

DOI:10.12158/j.2096-3203.2020.04.004

# 电力电子变压器直流端口传感器位置选取方法

张宸宇<sup>1</sup>, 袁宇波<sup>1</sup>, 袁晓冬<sup>1</sup>, 李子欣<sup>2</sup>, 张益飞<sup>3</sup>, 高范强<sup>2</sup>

(1. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103; 2. 中国科学院电工研究所, 北京 100190; 3. 国网江苏省电力有限公司苏州供电分公司, 江苏 苏州 215004)

**摘要:**为了保证电力电子变压器端口故障切除快速响应,在直流端口侧会配有直流固态开关。而当电力电子变压器直流端口电压已经建立,在固态开关闭合瞬间,电力电子变压器直流端口的电容会对固态开关内电容进行充电,在考虑线路阻抗特性情况下,直流端口传统位置的电流传感器会由于线路阻抗和固态开关中电容产生振荡,严重会引发过流保护整机闭锁。文中对电力电子变压器直流端口进行建模分析,简化成RLC电路串联响应特性,对电力电子变压器直流侧的电流振荡波形展开分析,并提出了电流互感器测点优化选取原则,仿真和试验验证了所提理论的正确性。

**关键词:**串联谐振;振荡;RLC电路;电力电子变压器;直流端口

中图分类号:TM714

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2020)04-0022-06

## 0 引言

在绿色节能高效的能源转型驱动下,交直流能源智能配置技术充分发挥电网的优化配置优势,高效利用清洁能源以满足人民日益增长的多样化能源消费需求,是未来智能配电网发展的重要趋势之一。以电力电子变压器(power electronic transformer, PET)为核心的新型交直流配电网,就是为适应这种趋势而创新研发的<sup>[1-6]</sup>。

为保证电力电子变压器直流端口输出电压稳定,通常直流端口都会存在一个大的稳压电容,而为保证故障切除快速响应,直流端口会配有直流固态开关。固态开关是实现直流电网故障元件快速隔离、构建直流电网的关键设备<sup>[7]</sup>,通过固态开关可以保证当外部线路发生故障时设备内部不会出现大的短路电流。在固态开关闭合瞬间,电力电子变压器直流端口的电容会对固态开关内电容进行充电,在考虑线路阻抗特性情况下,直流端口会产生振荡。

关于电力电子变压器研究主要集中在拓扑和控制领域,文献[8]阐述了电力电子变压器在交流混合微网功率控制中的应用;文献[9]研究了电力电子变压器直流电压平衡控制策略;文献[10]则对交直流功率变化时直流端口的二次纹波抑制策略开展了研究,但并未涉及直流端口加装固态开关后传感器位置选择问题。为了保证电力电子变压器端口故障切除快速响应,在直流端口侧一般会配

有直流固态开关。而当电力电子变压器直流端口电压已经建立时,在固态开关闭合瞬间,电力电子变压器直流端口的电容会对固态开关内电容进行充电,在考虑线路阻抗特性情况下,直流端口传统位置的电流传感器会由于线路阻抗和固态开关中电容产生振荡。由于多电力电子设备直流端口电容并联,直流母线发生串联谐振,电流振荡可能导致传感器测得电流峰值过大,线路电流误保护导致整机闭锁、接触器分闸<sup>[11-16]</sup>。

文中通过对电力电子变压器直流端口的电流振荡分析,对电力电子变压器和固态开关之间的放电回路建立RLC串联谐振理论分析,给出直流侧传感器安装位置优化选取方案,并通过Matlab/Simulink仿真验证了文中理论的正确性。某交直流工程现场电力电子变压器实验时在直流端口也检测到了此类谐振现象,再次验证了该理论的正确性。

## 1 电力电子变压器直流端口结构

PET可以将交直流电压自由灵活转换,将市中低压10 kV交流配网转变成低压±750 V直流,利用每个模块中的高频变压器进行隔离,而不需要传统变换器中的工频变压器。文中研究的PET拓扑结构交流侧连接10 kV交流,直流侧连接±750 V直流,如图1所示。

图1中,H桥为单相全桥,器件采用硅基绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT),双向有源桥(double active bridge, DAB)由2个H桥和一个高频变压器串联组成。可以看出本拓扑实际上是一个串入并出(input series output pa-

收稿日期:2020-03-15;修回日期:2020-04-20

基金项目:国家重点研发计划资助项目(2017YFB0903300)

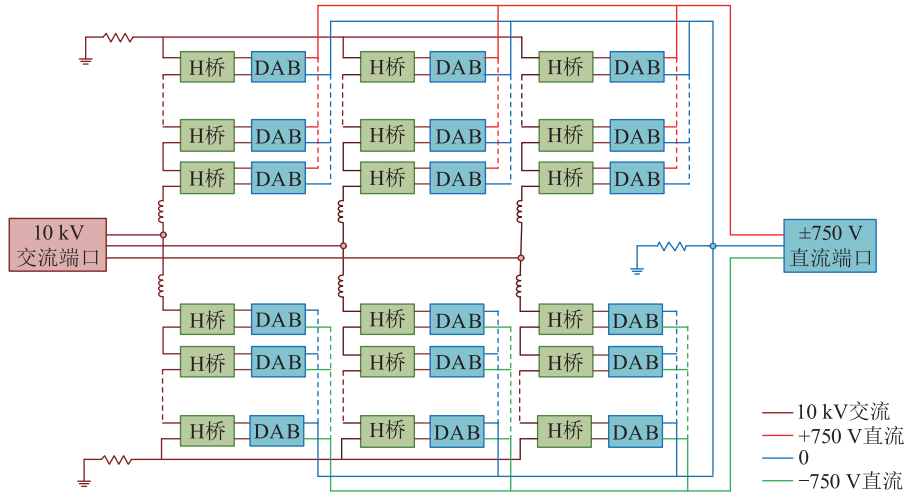


图1 PET拓扑结构  
Fig.1 PET topology

parallel, ISOP)结构,作用为交流侧H桥串联均分高压侧电压,每个H桥承受电压应力降低,直流侧电压等级低并联输出,保证输出电压一定的情况下增大功率,降低DAB电流应力。

PET直流侧出口一般通过一个大电容进行稳压,如图2所示, $C_1$ 为电力电子变压器750 V直流端口稳压电容。由于PET采用模块化设计,在本拓扑中 $C_1$ 由36个功率子模块中3 mF的金属电容组成,整机低压直流端口等效容值为36个模块电容并联值108 mF。

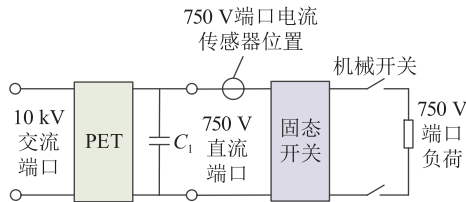


图2 电力电子变压器直流端口示意  
Fig.2 Schematic diagram of DC port for power electronic transformer

为了隔断外部故障对设备的影响,在电力电子变压器的直流出口处一般会安装直流端口的机械开关。但由于机械开关动作速度慢,动作时间在1~10 ms左右,不能满足电力电子器件保护的能力。为了保证PET直流端口故障隔离能力,首选的解决方案是在PET直流端口安装固态开关。本拓扑中固态开关拓扑如图3所示,电容 $C_2$ 容值为4 mF,VT为电力电子开关,采用硅基IGBT器件,V为母线上反并联的续流二极管。

正常工作时,VT一直处于导通状态,PET输出电流时通过IGBT,反向流入电流时通过反并联二极管;端口外部发生短路故障情况下VT关断,可保证外部直流短路时PET不对外输出大电流而导致内

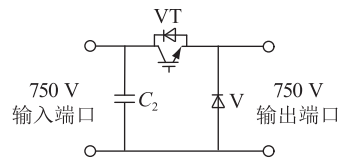


图3 固态开关拓扑  
Fig.3 Solid state switch topology

部电力电子开关损坏。固态开关的关断时间仅由器件特性决定,故障隔离时间一般控制在50  $\mu$ s内。

在不考虑PET直流端口安装固态开关的情况下,直流端口电流传感器会直接安装在PET出口处,如图2所示。但是当加装固态开关后,电力电子设备直流接口通常都是一个稳压电容,如图4所示。当2个电力电子设备在直流侧直接连接时,2个电容由于初始电压不相等会存在放电回路,因此直流端口电流传感器的位置选取成为一个新的必要课题,需要了解放电回路的串联振荡特性,再对其传感器位置进行优化选取。

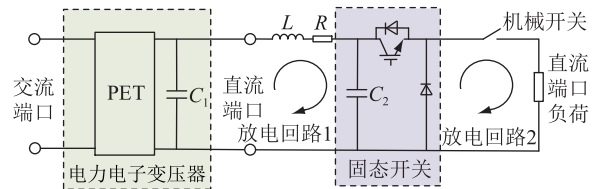


图4 直流端口放电回路示意  
Fig.4 Schematic diagram of DC port discharge circuit

## 2 直流端口串联振荡分析

图4中电力电子变压器750 V直流端口直接和固态开关连接,当PET完成启动充电后接入固态开关, $C_1$ 对 $C_2$ 形成放电回路1, $C_2$ 对750 V端口负载形成放电回路2,当放电回路1和放电回路2的时间常数 $\tau_1$ 和 $\tau_2$ 不相等时,放电回路可能通过线路阻抗

和直流端口电容形成串联谐振,通过图 4 所示的电流传感器位置在放电回路 1 和放电回路 2 中可以同时测得电流振荡。当振荡电流峰值过大时,可能会导致 PET 直流端口线路电流保护误动作跳闸、整机闭锁。

为进一步研究直流端口电流串联振荡特性,将图 4 进行电气简化得到图 5。通过图 5 可以看出,放电回路 1 就是一个 RLC 串联振荡电路,通过线路阻抗和固态开关中的电容构成。

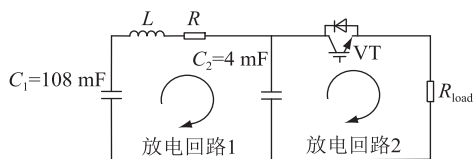


图 5 直流侧简化电路

Fig.5 DC side simplified circuit

当 750 V 固态开关电容  $C_2$  并入电力电子变压器 750 V 直流端口时,由于 PET 的电容较大可以等效成一个直流源,对放电回路 1 进行 RLC 电路串联响应分析,如图 6 所示。

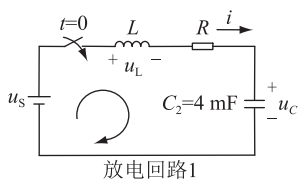


图 6 放电回路 1 串联响应

Fig.6 Discharge circuit 1 Series response

根据图 6 可以给出 KVL 电路方程:

$$Ri(t) + u_L(t) + u_C(t) = u_S(t) \quad (1)$$

放电回路电流可以通过电容电压得到:

$$i(t) = C \frac{du_C}{dt} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1)可以得到:

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = u_S(t) \quad (3)$$

可以看出式(3)是一个常系数非齐次线性二阶微分方程,其零输入响应方程为式(4):

$$LC \frac{d^2 u_C}{dt^2} + RC \frac{du_C}{dt} + u_C = 0 \quad (4)$$

式(4)的特征方程为式(5):

$$LCs^2 + RCs + 1 = 0 \quad (5)$$

可以得到式(5)的特征根式(6):

$$s_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha \pm j\omega_d \quad (6)$$

式中: $\alpha$  为衰减系数; $\omega_0$ 为谐振角频率; $\omega_d$ 为衰减谐振角频率。具体定义见式(7)一式(9):

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (9)$$

由于 PET 出口直接连接固态开关,以一台某工程 3 WM 真双极 PET 为例,其 $\pm 750$  V 直流出口采用 6 根 95 mm<sup>2</sup> 铜芯电缆并联,每根铜芯的电阻率为 0.195 m $\Omega$ /m。由于 $\pm 750$  V 的输电距离在 1 000 m 之内,以直流出口电缆最远 1 000 m 为例,电阻值仅 0.032 5  $\Omega$ ,故直流端口普遍由于线路距离短电阻小,通过式(10)可以判断出放电回路 1 呈现欠阻尼振荡特性:

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (10)$$

可以得到式(4)的解为:

$$u_C(t) = e^{-\alpha t} (K_1 \cos \omega_d t + K_2 \sin \omega_d t) = Ke^{-\alpha t} \cos(\omega_d t + \varphi) \quad (11)$$

其中:

$$K = \sqrt{K_1^2 + K_2^2} \quad (12)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{K_2}{K_1} \quad (13)$$

$K_1, K_2$  由初始条件  $i(0)$  和  $u_C(0)$  确定:

$$u_C(0) = K_1 \quad (14)$$

$$\left. \frac{du_C(t)}{dt} \right|_{t=0} = K_1 s_1 + K_2 s_2 = \frac{i(0)}{C} \quad (15)$$

假设初始条件为  $i(0) = 0, u_C(0) = 750$ , 通过式(14)和式(15)可以得到:

$$K_1 = 750 \quad (16)$$

$$K_2 = -\frac{K_1 s_1}{s_2} \quad (17)$$

将式(16)和式(17)代入式(11)和式(2)求解  $u_C(t)$  和  $i(t)$ , 得到直流端口串联振荡分析结果。

### 3 直流端口传感器位置选取

为了优化 PET 直流端口电流传感器位置选取,结合图 4,加入固态开关后直流端口存在电流传感器位置测点 1 和直流传感器位置测点 2,如图 7 所示。位置 1 位于 PET 与固态开关之间,位置 2 位于固态开关连接直流母线处。

通过直流端口串联振荡分析结果可以得到图 7 中电流传感器位置测点 1 和测点 2 的电流分别为  $i(t)$  和  $u_C(t)/R_{load}$ , 即:

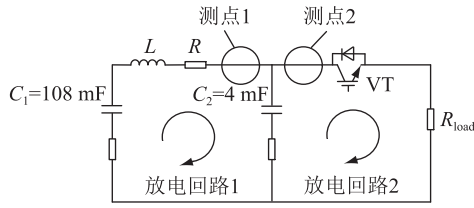


图7 直流侧电流测点位置

Fig.7 DC side current measuring point location

$$i_1(t) = i(t) \quad (18)$$

$$i_2(t) = u_c(t)/R_{load} \quad (19)$$

直流配电网中如果发生短路会有出口电容放电快电流大的特点,一般不设置后备保护,直流线路保护电流整定值选取一般为额定电流的1.2倍。当PET直流端口发生振荡时,振荡电流最大值如果超过保护电流整定值,即有可能发生保护误动作。

因此,对比图7中2个测点,为了避免串联谐振电流导致线路电流保护误动作,也就是对比测点1式(18)和测点2式(19)中振荡电流最大值,将PET直流端口传感器位置安装于振荡最大电流较小的位置处。即当  $\text{Max}i(t) > \text{Max}(u_c(t)/R_{load})$  时,电流传感器应该安装在测点2,反之则选择测点1。

## 4 仿真及实验

### 4.1 仿真

为了验证文中理论的正确性和可行性,首先搭建了基于Matlab/Simulink2014b的仿真,仿真电路如图4所示,参数如表1所示。

表1 仿真参数表

Table 1 Simulation parameter

参数	数值	参数	数值
$C_1/\text{mF}$	108	$R_{load}/\Omega$	10
$C_2/\text{mF}$	4	$u_{c1}(0^-)/\text{V}$	750
$L/\mu\text{H}$	10, 20	$u_{c2}(0^-)/\text{V}$	745
$R/\Omega$	0.005	$i(0^-)/\text{A}$	0

仿真线路负载为  $10 \Omega$ , 端口电压为  $750 \text{ V}$ , 可求得线路额定电流为  $75 \text{ A}$ , 保护电流设置为额定电流的1.2倍, 取  $90 \text{ A}$ , 超过保护值整定值线路开关立即动作。其零输入响应特性下位置1和位置2的仿真波形分别如图8和图9所示。

通过图8和图9的对比可以看出, 由于线路阻抗小, 电路呈典型欠阻尼特性, 电流传感器测试位置1波形产生振荡, 最大振荡电流超过  $150 \text{ A}$ , 远大于(2倍以上)正常负荷电流, 也超过了线路保护整定值  $90 \text{ A}$ , 势必引起线路电流保护误动作。而位置2虽然电流也在欠阻尼振荡, 但是明显幅值最大只

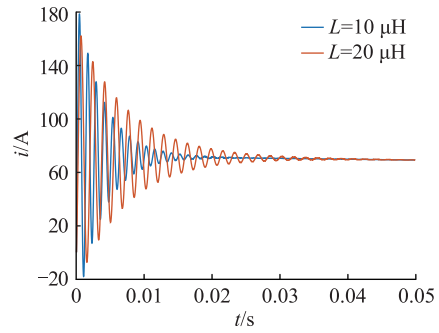


图8 电流传感器测试位置1仿真波形

Fig.8 Current sensor test position 1 simulation waveform

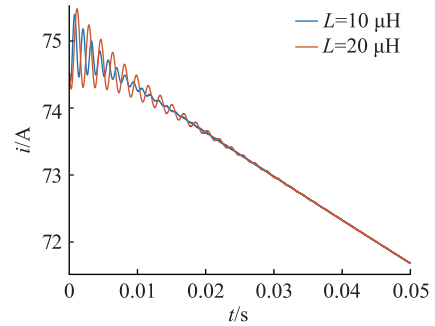


图9 电流传感器测试位置2仿真波形

Fig.9 Current sensor test position 2 simulation waveform

有  $75 \text{ A}$ , 小于线路额定电流, 并不会影响保护误动作, 所以此时电流传感器建议安装在位置2。

### 4.2 实验

为了进一步验证文中理论, 在江苏南部某交直流配网工程现场利用一台交流  $10 \text{ kV}$  / 直流  $\pm 750 \text{ V}$  的电力电子变压器(1号PET)开展实验验证。现场拓扑结构如图10所示, 其  $750 \text{ V}$  侧直流端口出口配置了一台固态开关, 线路保护设置在  $50 \text{ A}$ , 检测到连续3个电流量离散点过流即立即保护。由于实际情况线路阻抗无法测量, 工程中正、负、N极线出口处电缆均采用6根  $95 \text{ mm}^2$  铜芯电缆并联, 每根电阻直阻按  $0.195 \text{ m}\Omega/\text{m}$  估算, 其他参数同仿真参数一致。

实验时1号PET处于电压源运行模式, 供园区直流  $750 \text{ V}$  母线供电, 其他电力电子源均未投运处于热备用状态。首先保证直流  $750 \text{ V}$  母线所有负荷开关断开, 将1号PET电压源模式启动, 然后合上直流线路开关, 最后合上固态开关, 纪录测点处电流、电压波形。

当固态开关串入PET直流侧时, 测点1电流发生振荡, 电流峰值超过  $100 \text{ A}$  导致线路保护跳闸现象, 利用1号PET上位机测得电流如图11所示。而串联谐振电路并未引起电压振荡, PET直流侧电



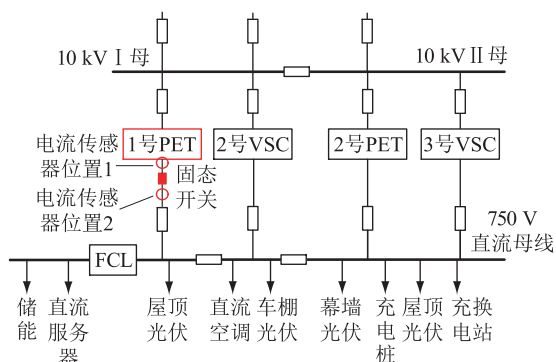


图 10 实验所在示范工程拓扑结构

Fig.10 Topological structure of demonstration project of the laboratory

压稳定在 750 V 未振荡,如图 12 所示。当传感器位置改装至测点 2 位置时,PET 直流端口固态开关闭合瞬间无保护信号生产,能够正常启动并投入直流线路运行。

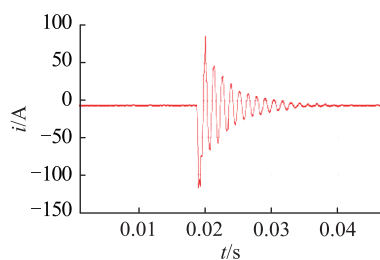


图 11 电流传感器测试位置 1 实验波形

Fig.11 Current sensor test position 1 experimental waveforms

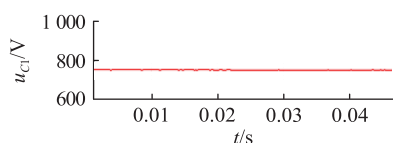


图 12 电力电子变压器直流侧电压实验波形

Fig.12 DC side voltage of power electronic transformer experimental waveforms

## 5 结语

为了保证电力电子变压器端口故障切除快速响应,在直流端口侧一般会配有直流固态开关。在考虑线路阻抗和固态开关电容可能产生串联谐振情况下,通过对直流侧放电回路 RLC 串联谐振理论分析,优化直流侧传感器安装选取位置,避免了当电流传感器安装位置在直流端口谐振回路上时,检测到的谐振电流会引起线路电流保护误动作,引起整机闭锁跳闸。直流配电工程中为避免谐振引起保护误动作,建议合理优化线路参数,并选择传感器合适位置。最后通过基于 Matlab/Simulink 仿真和现场实验验证了文中理论的正确性。

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目“交直流多微网互联协调运行控制技术研究”(J2019133)资助,谨此致谢!

## 参考文献:

- [1] LASSETER R H. Micro-grids [C]//IEEE Power Engineering Social Transmission Distribution Conference. New York, 2002: 27-31.
- [2] 李子欣,高范强,赵聪,等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(5):1274-1289.  
LI Zixin,GAO Fanqiang,ZHAO Cong,et al. Research review of power electronic transformer technologies [J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(5):1274-1289.
- [3] 李子欣,王平,楚遵方,等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术,2013,37(9):2592-2601.  
LI Zixin,WANG Ping,CHU Zunfang,et al. Research on medium-and high-voltage smart distribution grid oriented power electronic transformer [J]. Power System Technology, 2013, 37 (9):2592-2601.
- [4] 张宸宇,杨赞,袁晓冬,等. 考虑阻尼和惯性的虚拟同步机建模方法研究[J]. 电力工程技术,2018,37(5):45-49.  
ZHANG Chenyu,YANG Yun,YUAN Xiaodong,et al. Modeling method of virtual synchronous machine considering damping and inertia [J]. Electric Power Engineering Technology, 2018, 37 (5):45-49.
- [5] 张航,李耀华,高范强,等. 级联 H 桥型电力电子变压器隔离级高频电流波动抑制策略[J]. 电力系统自动化,2020,44(7):130-150.  
ZHANG Hang,LI Yaohua,GAO Fanqiang,et al. High-frequency current fluctuation suppression strategy for isolation stage of cascaded H-bridge based power electronic transformer [J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(7):130-150.
- [6] 张宸宇,刘建坤,葛雪峰,等. 基于 PET 的直流配电网典型场景及综合能效分析[J]. 电器与能效管理技术,2019(22):60-67,76.  
ZHANG Chenyu,LIU Jiankun,GE Xuefeng,et al. Typical scene based on PET and comprehensive energy efficiency analysis of DC distribution network [J]. Electrical & Energy Management Technology,2019(22):60-67,76.
- [7] 刘路辉,叶志浩,付立军,等. 快速直流断路器研究现状与展望[J]. 中国电机工程学报,2017,37(4):966-978.  
LIU Luhui,YE Zhihao,FU Lijun,et al. Research & development status and prospects of fast DC circuit breakers [J]. Proceedings of the CSEE,2017,37(4):966-978.
- [8] 兰征,涂春鸣,肖凡,等. 电力电子变压器对交直流混合微网功率控制的研究[J]. 电工技术学报,2015,30(23):50-57.  
LAN Zheng,TU Chunming,XIAO Fan,et al. The power control of power electronic transformer in hybrid AC-DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30 (23): 50-57.
- [9] 李响,郝瑞祥,游小杰,等. 一种级联电力电子变压器直流电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(2):238-245.

- LI Xiang, HAO Ruixiang, YOU Xiaojie, et al. A DC voltage balance control strategy for the cascaded power electronic transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2): 238-245.
- [10] 涂春鸣, 肖凡, 袁靖兵, 等. 级联型电力电子变压器直流电压二次纹波抑制策略 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2990-3003.
- TU Chunming, XIAO Fan, YUAN Jingbing, et al. DC ripple voltage suppression strategy for cascaded PET [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2990-3003.
- [11] QIN H, KIMBALL J W. Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 1006-1017.
- [12] LIU J, YANG J, ZHANG J, et al. Voltage balance control based on dual active bridge DC/DC converters in a power electronic traction transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1696-1714.
- [13] 吴争, 孔力, 袁晓冬, 等. 基于电力电子变压器的交直流混合可再生能源关键技术 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(2): 1-10.
- WU Zheng, KONG Li, YUAN Xiaodong, et al. Key technology of AC/DC hybrid renewable energy based on power electronic transformer [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(2): 1-10.
- [14] WANG D, TIAN J, MAO C, et al. A 10 kV/400 V 500 kV·A electronic power transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6653-6663.
- [15] WANG R, WANG F, BOROYEVICH D, et al. A high power density single-phase pwm rectifier with active ripple energy storage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1430-1443.
- [16] ZHAO Tiefu, WANG Gangyao, BHATTACHARYA S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1523-1532.

#### 作者简介:



张宸宇

张宸宇(1989),男,博士,高级工程师,从事交直流微网电能质量治理相关工作(E-mail:yu\_z@sina.cn);

袁宇波(1975),男,博士,研究员级高级工程师,从事电力系统继电保护研究工作;

袁晓冬(1979),男,硕士,研究员级高级工程师,从事新能源、储能等相关研究工作。

## Selection of DC port sensor position for power electronic transformer

ZHANG Chenyu<sup>1</sup>, YUAN Yubo<sup>1</sup>, YUAN Xiaodong<sup>1</sup>, LI Zixin<sup>2</sup>, ZHANG Yifei<sup>3</sup>, GAO Fanqiang<sup>2</sup>

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

2. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. State Grid Suzhou Power Supply Company of Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Suzhou 215004, China)

**Abstract:** In order to ensure fast response of power electronic transformer port fault removal, DC solid-state switches are usually equipped on the DC port side. When the DC port voltage of power electronic transformer has been established, the capacitance of DC port of power electronic transformer will charge the capacitance of solid-state switch at the moment of solid-state switch closing. Considering the line impedance characteristics, the current sensor at the traditional position of DC port will oscillate due to the line impedance and capacitance in solid-state switch, which will cause serious over-current protection rectification. The machine is locked. The DC port of power electronic transformer is modeled and analyzed, which is simplified to the series response characteristics of RLC circuit. The current oscillation waveform on the DC side of power electronic transformer is analyzed, and the principle of optimal selection of measuring points of current transformer is proposed. The correctness of the theory is verified by simulation and experiment.

**Keywords:** series resonance; oscillation; RLC circuit; power electronic transformer; DC port

(编辑 钱悦)