”“滩涂”等区域大规模风能与光伏资源的开发^[1-4],我国新能源装机总量迅猛增长。截止 2024 年底,全国可再生能源装机容量达 18.89 亿 kW,同比增长约 25%,占总发电装机容量的比重为 56%,已连续两年超过火电^[5]。为实现大规模新能源的友好送出,结合常

规直流输电技术、柔性直流输电技术与混合直流输电技术的优势,已成为提升新能源送电经济性与系统灵活性的关键路径^[6]。

现有光伏电站多采用交流汇集方案,线路损耗大,系统效率低且存在宽频振荡等问题。相比之下,直流汇集方案由于其送电能力强、稳定性高、损耗小等技术优势,被广泛认为是未来光伏汇集的重要发展方向^[7]。不同于串联型中压直流汇集方案,并联型结构能大大降低汇集通道间的耦合程度,提升系统可靠性,成为大规模新能源汇集的优选方案^[8]。在该结构中,高变比直流变压器作为其核心部件,提升功率单元容量至兆瓦级有助于降低建设成本,显著增强直流汇集方案的技术竞争力^[9-10]。

为实现光伏低压直流(low voltage direct current, LVDC)至中压直流(medium voltage direct current, MVDC)的高电压增益,非隔离型直流变压器可采用开关电容方案^[11]、多电平拓扑方案^[12]、容性能量转移拓扑方案^[13],但在升压比超过10的场合仍面临电压、电流解耦困难、能量间接传输比例过高等问题。隔离型直流变压器通过隔离变压器实现输入大电流、输出大电压的解耦,更适合用于高变比场合^[14]。现有光伏中压直流汇集工程普遍采用模块化级联思路,数个百千瓦级功率单元输入并联、输出串联实现兆瓦级高变比直流变压器,因此,需要较多的连接件、绝缘件以及隔离变压器^[15],系统复杂度较高。

为减小功率单元用量,具备更高通流能力的半导体器件集成门极换流晶闸管(integrated gate commutated thyristor, IGCT)被引入高功率直流变换装置以减小通态损耗^[16],同时,通过LLC串联谐振拓扑实现软开关以减小开关损耗^[17-18]。事实上,电压源型器件如绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT),由于其寄生电容的存在,开通损耗较高,因此,采用IGBT/MOSFET器件多采用LLC方案实现零电压开通以减小开关损耗^[19]。作为电流源型器件,IGCT的关断损耗远大于开通损耗,这使得LC串联谐振方案在定电压变比的新能源汇集场景下更具优势。

通过二极管直接串联可有效提升功率单元输出电压等级^[20-21],且不同于全控器件,二极管本身具备零电压开通特性,因此,无损缓冲电容可用于串联二极管的动态电压平衡。现有LLC谐振设计研究了寄生电容对零电压开通特性的影响,可用于谐

振参数设计^[22]。此外,寄生电容将影响空载下的电压增益^[23],无损缓冲电容将进一步增加对谐振过程和软开关特性的影响。

对此,本文提出基于IGCT和无损串联二极管的1.5kV/10MW直流变压器拓扑,并对其参数设计依据进行介绍;随后,在考虑附加谐振效应的前提下,系统研究LC与LLC拓扑在全功率范围内的软开关特性,建立传输功率与开关损耗的数学模型,并开展光伏场景下的能耗对比,指出LC拓扑更适合于所提IGCT-HDCT;最后,研制IGCT-HDCT样机并进行对比实验,验证所提理论的正确性。

1 串联谐振型兆瓦级直流变压器的拓扑结构与设计依据

1.1 基于IGCT和无损串联二极管的1.5kV/10MW直流变压器拓扑结构

所提基于IGCT和无损串联二极管的1.5kV/10MW直流变压器拓扑如图1所示。单个功率单元采用串联谐振拓扑减小半导体器件的开关损耗,并利用IGCT减小通态损耗,从而在有限散热能力下提升功率单元传输容量至3.34MW。

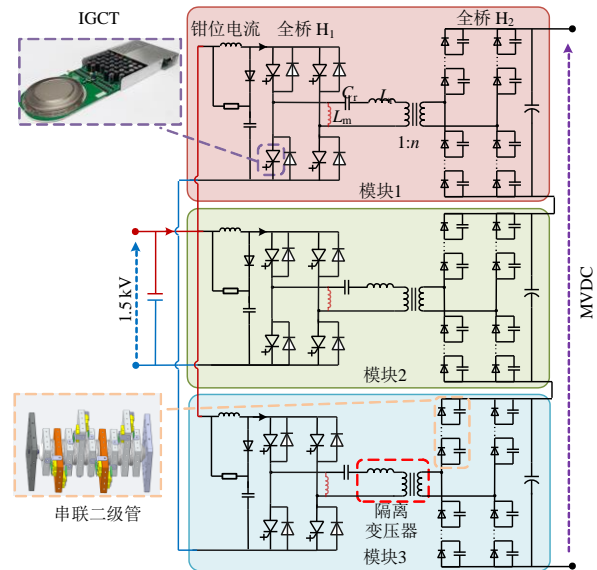


图1 IGCT-HDCT的拓扑结构

Fig. 1 Topology of IGCT-HDCT

3个功率单元输入并联,输出串联构成总容量为10MW的直流变压器。3个功率单元以120°相位交错运行来减小母线电压的纹波,同时通过电压增益与输出电流的一致性实现3个模块间功率的自平衡。隔离变压器起电压等级抬升和电气隔离的作用,且系统高电气隔离的需求使变压器漏感 L_r 能够代替谐振电感,因此,IGCT-HDCT无须额外增加

谐振电感。谐振电容 C_r 放在低压侧以减小电压应力。钳位电路用来限制 IGCT 开通过程中的 di/dt , 保护 IGCT 和二极管。串联二极管通过无损缓冲电容实现动态电压平衡, 通过静态均压电阻实现静态电压平衡。

在传统小功率直流变换器中, 功率器件 IGBT/MOSFET 的寄生电容使器件在零电流高电压下开通时也存在较大的开通损耗。因此, 小功率变换器多采用 LLC 拓扑实现全功率范围下的零电压开通, 有效降低了器件的开通损耗, 但 LLC 方案需要励磁电感并引入了额外的磁芯损耗。相比之下, 在 IGCT-HDCT 中, 由于 IGCT 和缓冲电容的使用, 经过优化后的 LC 拓扑软开关特性更加优异, 开关损耗更低且结构更为简单。

1.2 IGCT-HDCT 关键参数设计依据

为确保拓扑特性分析的准确性, 本文首先从器件特性与系统指标出发, 梳理 IGCT-HDCT 的关键参数设计依据如下。

1.2.1 开关频率

IGCT-HDCT 所选用的 IGCT 器件为中车株洲时代电气 CAC 5000-45PLUS, 其通态损耗 P_{cn} 约为 2.4 kW。根据式(1), IGCT-HDCT 的运行频率 f_s 选取范围为 900~1 100 Hz。

$$f_s \leq \left[\frac{\Delta T}{(R_{thJC} + R_{thCH} + R_{thHW}) - P_{cn}} \right] / E_{sw} = 1.25 \sim 1.67 \text{ kHz} \quad (1)$$

式中: 开关损耗 E_{sw} 为 300~400 mJ; 器件的温升限制 ΔT 为 45°C; 结壳热阻、壳到散热器热阻、散热器到冷却水热阻分别为 $R_{thJC}=8.5 \text{ kK/kW}$, $R_{thCH}=3 \text{ kK/kW}$ 和 $R_{thHW}=4 \text{ kK/kW}$ 。

1.2.2 隔离变压器与谐振元件

系统对隔离变压器的绝缘等级要求为 50 kV。该绝缘水平下, 原边与副边绕组之间的绝缘距离所提供的漏感为 9.67 μH , 满足式(2)。此时, 谐振电感上的最大电压大于母线电压纹波的 10 倍, IGCT-HDCT 无须额外增加漏感。

$$L_r \geq \frac{10\Delta V_i}{2\pi f_s I_m} = L_r \geq \frac{10v_i \Delta V_i}{\pi^2 f_s P_1} = 6.83 \mu\text{H} \quad (2)$$

式中: $v_i=1500 \text{ V}$ 为 IGCT-HDCT 的输入电压; $\Delta V_i=15 \text{ V}$ 为母线纹波电压; $P_1=3.34 \text{ MW}$ 为单个功率单元的额定功率。

隔离变压器采用铜箔绕组以减小趋肤效应和临界效应带来的绕组损耗, 采用非晶作为铁心材料

以减小铁心损耗, 并且通过搭接的方式实现气隙的最小化与励磁电感的最大化。经过绕组和铁心设计, 隔离变压器的漏感实测值为 18.3 μH 。

谐振频率 f_r 应大于开关频率以尽可能减少关断损耗, 在开关频率 1000 Hz 的基础上, 增加了 IGCT 的死区时间 $t_{dt}=35 \mu\text{s}$ 。因此, 谐振频率及谐振电容可根据式(3)得出, 取谐振电容为 $C_r=1200 \mu\text{F}$ 。死区时间的选取与软开关特性优化, 将在 2.3 节中详细讨论。

$$\begin{cases} f_r = 1/T_r = 1/(1/f_s - 2t_{dt}) \approx 1075 \text{ Hz} \\ C_r = \frac{1}{4\pi^2 L_r f_r^2} = 1198 \mu\text{F} \end{cases} \quad (3)$$

1.2.3 缓冲电容

IGCT-HDCT 采用中车株洲时代电气的 FY8400-45 为副边二极管, 实验测得其零电流关断时的寄生电容 C_p 为 76 nF。考虑寄生电容 $k=\pm 10\%$ 的偏差, 根据式(4), 当电压偏差要求在 $m=\pm 5\%$ 以内时, 缓冲电容为 $C_{sn}=100 \text{ nF}$ 。

$$\frac{C_{sn} + (1+k)C_p}{C_{sn} + (1-k)C_p} \leq \frac{1+m\%}{1-m\%} \quad (4)$$

1.2.4 励磁电感

励磁电感的选取由死区时间和关断电流决定。在小功率 DC/DC 变换器中, 关断电流需满足在死区时间内将原边功率器件的寄生电容充放电完全以实现零电压开通。而在 IGCT-HDCT 中, 关断电流须满足在死区时间内将副边等效电容充放电完全。此时, 根据式(5), IGCT 的关断电流 $I_{off}=176 \text{ A}$, 励磁电感 $L_m=2.13 \text{ mH}$ 。其中: $v_o=10 \text{ kV}$ 为功率模块的输出电压; n 为 IGCT-HDCT 的升压比; 4 为器件串联数目。

$$\begin{cases} I_{off} = \frac{2nv_o(C_p + C_{sn})}{4t_{dt}} = 176 \text{ A} \\ L_m = \frac{V_i}{4f_s I_{off}} = 2.13 \text{ mH} \end{cases} \quad (5)$$

根据上述设计依据, IGCT-HDCT 的关键参数如表 1 所示。

2 基于附加谐振效应的 LC/LLC 拓扑软开关特性分析与优化方法

2.1 附加谐振效应的产生机理

本文在理论分析的过程中不考虑 IGCT 的寄生电容并将副边串联的二极管简化为一只二极管, 副边二极管的寄生电容和缓冲电容合并为副边等效

表1 IGCT-HDCT的关键参数

Table 1 Key parameters of IGCT-HDCT

参数	数值
额定功率 P/MW	10
输入电压 v_i/kV	1.5
谐振电感 L_r/H	18.3
谐振电容 $C_r/\mu F$	1200
励磁电感 L_m/mH	2.18
隔离变压器变比 $1:n$	1:7
缓冲电容 C_{sm}/nF	100
静态均压电阻 $R_s/k\Omega$	50
开关频率 f_s/Hz	900~1100
IGCT	CAC 5000-45PLUS
二极管	FYB 2000-45 FY8 400-45

电容 $C_5 \sim C_8$, 其容值为 C_s 。

$$C_s = \frac{C_p + C_{sn}}{4} = 44 \text{ nF} \quad (6)$$

考虑缓冲电容后, 采用 LC 拓扑的 IGCT-HDCT 存在如图 2 所示的附加谐振回路。当 T_1/T_4 或 D_1/D_4 导通且副边二极管阻断时, IGCT-HDCT 处于附加谐振频率 f_{rm} 状态, 该谐振由谐振电感、谐振电容以及副边等效电容构成。

$$f_{rm} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(n^2C_s)}} = 25.3 \text{ kHz} \quad (7)$$

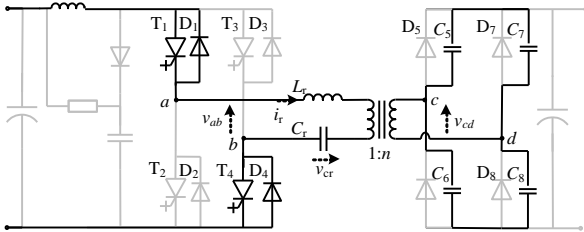


图2 LC拓扑的附加谐振回路

Fig. 2 Additional resonant circuit of LC topology

图2中: v_{ab} 、 v_{cd} 分别为低压侧、中压侧交流电压; i_r 为谐振电感电流; v_{cr} 为谐振电容电压。

在 LLC 拓扑中, 上述附加谐振回路仍然存在, 并且在死区时间内产生如图 3 所示的附加充电回路

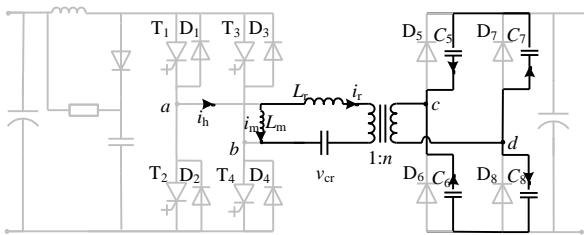


图3 LLC拓扑的附加充电回路

Fig. 3 Additional charging circuit of LLC topology

路。此时原边半导体全部阻断, 低压侧全桥的交流电流 i_h 迅速衰减为零, 励磁电感电流 i_m 给副边等效电容放电。当副边等效电容充放电结束后, 二极管 D_6/D_7 将会导通, 励磁电感的能量传递到副边直流母线。

2.2 不同功率下 LC/LLC 拓扑的软开关特性分析

本文以满载、半载以及空载 3 个功率点为例, 分析不同功率下两种方案的开关特性。

2.2.1 满载下的软开关特性

图 4(a)、(b)为 LC 拓扑的满载运行波形。根据图 2 和 4, IGCT-HDCT 在 t_3 时刻进入附加谐振, 在 t_4 时刻完成了半个附加谐振周期的振荡后由于 IGCT 的阻断而自然停止, IGCT 为零电流关断、零电流开通。

根据附加谐振过程, v_{cd} 在 t_5 时刻的值和开通时 T_2/T_3 的电压表达式如下:

$$\begin{cases} v_{cd}(t_5) = nv_1 - 2nv_{cm} \geq -nv_1 \\ v_{cm} = \frac{Q}{C_r} = \frac{P_1}{4C_r v_1 f_s} \\ v_{T_2/T_3}(t_5) = \frac{v_{ab}(t_5) + v_1}{2} = \frac{v_{cd}(t_5)/n + v_{cm} + v_1}{2} \end{cases} \quad (8)$$

式中: v_{cm} 为谐振电容上的最大电压; Q 为 1/4 开关周期内流入谐振电容的电荷量。此外, 无论谐振电容电压为多大, v_{cd} 的下限由副边电压所决定, 为 $-nv_1$ 。

T_2/T_3 导通时, 副边电容仍存在剩余电压, IGCT-HDCT 发生一个额外的附加谐振使谐振电流迅速上升, 主谐振时间减小。当开关频率满足式(9)时, IGCT 为零电流关断。

$$\begin{cases} t_3 - t_1 \leq 1/f_s - t_{dt} \\ t_4 - t_1 \geq 1/f_s - t_{dt} \end{cases} \quad (9)$$

图 4(c)、(d)为 LLC 拓扑的满载运行波形。IGCT 的关断状态可以由 T_1/T_4 关断时 i_h 的方向判断, $i_h > 0$ 为小电流硬关断。附加谐振回路使主谐振结束后的 i_h 开始减小, 但由于附加谐振的峰值电流 $I_{m,rm}$ 小于励磁电感电流, 因此, i_h 的最小值仍大于零。

死区时间内励磁电感电流 i_m 转移到副边电路, 对副边等效电容进行充放电。由于所选的励磁电感较小, 死区时间内励磁电流通过附加充放电回路将 v_{cd} 降为 $-nv_1$, 因此, 开通电压仅与 v_{cm} 有关, IGCT 为小电压零电流开通, 开通电压如下:

$$v_{T_2/T_3}(t_5) = \frac{v_{cd}(t_5)/n + v_{cm} + v_1}{2} = \frac{v_{cm}}{2} \quad (10)$$

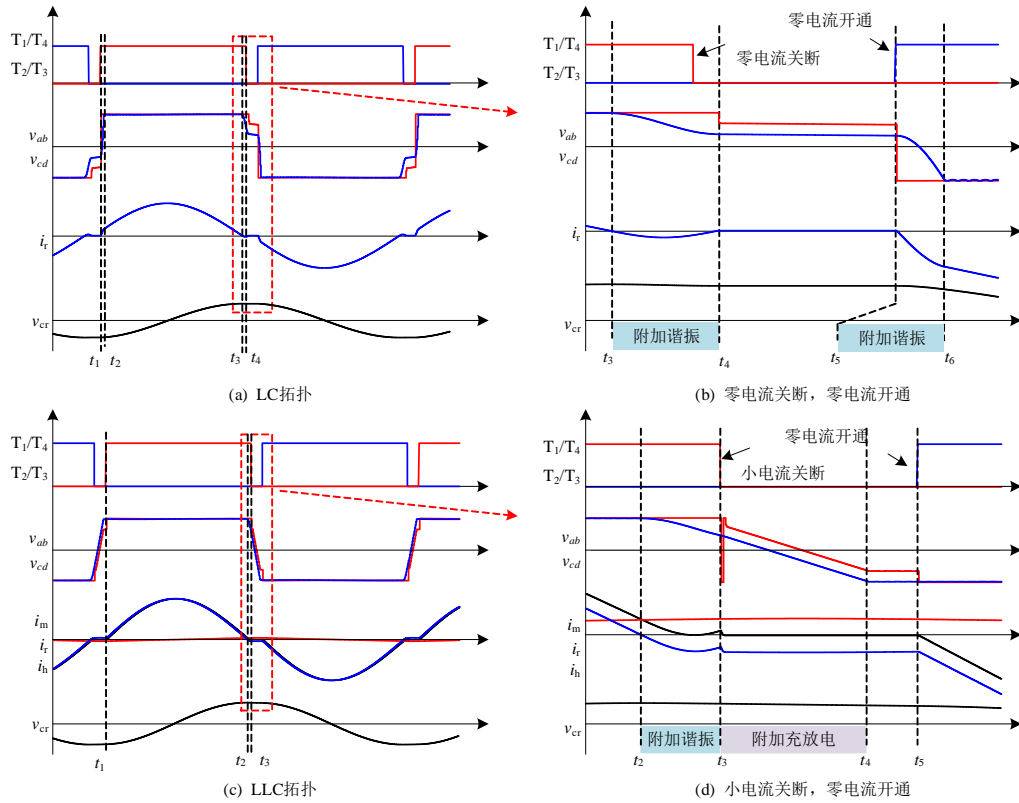


图 4 IGCT-HDCT 的满载波形图

Fig. 4 Full load waveform diagram of IGCT-HDCT

2.2.2 半载下的软开关特性

轻载与满载的主要区别在于主谐振电流峰值的降低，由于附加谐振的影响，器件的软开关行为也将发生改变。

图 5(a)、(b)为 LC 拓扑的半载波形，此时 IGCT 仍为零电流开通、零电流关断。但当功率进一步下降时，附加谐振时间 $t_1 \sim t_2$ 增加，若该附加谐振时间满足式(11)，IGCT 为小电流关断；否则为零电流关断状态。

$$x \frac{1}{f_{rm}} + \frac{1}{2f_{rm}} \leq t_2 - t_1 \leq (x+1) \frac{1}{f_{rm}}, x = 0, 1, 2, \dots \quad (11)$$

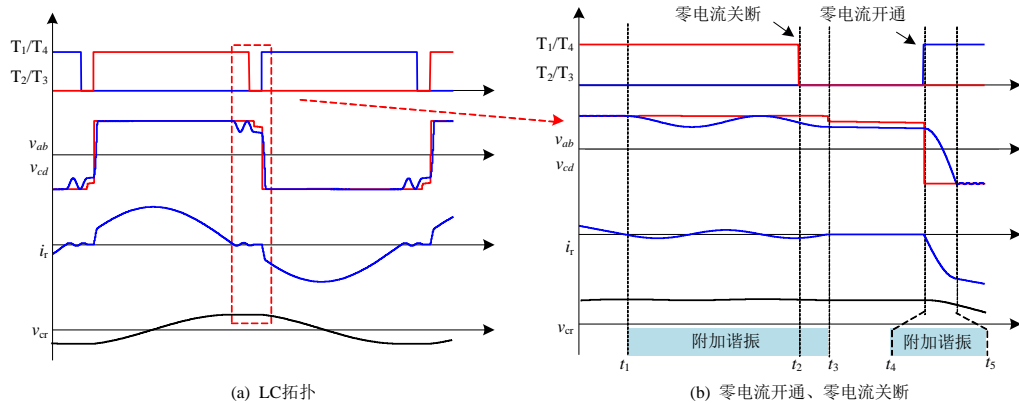
图 5(c)、(d)为 LLC 拓扑的半载波形，此时 IGCT

为零电流开通、小电流关断。值得注意的是，在 T_2/T_3 开通时，LC 和 LLC 拓扑下器件开通电压仍分别满足式(8)、(10)。

2.2.3 空载下的软开关特性

图 6(a)为控制优化前 LC 拓扑的空载波形，由于附加谐振的影响进一步增大，出现了严重的过电压。由于振荡过程中系统电流逐渐减小，IGCT 关断时电流近似于零，开通时电流为零。

图 6(b)为 LLC 拓扑的空载波形，由于励磁电流的影响，附加谐振得到抑制，且附加谐振电流接近于零。此时 IGCT 为零电流开通，小电流关断，关断电流近似为励磁电流。



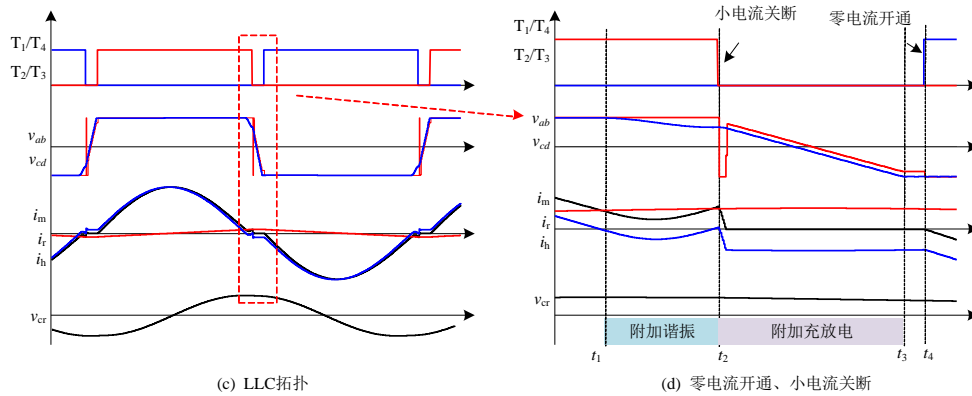


图5 IGCT-HDCT的半载波形图

Fig. 5 Half load waveform diagram of IGCT-HDCT

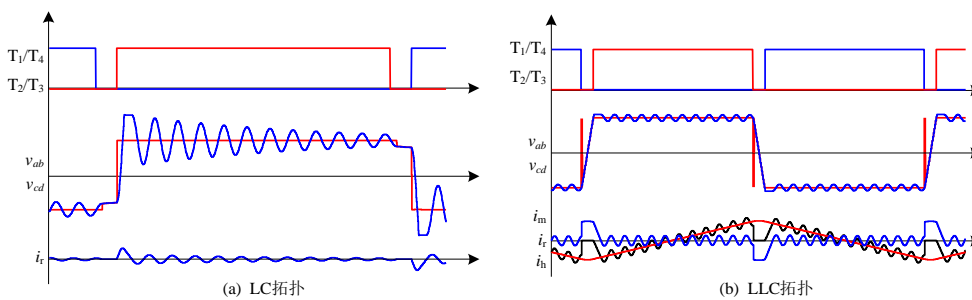


图6 IGCT-HDCT在控制优化前的空载波形图

Fig. 6 No load waveform diagram of LC scheme before control optimization

2.3 IGCT-HDCT 的优化方法

根据采用 LC 拓扑时 IGCT-HDCT 的满载与半载运行波形, IGCT 关断时可能处于附加谐振周期中的任意一个时刻。当 T_1/T_4 关断时, 如果死区时间过短, 即 T_2/T_3 在满载的 t_4 时刻、半载的 t_3 时刻之前导通, 则 IGCT 由零电流开通变为小电流硬开通, 产生额外的钳位损耗和器件开关损耗。因此, 死区时间需满足式(12)。

$$t_{dt} \geq \frac{1}{2f_{rm}} = 19.7 \mu s \quad (12)$$

当采用 LLC 拓扑时, 由于副边的等效电容值固定, 死区时间越长, 励磁电感电流越小, 选择较大的死区时间有利于减少 IGCT 的关断电流以及励磁电感电流。因此, IGCT-HDCT 的死区时间选为 $35 \mu s$ 以确保 IGCT 为零电流开通。

此外, 通过调整开关频率, 可以改变附加谐振开始的时间, 进而影响整个功率范围内的软开关行为。当采用 LC 拓扑时, 可调整开关频率使图 4(a) 中的 t_3 时刻与 IGCT 的关断时刻重叠, 此时器件零电流关断功率范围最大。当采用 LLC 拓扑时, 可调整开关频率使图 4(c) 中的附加谐振时间为 $1/4$ 周期, 此时器件关断电流最小。

为抑制 LC 拓扑空载时的过电压, 提出基于原边全桥内移相角 D 的优化控制方法, 如图 7(a) 所示。空载时移相角所对应的时间为 $1/2$ 的附加谐振周期。此时, IGCT 为零电流开通、零电流关断。

当功率增加时, 移相角对应减小, 如图 7(b)、

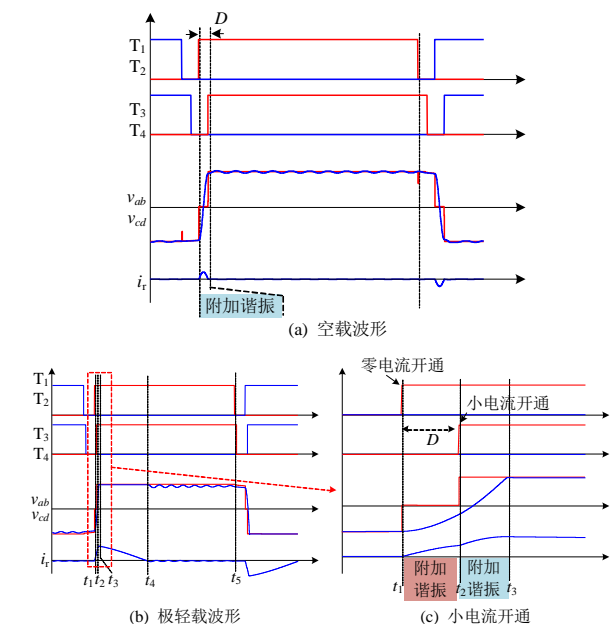


图7 LC 拓扑控制优化后的极轻载与空载波形图

Fig. 7 Ultra-light load and no load waveform diagram of LC topology after control optimization

(c)所示。此时, T_1/T_2 为零电流开通, T_3/T_4 为小电流开通。关断时的 i_r 为 0, IGCT 为零电流关断。

2.4 不同功率下 LC/LLC 拓扑的软开关特性对比

根据上文分析, 经过优化后, 不同功率下 LC 与 LLC 拓扑的软开关特性对比如表 2 所示。

表 2 LC 与 LLC 拓扑软开关特性对比
Table 2 Comparison of switching characteristics between LC and LLC topologies

工况	LC 拓扑	LLC 拓扑
开通	空载/极轻载	2 只零电流开通
	轻载	2 只小电流开通
	重载	零电流开通, 开通电压为 $v_{cm}/2$
关断	空载/极轻载	零电流开通, 开通电压为 $v_{cm}/2$
	轻载	零/小电流关断
	重载	小电流关断

LC 拓扑在空载与极轻载下存在两只 IGCT 为小电流开通, 而 LLC 拓扑在全功率范围内均为零电流开通, 尽管 IGCT 的开通电压不一致, 由于 IGCT 为电流源型器件, 开通损耗近似于零。

LC 拓扑的关断特性由于附加谐振的影响与功率有关, 为零电流关断或小电流关断。而 LLC 拓扑为小电流关断, 但关断电流也会随功率的变化而波动, 并非固定为励磁电感电流。

3 LC/LLC 拓扑的开关损耗建模、频率优化与能耗评估

为了进一步对比两种方案, 需要根据上述分析建立 LC 与 LLC 的电流应力与开关损耗模型, 以定量优化开关频率, 并计算光伏应用场景下的由开关损耗带来的能耗。

3.1 LC 拓扑的开关损耗建模与频率优化

3.1.1 轻载与重载时的电流模型与频率优化

LC 拓扑在轻载与重载时的电流特性一致, 均可以分为 3 个阶段进行分析。以图 4(a)、(b)为例建立电流模型。

阶段 1($t_1 \sim t_2$): 根据该阶段的谐振方程与边界条件, 可以得到 i_r 在 t_2 时刻的电流以及阶段 1 所用时间。

$$\begin{cases} i_r(t_2) = 2\sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} \sqrt{v_i(v_i - v_{cm})} \\ t_2 - t_1 = \sqrt{n^2 L_r C_s} \arccos\left(\frac{v_{cm}}{2v_i - v_{cm}}\right) \end{cases} \quad (13)$$

阶段 2($t_2 \sim t_3$): 该阶段为功率传递的唯一阶段。

根据该阶段谐振方程、边界条件以及 IGCT-HDCT 的功率, 可以得到运行功率 P 与阶段 2 所用时间的关系如下:

$$\begin{cases} w_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ P = \frac{4v_i f_s \sqrt{n^2 C_s C_r v_i (v_i - v_{cm})} \{1 - \cos[w_r(t_3 - t_2)]\}}{\sin[w_r(t_3 - t_2)]} \end{cases} \quad (14)$$

联立式(9)、(13)、(14), 即可定量计算采用 LC 拓扑的 IGCT-HDCT 优化开关频率为 1057 Hz。

阶段 3($t_3 \sim t_4$): 根据该阶段谐振方程、边界条件以及阶段 1、2 的时间, 可以求解得到附加谐振的峰值电流 I_{m_rm} 和 i_r 在 t_4 时刻的电流。

$$\begin{cases} t_4 - t_3 = \frac{1}{2f_s} - t_{dt} - (t_3 - t_2) - (t_2 - t_1) \\ w_{rm} = 1/\sqrt{n^2 L_r C_s} \\ I_{m_rm} = \frac{P_1}{2v_i f_s C_r \{1 - \cos[w_r(t_3 - t_2)]\}} \sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} \\ i_r(t_4) = -I_{m_rm} \sin[w_{rm}(t_4 - t_3)] \end{cases} \quad (15)$$

当功率降低时, 阶段 2 所用时间对应减小, 当满足式(16)时, IGCT-HDCT 进入极轻载阶段。

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{4f_r} \quad (16)$$

3.1.2 极轻载与空载时的电流模型

LC 拓扑在极轻载与空载时的电流特性一致, 均可以分为 4 个阶段进行分析。以图 7(c)、(d)为例建立电流模型。

阶段 1($t_1 \sim t_2$): 根据该阶段的谐振方程与边界条件并假设移相时间为 T_a , 可以得到 i_r 在 t_2 时刻的电流, 该电流为 T_3/T_4 的硬开通电流与二极管 D_3/D_4 的硬恢复电流。

$$\begin{cases} v_{cd}(t_2) = -nv_i \cos(w_{rm} T_a) \\ i_r(t_2) = v_i \sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} \sin(w_{rm} T_a) \end{cases} \quad (17)$$

阶段 2($t_2 \sim t_3$): 根据该阶段的谐振方程与边界条件, 可以求解得到 i_r 在 t_3 时刻的电流以及阶段 2 所用时间。其中, 空载阶段 2 所用时间为零。

$$\begin{cases} t_3 - t_2 = \arctan\left[\frac{1 + \cos(w_{rm} T_a)}{\sin(w_{rm} T_a)}\right] \\ i_r(t_3) = v_i \sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} [2 + 2\cos(w_{rm} T_a)] \end{cases} \quad (18)$$

阶段 3($t_3 \sim t_4$): 该阶段为功率由原边传递到副边的唯一阶段, 所用时间为 $1/4$ 的主谐振周期。根据谐振方程, 可以得到该阶段功率与 T_a 的关系如下:

$$P_1 = 2v_i^2 f_s \sqrt{n^2 C_s C_c [2 + 2\cos(\omega_m T_a)]} \quad (19)$$

阶段 4($t_4 \sim t_5$): 根据谐振方程、阶段 1、2、3 的时间以及边界条件, 可以求解得到附加谐振的峰值电流 I_{m_rm} 与 i_r 在 t_5 时刻的电流。

$$\begin{cases} t_5 - t_4 = \frac{1}{2f_s} - t_{dt} - (t_4 - t_3) - (t_3 - t_2) - (t_2 - t_1) \\ I_{m_rm} = \frac{P_1}{2v_i f_s C_r} \sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} \\ i_r(t_5) = -I_{m_rm} \sin[\omega_m (t_5 - t_4)] \end{cases} \quad (20)$$

3.1.3 LC 拓扑的开关损耗模型

根据上述电流表达式以及数据手册, 可以得到如图 8 所示的 IGCT 开关电流以及原边半导体的开关损耗随功率变化情况。其中: 虚线为开关频率 1020 Hz; 实线为优化后的开关频率 1057 Hz。

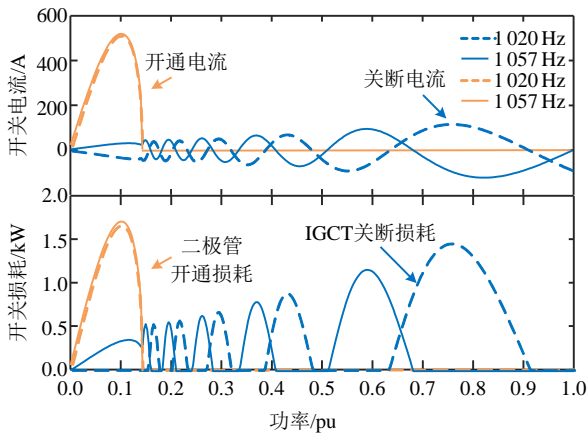


图 8 LC 拓扑开关电流、开关损耗与功率的关系

Fig. 8 Relationship between switching current, switching loss, and power in the LC topology

当关断电流大于零时, IGCT 为小电流硬关断, 当该电流小于零时, IGCT 为零电流关断, 关断损耗为零。因此, 通过优化开关频率, 满载时 IGCT 为零电流关断, 并有效扩大了零电流关断功率范围。而轻载下 IGCT 为硬开通, 引发了二极管的硬恢复过程, 但由于仅有两只二极管存在该过程, 总的二极管关断损耗低于 2 kW。

3.2 LLC 拓扑的开关损耗特性建模与频率优化

3.2.1 电流模型与频率优化

LLC 拓扑在轻载与重载时的电流特性一致, 均可以分为两个阶段进行分析。以图 4(c)、(d) 为例建立电流模型。

阶段 1($t_1 \sim t_2$): 该阶段为功率由原边传递到副边的唯一阶段。根据该阶段谐振方程、边界条件以及 IGCT-HDCT 的功率, 可以得到功率与阶段 1 所用时间的表达式如下:

$$P = \frac{2v_i f_s I_{off} \sqrt{L_r C_r} \{1 - \cos[\omega_r (t_2 - t_1)]\}}{\sin[\omega_r (t_2 - t_1)]} \quad (21)$$

阶段 2($t_2 \sim t_3$): 根据该阶段谐振方程、边界条件以及阶段 2 所用时间, 可以求解得到附加谐振的峰值电流 I_{m_rm} 和 i_r 在 t_3 时刻的电流。

$$\begin{cases} t_3 - t_2 = \frac{1}{2f_s} - t_{dt} - (t_2 - t_1) \\ I_{m_rm} = \frac{P_1}{2v_i f_s C_r \{1 - \cos[\omega_r (t_2 - t_1)]\}} \sqrt{\frac{n^2 C_s}{L_r}} \\ i_h(t_3) = -I_{m_rm} \sin[\omega_m (t_3 - t_2)] + I_{off} \end{cases} \quad (22)$$

当阶段 2 所用时间等于 $1/4$ 的附加谐振周期时, 即可定量计算采用 LLC 拓扑的 IGCT-HDCT 优化后的开关频率为 994 Hz。

不同于 LC 拓扑的轻载与极轻载的功率边界为 0.14 pu, LLC 拓扑的功率边界为 0.02 pu, 因此, 极轻载与空载下, LLC 拓扑可以忽略附加谐振对 IGCT 关断电流的影响, IGCT 的关断电流恒定为励磁电流 I_{off} 。

3.2.2 LLC 拓扑的损耗模型

根据上述器件电流表达式以及数据手册, 可以得到图 9 所示的 IGCT 关断电流以及关断损耗随功率变化情况。其中: 虚线为开关频率 990 Hz; 实线为优化后的开关频率 994 Hz。

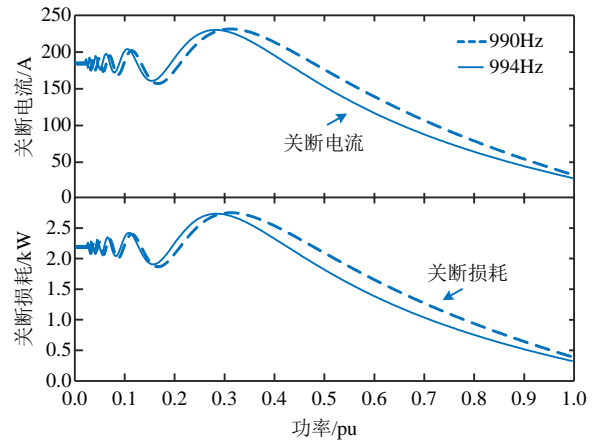


图 9 LLC 拓扑关断电流、关断损耗与功率的关系

Fig. 9 Relationship between switching current, switching loss, and power in the LLC topology

由于励磁电流的值在任意功率点均大于附加谐振的峰值电流 I_{m_rm} , 因此, 全功率范围下 LLC

方案均存在关断损耗，但附加谐振能够显著降低满载时的关断损耗。

3.3 LC/LLC 拓扑的能耗评估

一天的光照强度特性可近似认为正弦变换，设计光伏直流汇集系统中中午 2 h 处于满载，因此，一天中功率单元的功率、LC 拓扑开关损耗、LLC 拓扑开关损耗的变化情况如图 10 所示。其中，1057、994 Hz 为 LC/LLC 的优选频率。

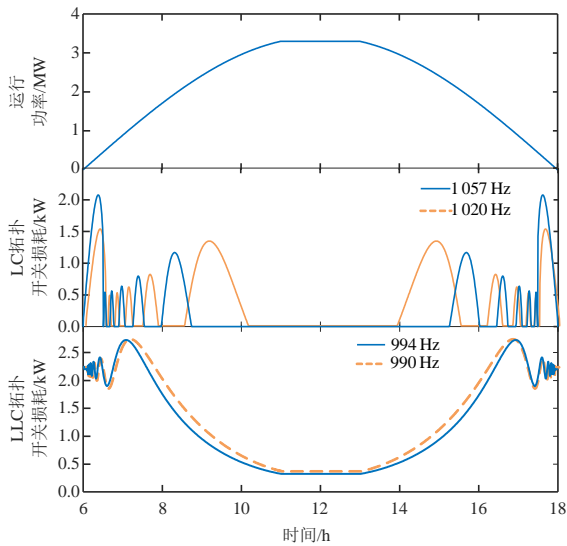


图 10 1 d 中功率单元的功率、LC 拓扑开关损耗以及 LLC 拓扑开关损耗的变化情况

Fig. 10 Variations in power of power unit, switching loss of LC topology and switching loss of LLC topology throughout the day

根据图 10 可以得到 1 d 内基于 LC/LLC 拓扑的 IGCT-HDCT 由开关损耗所消耗的电能为 3.1 与 14.5 kW·h，LC 拓扑的开关耗能仅为 LLC 拓扑的 21.4%。而没优化开关频率前的开关能耗分别为 4.8 与 16.2 kW·h。

4 实验验证

为验证 IGCT-HDCT 运行特性，在实验室搭建如图 11 所示的功率单元样机，通过变比相同的双主动桥陪测直流变压器实现功率循环以减小对电网的冲击。由于样机采用实验室现有的隔离变压器且该变压器集成一个附加电感^[24]，因此，样机中谐振电感为 102 μH，谐振电容为 222 μF。实验在 900 V/6 kV 下测试，并且低压侧、高压侧分别采用一个示波器测量。

4.1 LLC 拓扑测试

图 12 为 LLC 拓扑在功率为 0.4 pu 时的波形，由于此时附加谐振电流峰值小于励磁电流，IGCT

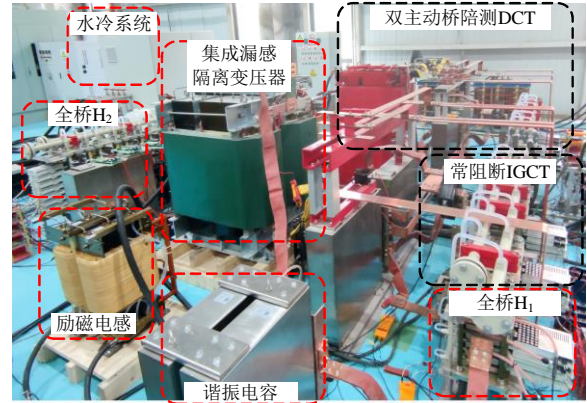


图 11 IGCT-HDCT 功率单元样机

Fig. 11 IGCT-HDCT power unit prototype

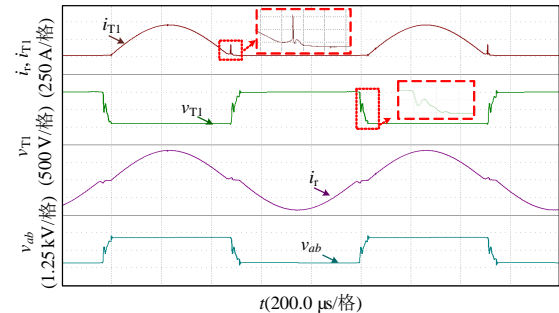


图 12 LLC 拓扑在 $P_1=0.4 pu$ 时的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of the LLC topology at $P_1=0.4 pu$

关断时刻的电流大于零，为小电流关断、零电流开通，与理论分析一致。死区时间内，将要开通 IGCT 的电压持续下降，但无法降为零，IGCT 为小电压开通。此外，由于 IGCT 器件为电流源型器件，关断时驱动施加 -20 V 电压至 IGCT 门极与阴极，该电压使 IGCT 的反并联二极管导通，进而产生图 12 所示的尖峰电流，该电流并不影响系统正常工作。

由于样机中谐振电感较大，谐振电容较小，满载下附加谐振电流峰值大于励磁电流，此时 LLC 拓扑为零电流关断、零电流开通，如图 13 所示，与 2 节理论分析一致。IGCT 的开通电压则进一步增加。

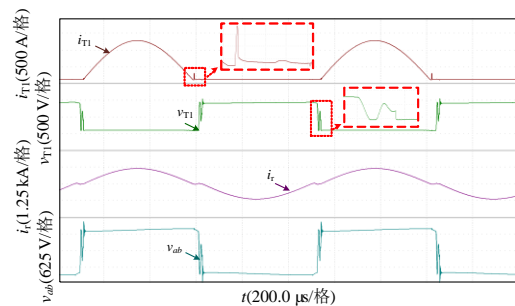


图 13 LLC 拓扑在 $P_1=1 pu$ 下的实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of the LLC topology at $P_1=1 pu$

4.2 LC 拓扑测试

图 14 为 LC 拓扑在功率为 0.05 pu 时的波形，此时为极轻载工况。当 T_3 开通时，二极管 D_4 仍有正向电流流过，因此， D_4 为硬恢复，与理论分析一致。IGCT 关断时的电流为零，为零电流关断。

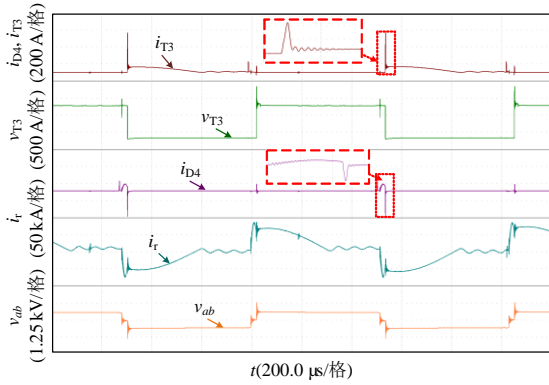


图 14 LC 拓扑在 $P_1=0.05$ pu 下的实验波形
Fig. 14 Experimental waveforms of the LC topology at $P_1=0.05$ pu

图 15 为 LC 拓扑在功率为 0.18 pu 时的波形。当主谐振结束后，附加谐振时间大于 1.5 个附加谐振周期，因此，IGCT 为小电流关断，零电流开通。当功率逐渐增加时，附加谐振时间逐渐减小，IGCT 交替进入零电流关断、小电流关断与零电流关断。

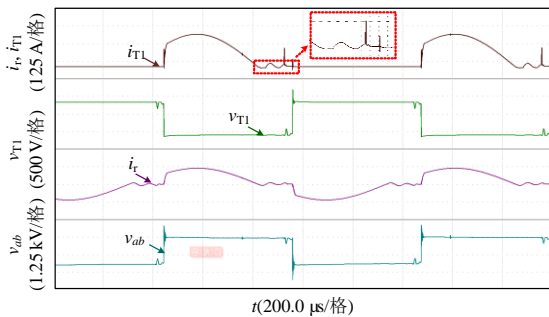


图 15 LC 拓扑在 $P_1=0.18$ pu 下的实验波形
Fig. 15 Experimental waveforms of the LC topology at $P_1=0.18$ pu

图 16 为 LC 拓扑在功率为 1 pu 时的波形，IGCT 为零电流关断。值得注意的是，由于样机中谐振电感较大，附加谐振频率较低，因此，死区时间结束时附加谐振尚未完全结束， T_1 导通时，二极管 D_2 仍存在一定载流子需要扫出。因此， T_1 导通时存在一个小的开通电流尖峰。

5 应用示范

2024 年，为提升大规模光伏场站的系统稳定性与动态响应速度，验证光伏电站中压直流汇集方案的可靠性，在青海格尔木建设了 1.5 kV/±15 kV/

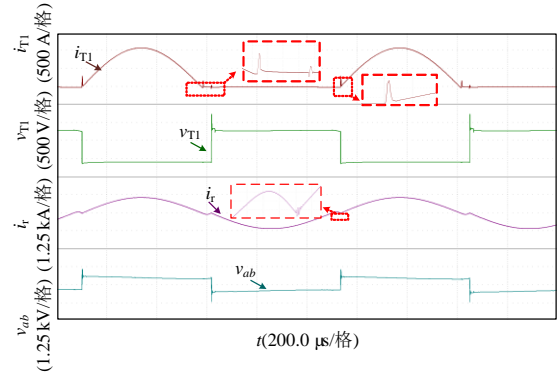


图 16 LC 拓扑在 $P_1=1$ pu 下的实验波形
Fig. 16 Experimental waveforms of the LC topology at $P_1=1$ pu

50 MW 光伏中压直流汇集示范工程。该工程为目前世界范围内规模最大的光伏直流汇集工程，其系统架构如图 17 所示。该方案中，光伏阵列通过多个具有最大功率跟踪功能的升压电路接入 1.5 kV 低压直流母线。1.5 kV/±15 kV/10 MW IGCT-HDCT 连接中、低压直流母线，工作在固定升压比模式。5 台 IGCT-HDCT 并联接入 ±15 kV 中压母线，中压直流母线经过并网逆变器连接到 35 kV 交流电网。为提高光伏利用率，MVDC 的电压由并网逆变器所控制。

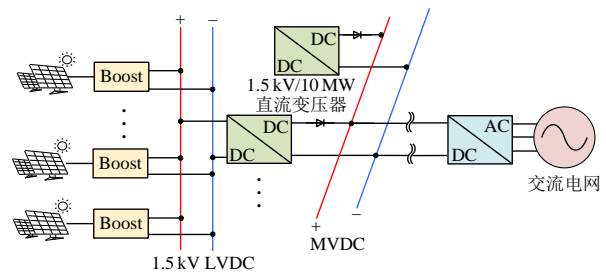
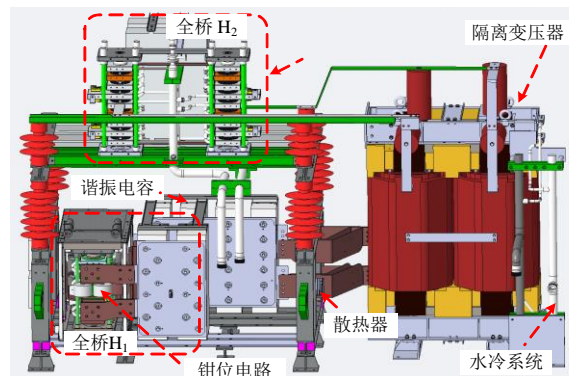


图 17 1.5 kV/±15 kV/50 MW 光伏中压直流汇集系统
Fig. 17 1.5 kV/±15 kV/50 MW photovoltaic medium-voltage DC collection system

依据表 1 的系统参数，研制了 1.5 kV/±15 kV/10 MW IGCT-HDCT 工程产品，其功率单元结构图和整机实物图如图 18 所示。实验测得 IGCT-HDCT 在半载以上效率均高于 98.7%，最高效率达 99.02%。



(a) 功率单元三维结构图



(b) 功率单元实物图

图 18 1.5 kV/±15 kV/10 MW IGCT-HDCT 工程产品
Fig. 18 1.5 kV/±15 kV/10 MW IGCT-HDCT engineering products

6 结论

面向大规模光伏直流汇集等兆瓦级高变比直流变压器应用场景，所提基于 IGCT 和无损串联二极管的串联谐振型 1.5 kV/10 MW IGCT-HDCT 具备成本低、效率高、控制简单等优势。通过高压侧二极管的直接串联，单个功率单元即可具备较高升压比，通过 3 个 3.34 MW 功率单元低压侧并联，可大幅度降低支撑电容用量。

用于二极管无损均压的缓冲电容将引发较为严重的附加谐振效应，使 LLC 拓扑丢失零电压开通的特性。相比之下，LC 拓扑能够取消励磁电感，并可以通过优化死区时间实现零电流开通、零电流关断。为了防止空载与极轻载下的过电压损坏器件，提出基于内移相的过电压抑制方法。通过建立基于 LC/LLC 拓扑的 IGCT-HDCT 电流模型与损耗模型，提出 LC 拓扑优化开关频率的计算方法。在光伏应用场景中，采用优化后的 1057 Hz 开关频率，基于 LC 拓扑的 IGCT-HDCT 功率单元 1 d 的开关损耗由 4.8 kW·h 降至 3.1 kW·h，相较于 LLC 拓扑减少 78.6%。

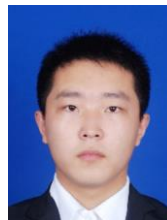
通过实验室样机验证了软开关特性分析的正确性，并完成青海格尔木 1.5 kV/±15 kV/50 MW 光伏中压直流汇集示范工程用 IGCT-HDCT 产品的研制，其最高效率可达 99.02%。

参考文献

[1] 刘杨. 国家能源局：全力推进第三批大型风电光伏基地建设[N]. 中国证券报, 2024-05-24(A02).
LIU Yang. National Energy Administration: to promote the construction of three batches of large-scale wind power photovoltaic bases[N]. China Securities Journal,

2024-05-24(A02)(in Chinese).
[2] 姜孔华. 田湾核电基地滩涂光伏示范项目研究与实践[J]. 中国核电, 2023, 16(2): 207-211.
JIANG Konghua. Study and practice of the tidal flat photovoltaic demonstration project of Tianwan NPP [J]. China Nuclear Power, 2023, 16(2): 207-211(in Chinese).
[3] 李蒲健. 可持续发展视角下我国海上光伏的发展前景[J]. 能源, 2024(11): 68-73.
LI Pujian. Development prospects of offshore photovoltaics in China from the perspective of sustainable development[J]. Energy, 2024(11): 68-73(in Chinese).
[4] 肖晃庆, 甘慧辰, 黄莹, 等. 远海风电轻型化直流送出技术综述[J]. 高电压技术, 2025, 51(6): 2702-2719.
XIAO Huangqing, GAN Huichen, HUANG Ying, et al. Review of lightweight DC transmission technology for offshore wind power[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(6): 2702-2719 (in Chinese).
[5] 中能传媒研究院. 中国能源大数据报告(2025)[R]. 北京: 中能传媒研究院, 2025.
Zhongneng Media Research Institute. China energy big data report(2025)[R]. Beijing: China Energy Media Research Institute, 2025(in Chinese).
[6] 辛保安, 郭铭群, 王绍武, 等. 适应大规模新能源友好送出的直流输电技术与工程实践[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(22): 1-8.
XIN Baoan, GUO Mingqun, WANG Shaowu, et al. Friendly HVDC transmission technologies for large-scale renewable energy and their engineering practice [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(22): 1-8(in Chinese).
[7] 田艳军, 杨迪, 陆翌, 等. 新能源多电压等级纯直流汇集系统母线扰动分析及母线间协调控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(8): 2956-2968.
TIAN Yanjun, YANG Di, LU Yi, et al. Disturbance analysis of renewable energy multi flexible DC bus converge system and multi-bus coordinative control for disturbance rejection[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(8): 2956-2968(in Chinese).
[8] 赵彪, 安峰, 屈鲁, 等. 多功能直流集电器概念及其全直流海上风电系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6169-6180.
ZHAO Biao, AN Feng, QU Lu, et al. Multi-function dc-collector concept and its All-DC offshore wind power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6169-6180(in Chinese).
[9] TIAN Pinhui, ZHOU Zhuo, HUI Xinhai, et al. Review of DC pooling technology for photovoltaic power generation[C]//2023 8th Asia Conference on Power and Electrical Engineering(ACPEE). Tianjin, China: IEEE, 2023: 630-634.
[10] 魏辰阳, 汤广福, 吴奕霖, 等. 高压大容量直流变压器拓扑研究综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2024,

- 44(17): 6940-6958.
WEI Chenyang, TANG Guangfu, WU Yilin, et al. Overview and prospect of topology research on high voltage and large capacity DC transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(17): 6940-6958(in Chinese).
- [11] 廖修谱, 周全, 李磊, 等. 一种适用于远海风电直流汇集送出换流阀的拓扑及其技术经济性分析[J]. 中国电力, 2022, 55(6): 118-127.
LIAO Xiupu, ZHOU Quan, LI Lei, et al. A feasible topology of DC collection valve for long-distance offshore wind farms and cost-effective analysis[J]. Electric Power, 2022, 55(6): 118-127(in Chinese).
- [12] ZHU Xiaoquan, JIANG Liming, ZHANG Bo, et al. The resonant modular multilevel DC - DC converter adopting switched-inductor cells for high step-up ratio[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 6634-6647.
- [13] 廖修谱, 周全, 李磊, 等. 一种适用于远海风电直流汇集送出换流阀的拓扑及其技术经济性分析[J]. 中国电力, 2022, 55(6): 118-127.
LIAO Xiupu, ZHOU Quan, LI Lei, et al. A feasible topology of DC collection valve for long-distance offshore wind farms and cost-effective analysis[J]. Electric Power, 2022, 55(6): 118-127(in Chinese).
- [14] 傅明利, 王威望, 赵小军, 等. 大功率高频变压器关键技术与发展趋势[J]. 高电压技术, 2024, 50(10): 4377-4387.
FU Mingli, WANG Weiwei, ZHAO Xiaojun, et al. Key issues and development prospects in high power high-frequency transformer[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4377-4387(in Chinese).
- [15] 卢世蕾, 孙凯, 曹国恩, 等. 面向光伏直流升压系统的高压大功率 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5970-5982.
LU Shilei, SUN Kai, CAO Guoen, et al. A design method of high voltage and high power LLC resonant converter for photovoltaic DC voltage boosting system [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 5970-5982(in Chinese).
- [16] 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(in Chinese).
- [17] STAMENKOVIC D, DUJIC D. Soft-switching resonant conversion with IGCT[C]//2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE 2019 - ECCE Asia). Busan, Korea(South): IEEE, 2019: 780-786.
- [18] ULISSI G, VEMULAPATI U R, STIASNY T, et al. High- frequency operation of series-connected IGCTs for resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5664-5674.
- [19] 张捷频, 马颖涛, 史志富, 等. 大功率 LLC 变换器 IGBT 等效结电容特性分析[J]. 电力电子技术, 2023, 57(12): 125-128.
ZHANG Jiepin, MA Yingtao, SHI Zhifu, et al. Characteristic analysis of IGBT equivalent junction capacitance for high power LLC converter[J]. Power Electronics, 2023, 57(12): 125-128(in Chinese).
- [20] 田旭, 马己青, 张祥成, 等. 基于 IGCT 的大容量谐振直流变压器设计[J]. 电力电子技术, 2024, 58(2): 27-29, 54.
TIAN Xu, MA Yiqing, ZHANG Xiangcheng, et al. Design of large capacity resonant DC transformer based on IGCT[J]. Power Electronics, 2024, 58(2): 27-29, 54(in Chinese).
- [21] DONG Dong, GARCES L, AGAMY M, et al. Control and operation of medium-voltage high-power bi-directional resonant DC-DC converters in shipboard dc distribution systems[C]//2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE). Milwaukee, USA: IEEE, 2016: 1-9.
- [22] JIANG Peng, FENG Hao, RAN Li. ZVS analysis and a design method for unidirectional medium-voltage LLC-DCX with high step-up ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 2948-2953.
- [23] KIM J H, KIM C E, KIM J K, et al. Analysis for LLC resonant converter considering parasitic components at very light load condition[C]//8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia. Jeju, Korea(South): IEEE, 2011: 1863-1868.
- [24] MA Yiqing, ZHAO Biao, CUI Bin, et al. An IGCT-series-based DC transformer with quasi-zero switching loss modulation by minimum backflow power injection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15566-15578.



马己青

在线出版日期: 2025-06-17。

收稿日期: 2025-03-17。

作者简介:

马己青(1999), 男, 博士研究生, 研究方向为直流变压器、软开关, myq21@mails.tsinghua.edu.cn;

*通信作者: 赵彪(1987), 男, 博士, 副教授, 研究方向为柔性直流输配电、大功率电力电子, zhao-biao@tsinghua.edu.cn。

(编辑 张蕾)