

DOI:10.12158/j.2096-3203.2022.01.027

# CHB-SRDAB 型电力电子变压器损耗分析及效率优化

袁晓冬, 刘瑞煌, 史明明, 张宸宇, 葛雪峰

(国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

**摘要:**电力电子变压器(PET)是实现交直流混合配电网电能变换与路由的关键设备,可极大增强电网的灵活性和可控性。现阶段,采用级联H桥(CHB)和串联谐振型双有源桥(SRDAB)的PET因具有模块化结构、效率高等优点而被广泛应用。首先,文中以1台应用于实际工程中的1.5 MW 10 kV AC-750 V DC PET为分析对象,结合实验波形阐述了PET正反向功率流向下开关时瞬态特性的不同,并分析了特性差异的原因;其次,SRDAB整流侧电流只流经二极管,因此通过闭锁其整流侧功率半导体器件,可降低SRDAB开关损耗,从而提高PET效率;最后,在PET工程现场进行实验测试,证明了损耗分析的正确性和效率优化方法的有效性。采用所提方法,PET运行效率可提高约0.2%。

**关键词:**配电网;电力电子变压器(PET);串联谐振双有源桥;损耗分析;效率优化;软开关

**中图分类号:**TM41;TM46

**文献标志码:**A

**文章编号:**2096-3203(2022)01-0201-06

## 0 引言

电力电子变压器(power electronic transformer, PET)不仅具有电压等级变换和电气隔离功能,还能实现电能质量控制、装置自动保护、不同电压等级的交直流端口之间能量双向流动,增加了配电网的灵活性和可靠性<sup>[1-4]</sup>,是未来智能电网、能源互联网发展的关键设备之一。

PET技术在过去二十年取得了较大进步,文献[5—10]对比分析了多种PET电路拓扑,针对控制性能、功率密度、应用场合等多方面展开讨论。应用于配电网的PET通常采用级联H桥(cascade H-bridge, CHB)结构<sup>[11]</sup>,隔离环节采用串联谐振型双有源桥(series resonant dual active bridge, SRDAB)变换器实现DC-DC变换,因此,CHB-SRDAB型PET是应用最为广泛的一类。但该PET电能变换环节多,效率与传统工频变压器相比仍存在一定差距。已有文献对多种PET损耗进行建模分析,并提出了多种效率优化方法<sup>[12-16]</sup>。现有关效率优化的方法可分为2类:硬件结构角度<sup>[12-13]</sup>和电路参数角度<sup>[14-16]</sup>。文献[12]提出通过2套CHB交错并联降低开关频率的方法来提高效率;文献[13]提出高压SiC MOSFET器件可大幅度减少PET级联模块数量,减小开关损耗;文献[14—15]提出增加死区时间和减小励磁电感可减小SRDAB开通损耗,但会增大通态损耗;文献[16]提出通过优化励磁电感和

死区时间可达到总损耗最小,但是优化过程需要复杂的迭代,且只考虑了功率单向流动的情况。不同潮流方向引起的损耗差异关注较少,尤其是PET高、低压侧采用不同耐压水平的功率半导体器件时,功率流向对软开关的影响分析较少。

文中以1台1.5 MW的PET为分析对象,该PET为10 kV AC-750 V DC,定义功率由10 kV AC流向750 V DC为整流模式,反向为逆变模式。分析了PET在2种模式下功率半导体器件的开关特性以及差异产生原因。为提高效率,文中提出一种效率优化方法,在整流模式下闭锁SRDAB整流桥,使整流侧电流只流经二极管,可避免高、低压侧器件开关不一致带来的问题,所述方法无需额外的硬件电路和复杂的参数优化,实施简单。在PET样机进行了测试,证明了损耗分析的正确性和效率优化方法的有效性。

## 1 PET 拓扑

文中以1.5 MW的10 kV AC-750 V DC PET为例进行分析,图1给出了PET电路的单相拓扑。由图1可知,每相由级联的功率模块组成,每个功率模块包含一个H桥和一个SRDAB,CHB连接至10 kV的交流侧,SRDAB输出侧并联连接至750 V的直流侧。SRDAB的谐振环节由高频变压器(high frequency transformer, HFT)的漏感 $L_l$ 和谐振电容 $C_r$ 组成<sup>[17]</sup>。其中, $C_1, C_2$ 分别为模块高压侧直流电容和低压侧直流电容; $u_{HV}, u_{LV}$ 分别为高、低压侧高频电压; $i_r, i_{r,LV}$ 分别为高、低压侧高频电流。PET主电路的参数如表1所示。

收稿日期:2021-08-07;修回日期:2021-10-24

基金项目:国家重点研发计划资助项目“基于电力电子变压器的交直流混合可再生能源技术研究”(2017YFB0903300)

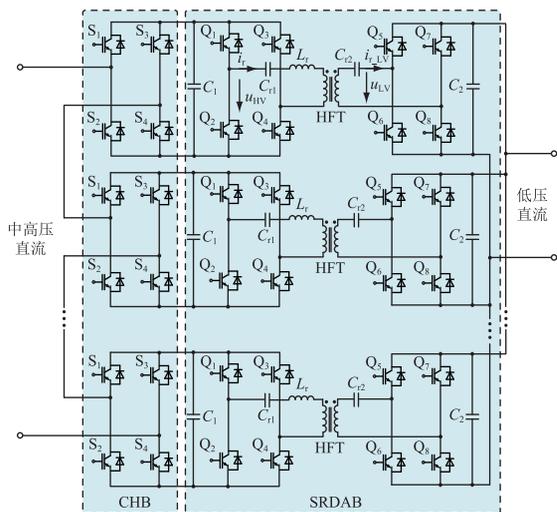


图1 PET单相电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of single-phase PET

表1 PET主电路参数

Table 1 The parameters of PET main circuit

参数	数值
额定功率/MW	1.5
中压交流额定电压/kV	10
模块高压侧直流额定电压/V	1 900
模块低压侧直流额定电压/V	750
每相模块个数 $N$	6
变压器变比 $n$	23/9
变压器漏感 $L_r/\mu\text{H}$	35
高压侧谐振电容 $C_{r1}/\mu\text{F}$	330
低压侧谐振电容 $C_{r2}/\mu\text{F}$	150
SRDAB 死区时间 $T_{\text{dead}}/\mu\text{s}$	8
SRDAB 开关频率 $f_s/\text{kHz}$	5.1
SRDAB 谐振频率 $f_r/\text{kHz}$	5.6
桥臂电感/mH	15
模块高压侧电容 $C_1/\text{mF}$	3
模块低压侧电容 $C_2/\text{mF}$	4

PET采用传统的双闭环控制方法,即外环为低压侧直流电压环,内环为交流电流环。CHB采用单极性载波相移脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)策略,一个桥臂内相邻2个功率模块载波相位相差  $\pi/N$ <sup>[18]</sup>。对于高频环节,SRDAB采用开环控制方法,即原、副边均为50%占空比方波<sup>[19]</sup>。由于SRDAB低压侧并联,高压侧直流电压可以自动平衡,不需要电压平衡控制。

## 2 PET损耗分析及效率优化

### 2.1 损耗分析

PET的损耗可以分解为3部分,即CHB硬开关损耗、SRDAB开关损耗和HFT损耗。下面分别分

析整流和逆变2种模式下的电流路径及损耗。

#### 2.1.1 整流模式

整流模式下的电流路径及损耗如图2所示。

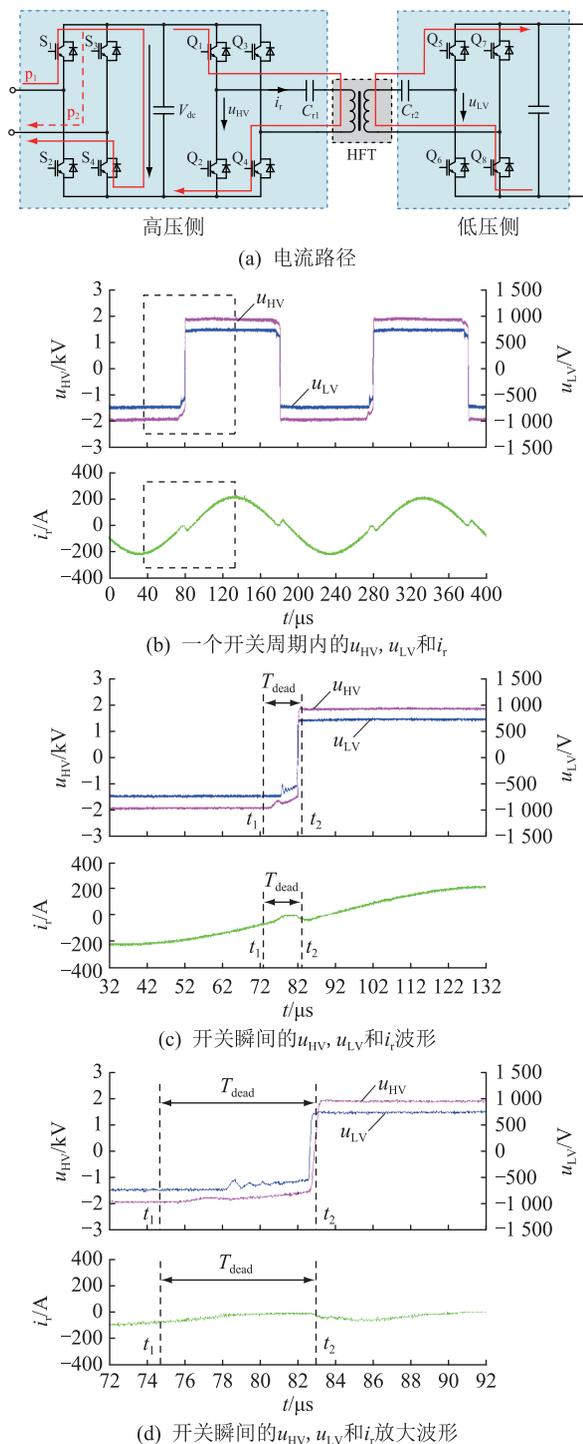


图2 整流模式

Fig.2 Rectifying mode

由图2(a)可知,CHB采用单极性PWM,当功率模块输出电压从  $V_{dc}$  变为零时,电流从  $S_4$  的二极管换流到  $S_3$  的绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT),即电流路径从  $p_1$  换流到  $p_2$ ,因此  $S_3$  硬开关导致开关损耗。对于SRDAB,电流在

半个开关周期内流过高压侧的 IGBT 和低压侧的二极管, 低压侧开关始终处于零电压开关(zero voltage switch, ZVS)状态, 开关损耗主要与高压侧的 IGBT 有关。

由图 2(b)一图 2(d)可知, 在  $t_1$  时刻前,  $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_6$  和  $Q_7$  的反并联二极管导通电流  $i_r$ ; 在  $t_1$  时刻, 关断开关  $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_6$  和  $Q_7$ , 相应的互补开关  $Q_1$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$  和  $Q_8$  经过死区时间  $T_{\text{dead}}$  后在  $t_2$  时刻导通; 在  $t_1-t_2$  期间, 所有器件闭锁。由图 2(c)一图 2(d)可知, 在  $T_{\text{dead}}$  期间, 电压  $u_{\text{HV}}$  几乎无变化, 根据基尔霍夫电压定律,  $Q_1$  和  $Q_4$  的电压仍然为  $V_{\text{dc}}$ 。在  $Q_1$  和  $Q_4$  导通时刻, 其两端电压从  $V_{\text{dc}}$  逐渐下降到零, 无法实现 ZVS, 导致  $Q_1$  和  $Q_4$  存在开通损耗。其中, 图 2(c)为图 2(b)虚线框放大部分, 从图 2(c)中发现, 在导通时刻, 电流  $i_r$  不为零值而是负值。这是由于高、低压侧 IGBT 的开关速度有差异引起的, 即低压侧的 IGBT 比高压侧的开通速度快, 如图 2(d)所示。当  $u_{\text{LV}}$  为  $+V_{\text{dc}}$  时,  $u_{\text{HV}}$  仍为  $-V_{\text{dc}}$ , 此电压差使电流  $i_r$  在高频环节的初值为负, 即产生了无功功率, 增加了通态损耗。当谐振电流  $i_r$  初值为负时, 关断电流也大于零, 即无法实现零电流开关(zero current switch, ZCS), 导致存在关断损耗。

### 2.1.2 逆变模式

逆变模式下的电流路径及损耗如图 3 所示。由图 3(a)可知, 当 H 桥模块电压从  $V_{\text{dc}}$  变为零时, 电流从  $S_1$  换流到  $S_2$  二极管, 即电流路径从  $p'_1$  换流到  $p'_2$ ,  $S_1$  的硬开关导致了开关损耗。在相同开关电流条件下, 逆变模式下  $S_1$  的开关损耗与整流模式下  $S_3$  的开关损耗几乎相等, 因此 2 种模式下的 CHB 损耗几乎相同。对于 SRDAB, 电流流过低压侧 IGBT 和高压侧二极管, 开关损耗与低压侧 IGBT 有关。根据高、低压侧开关器件数据说明文档, 在相同电流条件下, 低压侧 IGBT 的开关损耗几乎是高压侧 IGBT 的十分之一, 因此开关损耗低于高压侧 IGBT。此外, 逆变模式下的开关特性与整流模式下有很大不同。

图 3(c)为图 3(b)虚线框放大部分, 从图 3(b)和图 3(c)可以看出, 在  $T_{\text{dead}}$  过程中, 电压  $u_{\text{LV}}$  从  $-V_{\text{dc}}$  到  $+V_{\text{dc}}$  缓慢增加, 这说明  $Q_5$  和  $Q_8$  的电压在其导通前已经为零, 即死区内实现了 ZVS 并显著降低了导通损耗; 由于交流侧电压  $u_{\text{HV}}$ ,  $u_{\text{LV}}$  在器件开通前已反转, 器件的开关速度差异对交流侧电压和电流  $i_r$  无影响, 因此, 高、低压侧也实现了 ZCS, 关断损耗低于整流模式。

整流和逆变 2 种模式在死区时间上存在差异的主要原因为: 高压 IGBT 的 N-区载流子浓度远高于低压 IGBT, 需要更多时间来复合载流子<sup>[12,14]</sup>。图 3

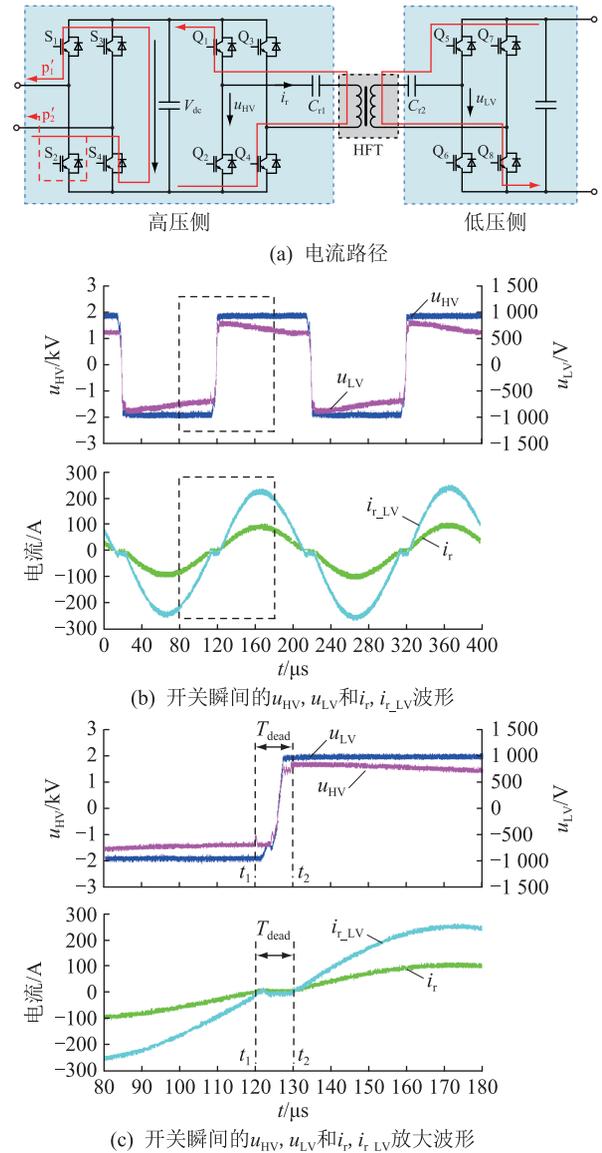


图 3 逆变模式

Fig.3 Inverting mode

(b)、图 3(c)表明, 变压器的励磁电流有助于低压侧 IGBT 在  $T_{\text{dead}}$  内实现载流子复合, 使器件的电压降到零, 而对于高压侧 IGBT, 励磁电流在  $T_{\text{dead}}$  内不足以实现载流子复合, 因此其电压几乎是恒定的。

### 2.1.3 整流和逆变模式下的损耗对比

为进一步比较整流和逆变 2 种模式下的损耗类型, 文中进行了热损耗仿真, 仿真结果见表 2。

表 2 1.5 MW 下损耗对比结果

Table 2 Loss comparison results at 1.5 MW kW

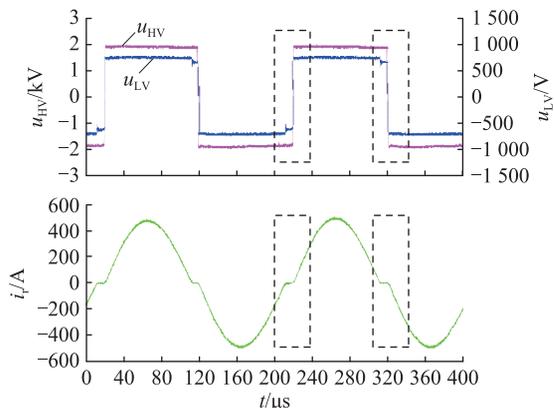
损耗单元	整流模式损耗	逆变模式损耗
CHB	12.49	12.50
SRDAB 高压侧	27.77	14.16
SRDAB 低压侧	7.42	7.08
HFT	12.00	12.00
总损耗	59.68	45.74

从表 2 可以看出,在整流和逆变 2 种模式下,CHB 和 HFT 损耗基本相同,而 SRDAB 高、低压侧损耗不同,逆变模式下 SRDAB 高压侧损耗大大降低,与 2.1 节的分析吻合。

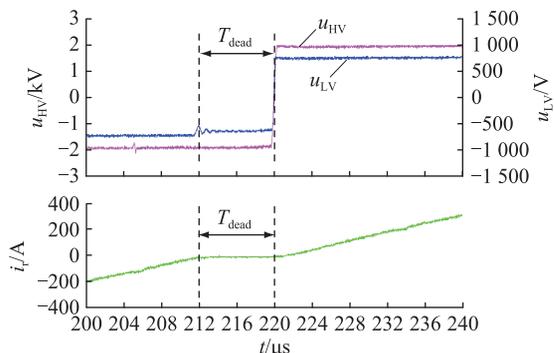
### 2.2 效率优化

根据上述对 PET 在整流和逆变 2 种模式下的损耗分析可知,SRDAB 在 2 种模式下的开关特性不同。为解决高、低压侧器件开关速度不同导致的无功电流和 ZCS 失效的问题,文中提出一种效率优化方法,在整流模式下通过闭锁 SRDAB 整流桥器件  $Q_5-Q_8$ ,整流侧电流只流经  $Q_5-Q_8$  的反并联二极管,可避免高、低压侧器件  $Q_1-Q_4$  与  $Q_5-Q_8$  开关不一致带来的问题。由于低压侧开关器件闭锁,SRDAB 低压侧交流电压  $u_{LV}$  不再由低压侧器件的开关状态决定,而是由高压侧器件的开关状态决定,即高、低压侧器件开关速度不一致导致的一系列问题均被避免。因此,整流模式下采用 SRDAB 低压侧闭锁策略后,避免了开关速度不同所致的无功电流,以及开通时刻初始电流不为零所致的关断电流大于零的问题。其测试结果如图 4 所示。

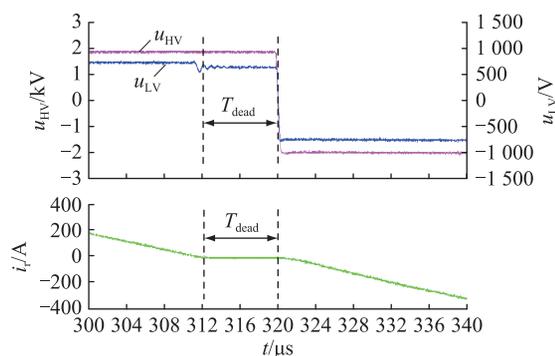
图 4(b)、图 4(c) 均为图 4(a) 虚线框放大部分,从图 4 可以看出,无功电流被消除,同时保证了实现 ZCS。对于 IGBT 器件,由于拖尾电流存在,其关断损耗较大,通过 ZCS 可减小关断损耗,进而提升效率。



(a) 高频电压  $u_{HV}$ ,  $u_{LV}$  和高频电流  $i_t$  波形



(b) 开通时刻的  $u_{HV}$ ,  $u_{LV}$  和  $i_t$



(c) 关断时刻的  $u_{HV}$ ,  $u_{LV}$  和  $i_t$

图 4 整流模式下闭锁低压侧器件高频电压  $u_{HV}$ ,  $u_{LV}$  和高频电流  $i_t$  波形

Fig.4 Waveforms of high-frequency voltage  $u_{HV}$ ,  $u_{LV}$  and high-frequency current  $i_t$  under block mode

### 3 实验验证

为了验证 PET 在整流和逆变 2 种模式下损耗分析的正确性和损耗优化方法的有效性,在 1.5 MW 10 kV AC-750 V DC PET 上进行了实验验证,PET 样机如图 5 所示。



图 5 1.5 MW 10 kV AC-750 V DC 的 PET 样机

Fig.5 PET prototype of 1.5 MW 10 kV AC-750 V DC

采用功率分析仪(WT1800)测量 PET 在双向功率条件下的效率,PET 效率定义为:

$$\eta = \int_0^T p_{out} dt / \int_0^T p_{in} dt \quad (1)$$

式中:  $T$  为基波周期;  $p_{out}$  为输出功率;  $p_{in}$  为输入功率,分别测试了 3 种工况,即低压侧解锁整流工作模式、低压侧闭锁整流工作模式和逆变工作模式在不同功率下(功率从标幺值 0.1 逐步递增 0.1 到额定标幺值 1)的效率。

PET 效率测试结果如图 6 所示。由图 6 可知,逆变模式下效率比整流模式下效率高约 1%。另外,低压侧闭锁整流工作模式相比于低压侧解锁整流工作模式效率可提高 0.2%。

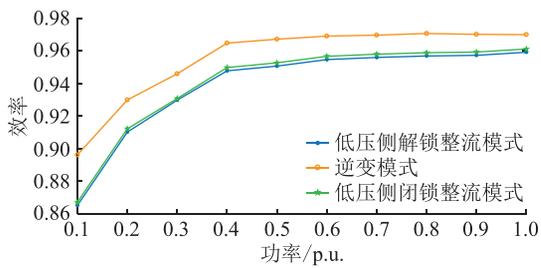


图6 效率测试结果

Fig.6 Efficiency test results

## 4 结语

文中对 1.5 MW 的 10 kV AC-750 V DC PET 在整流模式和逆变模式 2 种模式下的损耗进行对比分析。分析结果表明,2 种模式下的 CHB 损耗和 HFT 损耗基本相同,而整流模式下 SRDAB 损耗高于逆变模式,这主要是由于高压侧 IGBT 的开关损耗比低压侧 IGBT 损耗大很多,且高压侧 IGBT 中 N-区存储大量电荷,载流子复合需要更长的时间,不能在死区时间内换流,无法实现 ZVS;由于高、低压侧 IGBT 开关速度不一致也导致存在无功电流,无法实现 ZCS。为此,文中提出在整流模式下采用闭锁低压侧 H 桥 IGBT 的方法,使低压侧 H 桥电流只流经二极管,避免高、低压侧器件开关速度不一致带来的无功电流和 ZCS 失效的问题,从而提高效率。在 1.5 MW 的 10 kV AC-750 V DC PET 样机上进行了效率测量,测试结果表明,额定工况下,逆变模式效率比整流模式效率高约 1%,整流模式下闭锁低压侧 H 桥比解锁低压侧 H 桥可提高效率约 0.2%。

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目“紧凑型电力电子变压器研制和示范应用研究”(J2019136)资助,谨此致谢!

### 参考文献:

[1] 蒋贤强,徐青山,柳丹,等. 含分布式电源的交直流配网双层规划研究[J]. 电力工程技术,2018,37(4):27-32.  
JIANG Xianqiang,XU Qingshan,LIU Dan,et al. Two-layer model of AC/DC distribution network containing DGs[J]. Electric Power Engineering Technology,2018,37(4):27-32.

[2] SHE X,HUANG A Q,BURGOS R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2013,1(3):186-198.

[3] HUANG A Q,CROW M L,HEYDT G T,et al. The future renewable electric energy delivery and management (FREEDM) system;the energy Internet[J]. Proceedings of the IEEE,2011,99(1):133-148.

[4] HUBER J E,BÖHLER J,ROTHMUND D,et al. Analysis and cell-level experimental verification of a 25 kW all-SiC isolated

front end 6.6 kV/400 V AC-DC solid-state transformer [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2017,2(2):140-148.

[5] HUBER J E,KOLAR J W. Optimum number of cascaded cells for high-power medium-voltage AC-DC converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017,5(1):213-232.

[6] BRIZ F,LOPEZ M,RODRIGUEZ A,et al. Modular power electronic transformers;modular multilevel converter versus cascaded H-bridge solutions [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine,2016,10(4):6-19.

[7] FALCONES S,MAO X L,AYYANAR R. Topology comparison for solid state transformer implementation [C]//IEEE PES General Meeting. Minneapolis,MN,USA. IEEE,2010:1-8.

[8] HUBER J E,KOLAR J W. Applicability of solid-state transformers in today's and future distribution grids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid,2019,10(1):317-326.

[9] WANG D,TIAN J,MAO C X,et al. A 10-kV/400-V 500-kV·A electronic power transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(11):6653-6663.

[10] LIU T,YANG X,CHEN W J,et al. Design and implementation of high efficiency control scheme of dual active bridge based 10 kV/1 MW solid state transformer for PV application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 ( 5 ): 4223-4238.

[11] 袁义生,陈旭,毛凯翔. 基于纹波电压前馈的级联 H 桥整流器输出电压平衡策略 [J]. 电力系统保护与控制,2020,48(2):9-17.  
YUAN Yisheng,CHEN Xu,MAO Kaixiang. Output voltage balance strategy based on ripple voltage feedforward for cascaded H-bridge rectifier [J]. Power System Protection and Control, 2020,48(2):9-17.

[12] 张宸宇,袁宇波,李子欣,等. 四端口电力电子变压器效率测试方法 [J]. 电工电能新技术,2020,39(6):10-17.  
ZHANG Chenyu,YUAN Yubo,LI Zixin,et al. Efficiency testing method for four-port power electronic transformer [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020,39(6):10-17.

[13] HUANG A Q,ZHU Q L,WANG L,et al. 15 kV SiC MOSFET: an enabling technology for medium voltage solid state transformers [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications,2017,2(2):118-130.

[14] ORTIZ G,BORTIS D,KOLAR J W,et al. Soft-switching techniques for medium-voltage isolated bidirectional DC/DC converters in solid state transformers [C]//IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, Canada. IEEE,2012:5233-5240.

[15] LINDENMÜLLER L,ALVAREZ R,BERNET S. Optimization of a series resonant DC/DC converter for traction applications [C]//2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh,NC,USA. IEEE,2012:2201-2208.

[16] HUBER J E,KOLAR J W. Analysis and design of fixed voltage

transfer ratio DC/DC converter cells for phase-modular solid-state transformers [C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal, QC, Canada. IEEE, 2015;5021-5029.

[17] 孙元岗,同向前,李庚,等. 一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J]. 电力系统保护与控制,2021,49(5):29-35.

SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A generalized parameter design approach for bidirectional resonant high frequency DC transformers[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 29-35.

[18] ZHAO C H, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer-medium voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3257-3268.

[19] HUBER J E, MINIBÖCK J, KOLAR J W. Generic derivation of dynamic model for half-cycle DCM series resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 4-7.

作者简介:



袁晓冬

袁晓冬(1979),男,硕士,研究员级高级工程师,从事电能质量与新能源研究工作(E-mail:1838658@qq.com);

刘瑞煌(1992),男,硕士,工程师,从事直流配用电技术研究及应用工作;

史明明(1986),男,博士,高级工程师,从事电力电子技术相关工作。

### Loss analysis and efficiency optimization of CHB-SRDAB type power electronic transformer

YUAN Xiaodong, LIU Ruihuang, SHI Mingming, ZHANG Chenyu, GE Xuefeng

(State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China)

**Abstract:** Power electronic transformer (PET) is the key equipment to realize the power conversion and routing of AC/DC hybrid distribution network, which can greatly enhance the flexibility and controllability of power grid. At present, PET with cascaded H-bridge (CHB) and series resonant dual active bridge (SRDAB) is widely used because of its modular structure and high efficiency. In this paper, a 1.5 MW 10 kV AC-750 V DC PET used in practical engineering is analyzed. Firstly, the different switching transient characteristics under the forward and reverse power flow direction are described, and the reasons for the difference are analyzed. Secondly, the current on the rectifier side of SRDAB only flows through the diode. Therefore, the switching loss of SRDAB can be reduced by locking the power semiconductor device on the rectifier side, so as to improve the efficiency of PET. Finally, the experimental test on the PET project site proves the correctness of the loss analysis and the effectiveness of the efficiency optimization method. Using the proposed method, the PET operation efficiency can be improved by about 0.2%.

**Keywords:** distribution network; power electronic transformer (PET); series resonant dual active bridge; loss analysis; efficiency optimization; soft switching

(编辑 陆海霞)