第37卷第9期	电网技术	Vol. 37 No. 9
2013年9月	Power System Technology	Sep. 2013

文章编号:1000-3673 (2013) 09-2592-10 中图分类号:TM 721 文献标志码:A 学科代码:470-4051

面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究

李子欣,王平,楚遵方,朱海滨,李耀华

(中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室(中国科学院 电工研究所),北京市 海淀区 100190)

Research on Medium- and High-Voltage Smart Distribution Grid Oriented Power Electronic Transformer

LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, ZHU Haibin, LI Yaohua

(Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Haidian District, Beijing 100190, China)

ABSTRACT: The progress of the research on power electronic transformer (PET) home and abroad is reviewed and the features of the existing PET circuit topologies oriented to medium- and high-voltage power girds are analyzed. Based on these analyses and taking advantage of the modular multilevel converter (MMC), a new type of PET topology oriented to medium- and high-voltage smart distribution grid is proposed. Compared with the existing topologies, the proposed circuit can reduce the number of the power switches. What is more important, the proposed topology can reduce the number of the high-frequency transformers substantially. Thereby, the presented PET topology is superior to the existing circuits in terms of volume and weight. Meanwhile, the operation mechanism of the proposed PET and the control strategy design methods for the different electric energy conversion stages are presented. Simulation and experimental results on a PET prototype oriented to 10kV/380V distribution grid show that the proposed circuit topology and its control strategy are feasible and effective.

KEY WORDS: smart grid; distribution network; power electronic transformer; modular multilevel converter

摘要:分析了电力电子变压器(power electronic transformer, PET)的国内外研究现状,以及面向中高压电网的已有 PET 拓扑的特点。在此基础上,基于模块化多电平变流器 (modular multilevel converter,MMC),提出了面向中高压智 能配电网 PET 的一种新型拓扑。与传统的 PET 电路拓扑相 比,新型拓扑的优势在于其可以减少电力电子开关器件的数 量;更重要的是,可以显著减少高频变压器的数量,具有更 好的体积及重量优势。同时,分析了该拓扑 PET 的工作机 制及不同电能转换环节的控制策略设计方法。10 kV/380 V 配电网用 PET 样机上的仿真及试验结果表明了所提拓扑及

其控制策略的可行性。

关键词:智能电网;配电网;电力电子变压器;模块化多电 平变流器

0 引言

智能电网及其相关技术的推广应用将有力推 动我国在能源领域的节能降耗,促进风能、太阳能 等可再生能源的并网发电,使未来电网朝着更加智 能、灵活、互动的方向发展^[1-6]。而未来智能电网的 各项目标和功能,如高供电质量、便于可再生能源 发电接入等功能能否实现,很大程度上取决于电网 中电气设备的性能和智能化水平。

配电变压器是配电网中最重要和应用最普遍 的一类设备,其作用一般是将 6~35 kV 的配电电压 降至 400 V 左右输出给用户。我国配电变压器的年 产量达 5000 万 kVA 左右,约占变压器总年产量的 1/3^[7]。因此,配电变压器的技术性能与经济指标都 会直接影响未来智能电网的供电电能质量和智能 化程度。然而,传统的配电变压器与智能电网的智 能、兼容、高供电质量等要求有很大差距。

在这一背景下,将电气隔离、电压变换、无功 补偿等功能集于一身的电力电子变压器(power electronic transformer, PET)成为对传统变压器及电 力电子设备进行集成优化、提高电网设备智能化水 平的重要设备^[8]。而面向智能配电网的 PET 除具有 传统变压器的功能外,还具备以下特点:1)由于 采用中高频变压器,所需铁芯、导线等更少,减少 了铜、铁等矿物金属的用量;2)原边电流、功率 因数(无功功率)、副边电压等均可控,可在提高用

基金项目:国家自然科学基金项目(51207151)。

Project Supported by the National Natural Science Foundation of China (51207151).

户供电质量的同时减少对电网的谐波、无功污染; 3)兼有智能的自保护功能,无需常规变压器的复杂 继电保护装置;4)既可连接交流电网,也可直接与 直流电源连接,便于光伏等可再生能源发电并网。

可见,面向智能电网的PET已经不是一个单纯的"变压器",而是一个具有电气隔离、可再生能源并网接入等多种功能的智能化电力电子设备。

本文在分析 PET 已有拓扑的基础上将模块化 多电平变流器(modular multilevel converter, MMC) 应用到 PET 中,提出了适用于中高压智能配电网 PET 的一种新型拓扑。本文详细分析了所提出 PET 电路拓扑的工作原理及不同电能转换环节的控制 策略设计方法,并进行了仿真和试验验证。

1 PET 的现有拓扑

近 10 年来,随着电力电子技术的发展和进步, 特别是自从"智能电网"的概念提出以后,PET 得 到了诸多国家尤其是发达国家相关产业界和研究 机构的广泛关注^[9-28]。

美国电力科学研究院2006年研制了一台20 kVA 的单相 PET^[11-12]。由于该 PET 采用基于绝缘栅双极 性晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)的 二极管箝位型三电平变流器,受目前 IGBT 耐压水 平(≤6.5 kV)的限制,对6 kV以上配电网来说,该 PET 的应用受到了限制。2007 年, ABB 公司研制 了一台 15 kV/ 1.2 MVA 的机车牵引用单相电力电 子变压器^[12-13]。但由于该 PET 高压交流侧采用了级 联的矩阵变换器,一旦副边变流器出现故障,则原 边的矩阵变换器承受的电压无法箝位,直接威胁变 流器的安全运行,因此需要附加过压吸收电路。同 样在 2007 年, 庞巴迪(Bombardier)公司研制了一台 3 kV/2×375 kW 的机车牵引用单相 PET^[14],该 PET 在高压侧采用了级联 H 桥作为前端并网变流器。由 于其内部采用的变流器均为 H 桥 ,即便出现变压器 开路的情况,每个 H 桥内部的 IGBT 承受的电压也 不会超过该 H 桥中直流电容的电压,故无需额外过 压吸收电路。2010年,美国北卡莱罗纳州立大学研 制了交流输入电压 7.2 kV, 交直流双端口输出(120 VAC+400 VDC)、容量为 20 kVA 的单相 PET。该 PET 与庞巴迪公司研制的 PET 电路拓扑基本相同。 位于苏黎世的瑞士联邦工学院(ETH-Zurich)目前也 正在研究面向智能电网的 PET^[8,21]。该 PET 采用的 电路结构亦与庞巴迪交通公司的 PET 类似。2011

年由 Cree、Powerex 和 GE 3 家公司研制了一台基于 SiC-MOSFET 的单相 PET 应用于变电站,容量为 1 MVA^[22]。虽然目前 SiC 器件受成品率、价格等因素的制约,离大规模应用的时间仍不明朗,但其在 PET 中的应用为未来采用新型电力电子器件提升 PET 的体积和重量优势提供了可能。

此外,国内相关单位对 PET 也开展了研究^[24-28], 但研究的 PET 电压等级一般较低,尚未见到 6 kV 以上中高压配电网用样机的报道。

综合分析文献中报道中已研制成功的中高压 配电网用 PET 可以发现,目前研制成功的样机在高 压侧几乎都采用了级联型 H 桥或矩阵变换器。这就 决定了上述已研制成功的面向中高压配电网的 PET 样机均为单相结构。为满足大功率应用场合的 需求,一般需要三相 PET。而利用已有的 PET 电路 拓扑在构成三相 PET 时需要三套单相的 PET,如图 1 所示(以功率单元为 H 桥为例)。



图 1 面向中高压配电网应用的三相 PET 的现有拓扑

Fig. 1 The general topology of the developed three-phase PET for medium to high voltage distribution grid

以单相变流器为基础的 PET 由于单相电路吸收的瞬时功率中存在电网电压基波二倍频分量,其 直流环节的电容电压中必然存在低频波动。这不能 满足对直流输出电压有较高要求场合的需求,除非 在直流电容上增加二倍频滤波器。

此外,已有的单相 PET 构成三相 PET 时需要 大量高频变压器。而高频变压器作为 PET 中体积和 重量占很大比重的无源器件,其大量使用不利于提 高 PET 的功率密度。同时,随着制造变压器所用的 铁、铜等矿物材料价格的攀升,高频变压器的大量 使用不利于降低 PET 系统造价。

2 面向中高压配电网的 PET 新型拓扑

为解决 PET 现有拓扑存在的上述问题,本文结

合 MMC^[29-30]提出了面向中高压配电网 PET 的一种 新型拓扑,如图 2 所示。该 PET 由高压交流侧的 MMC、中间的输入串联输出并联(input series output parallel,ISOP)的隔离型 DC-DC 变换器以及低压侧 的三相四桥臂逆变器构成。图 2 中: $C_{\rm SM}$ 为 MMC 中子模块电容; $e_{\rm a}$ 、 $e_{\rm b}$ 、 $e_{\rm c}$ 为三相电网电压; $i_{\rm ga}$ 、 $i_{\rm gb}$ 、 $i_{\rm gc}$ 为三相电网电流; $L_{\rm g}$ 为电网侧滤波电感; $L_{\rm arm}$ 为 MMC 的桥臂电感; $u_{\rm deH}$ 为高压直流电压; $i_{\rm de}$ 为高 压直流电流; $C_{\rm H}$ 为 DC-DC 变换器高压侧电容; $L_{\rm r}$ 为 DC-DC 变换器谐振电感; $C_{\rm L}$ 为 DC-DC 变换器 低压侧电容; $C_{\rm r}$ 为 DC-DC 变换器谐振电容; $u_{\rm deL}$ 为低压直流电压; $i_{\rm La}$ 、 $i_{\rm Lb}$ 、 $i_{\rm Lc}$ 、 $i_{\rm Ln}$ 为低压侧逆变器 桥臂输出电流; $i_{\rm oa}$ 、 $i_{\rm ob}$ 、 $i_{\rm oc}$ 为低压侧逆变器三相负 载电流; $L_{\rm f}$ 为低压侧逆变器输出滤波电容;SM 为子模块。

该 PET 中, MMC 的作用是将高压侧三相交流 电压变换成高压直流 u_{deH}。由于 MMC 中功率模块 为串联连接,这就决定了此拓扑的 PET 便于不同电 压等级下的拓展。中间的 ISOP 隔离型 DC-DC 变换 器主要功能是将 MMC 变换得到的高压直流电压 u_{deH} 变换成低压直流电压 u_{deL},以供低压侧的三相 逆变器使用。同时,中间的 DC-DC 变换器也实现 了高压侧与低压侧的电气隔离功能。而低压侧的三 相四桥臂逆变器主要功能是将低压直流电压 u_{deL} 逆 变为三相四线的交流电压,以供用户使用。当然, 如果低压侧的应用需求不同,如只需要单相交流 电或只需要直流电,则可以将低压侧的三相四 桥臂逆变器替换为相应功能的变流器或直流负载 即可。

相对三相 PET 的已有拓扑(图 1)来说,本文提出的 PET(图 2)具有如下有特点和优势。

1)为三相结构,可提高直流输出电压质量。

由于高压交流侧采用的 MMC 为三相变流器, 三相之间具有共同的高压直流母线,本文提出的 PET 为三相结构。由于三相瞬时功率的二倍频分量 相互抵消,此 PET 的直流母线不存在低频波动,故 无需二倍频滤波器就可以输出高质量的直流电。

2) 可以显著减少高频变压器的用量。

以该例(例 1)进行对比分析:三相高压交流电 压为 10 kV、IGBT 均采用 3 300 V 的器件(不包括低 压侧 IGBT)、每个功率单元(H 桥或单相矩阵变换器 或 MMC 中的半桥变流器)的额定电压在 1 600 V 左 右、调制比为 0.85 且不考虑冗余单元。

对于例1情况,图1中的PET每相需要6个高 频变压器,则三相共需要18个高频变压器;而图2 中的PET只需要10个高频变压器。因此,本文提 出的三相PET可以显著减少((18–10)/18=44.4%)高 频变压器的数量。这就为提高配电网用PET的功率 密度,减小造价提供了更大的可能性。

3)可以减少电力电子开关器件的用量。

同样以例1来分析,且2种拓扑均不考虑低压



Fig. 2 The proposed three-phase PET topology for medium to high voltage distribution grid

侧逆变器。对于图 1 中的拓扑:每相需要 6 级级联单元(每级包括高压侧的一个 H 桥以及 DC-DC 变换部分的两个 H 桥),则三相总共需要 4×3×6×3=216
只 IGBT。而对于图 2 中的拓扑:MMC 部分每相需要 20 个子模块(SM),即需要 20×2×3=120 只 IGBT;
ISOP 隔离型 DC-DC 变换器共 10 级,即需要 4×2×10=80 只 IGBT。

也就是说,当不考虑低压侧逆变器时,对于例 1 来说:图1中的 PET 拓扑需要 216 只 IGBT,而 图 2 中的 PET 拓扑需要 200 只 IGBT。即本文提出 的 PET 拓扑也可以减少 IGBT 的使用数量。

综上所述,本文提出的 PET 拓扑在显著减少高频变压器数量的同时也减少了电力电子开关器件的数量,而且又提高了直流电压的质量。

3 本文提出的 PET 新型拓扑控制策略设计

3.1 参数

本文提出的 PET 电路由高压交流侧的 MMC、 中间 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器以及低压侧的三相 四桥臂逆变器串联连接构成。因此可以对每一部分 的控制策略分别进行设计。为便于讨论,下面的讨 论将结合一台 10 kV/380 V 三相 PET 样机的具体参 数进行分析。该 PET 系统的主要参数见表 1。

3.2 高压交流侧 MMC 的控制策略

关于 MMC 的数学模型分析,现有文献已有较 多论述,本文不再赘述。实际上,高压交流侧的 MMC 作为与三相交流电网直接连接的并网变流 器,其控制策略与传统的PWM并网整流器/逆变器 类似。本文采用基于电网电压定向的矢量控制策 略,在 dq 坐标系,即同步旋转坐标系下实施控制 策略。整体框架如图 3 所示,其中,外环为高压直 流电压控制环,内环为电网电流控制环。此外,为 减少 d 轴和 q 轴电流在动态过程中的相互影响, 电 流环也加入了解耦环节,如图3所示。图3中:ω 为电网电压的角频率,对于本文即为 100π rad/s; L 为桥臂电感和电网侧滤波电感共同作用的结果,即 $L=L_g+L_{arm}/2^{[31-32]}; u_{dcH}$ *为 u_{dcH} 的参考值; i_{gg} *为 i_{gg} 的参考值; e_d 为电网电压的 d 轴分量; e_a 为电网电 压的 q 轴分量; i_{gd} 为电网电流的 d 轴分量; i_{gg} 为电 网电流的 q 轴分量。

MMC 的控制中,外环和内环调节器均采用比 例积分(proportional integral, PI)调节器。对于本文 所分析实例,直流电压给定值为 16 kV。此外,由



图 3 高压交流侧 MMC 的控制策略 Fig. 3 Control strategy of the high-voltage AC side MMC 于电网侧功率因数为 1,故本文中高压交流电网的 无功电流 *i*gq 的给定值为零。关于电压环和电流环的 参数调节问题,诸多文献已做过研究,不再赘述。

本文选定的电压环调节器参数为

$$H_{\rm PludcH}(s) = 0.055 + 0.5/s$$
 (1)

电流环调节器的参数为

$$H_{\text{PIig}}(s) = 50 + 6\ 000/s$$
 (2)

为提高直流电压利用率,MMC 采用三次谐波 注入式正弦脉宽调制,此方法可以使子模块的电容 电压很好地均衡^[32]。如表 1 所示,MMC 调制的载 波频率为 5 kHz。由于 MMC 每相上下桥臂各有 10 个子模块,因此每只 IGBT 的开关频率约 500 Hz, 与高压大功率应用的场合较符合。

3.3 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器的控制策略

中间的多个隔离型的 DC-DC 变换器由串联谐 振的双 H 桥构成,其功率可以双向流动。由于采用 了输入串联、输出并联的连接方式,高压侧的每个 变换器可以通过并联在一起的低压侧交换能量。因 此可以实现高压侧电容 C_H和低压侧电容 C_L上直流 电压的自动均衡^[14,21]。此外,由于采用了串联谐振 电路,可以实现所有 IGBT 处于 ZCS 的开关状态, 故可以降低系统损耗^[14,21]。

DC-DC 变换器采用开环控制的方式,即变压器 的高压侧和低压侧的电压均为占空比为 50%的方 波电压,且相位完全相同。即变压器高压侧和低压 侧的 H 桥中 IGBT 的调制方式为双极性调制。对于 本文样机中开关频率为 6 kHz,如表 1 所示, SPWM(sinusoidal pulse width modulation)为正弦脉 宽调制。

处于谐振状态的 DC-DC 变换器阻抗主要是谐 振电感、谐振电容等的等效内阻,几乎为零。因此,

101. 57 110. 7	Vol.	37	No.	9
----------------	------	----	-----	---

表 1 本文所研究 PET 样机的参数										
Tab. 1The parameters of the PET prototype in this paper										
高压侧	中國中正	MMC 中一相的	MMC 中子	MMC 中子模	高压直流电	DCDC蛮協	DC DC 查场哭	DC-DC 变换	DC-DC 变换	低压侧逆变
电网线电压	电网电压 频率/U-	上桥臂或者下	模块电容	块电容电压	压给定值	型仍物 M	克 正 侧由压(V)	器低压侧电	器中高频变	器输出相电
有效值/kV	<u>у</u> у,4₩/ FIZ	桥臂子模块数 N	$C_{\rm SM}/\mu F$	$u_{\rm SM}/{\rm V}$	$u_{\rm dcH}*/V$	估计以文X IVI	同止则电止/v	$\equiv u_{\rm dcL}/V$	压器变比	压有效值/V
10	50	10	650	1 600	16 000	10	1 600	700	1 600:700	220
低压侧逆变	高压交流侧	MMC 每相	DC-DC 变换	DC-DC 变换	DC-DC 变换	DC-DC 变换	低压测试金带品	低压侧逆变	MMC 中	MMC 中的
器输出相电	滤波电感	桥臂电感	器高压侧	器低压侧	器谐振电感	谐振电容	11(上侧逻受器	器滤波电容	IGBT 的	PWM 载波
压频率/Hz	$L_{\rm g}/{ m mH}$	$L_{\rm arm}/{\rm mH}$	电容 C _H /µF	电容 C _L /µF	$L_{\rm r}/\mu{ m H}$	$C_r/\mu F$	滤波电感 L _f /µH	$C_{\rm f}/\mu{ m F}$	调制方式	频率/kHz
50	40	8	650	450	60.0	11.7	200	150	SPWM	5
MMC 的控	DC-DC 变换	1 1 (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1) (1	低压侧逆变	低压侧逆变	高压交流侧	化亡间存半	低亡间一拍在	低压侧每相	低压侧每相	低压侧每相
制/采样	器方波电压	111 压 侧 逆 受 器	器 PWM 载波	器控制/采样	无功功率给	10瓜本11川贝和	低圧则二伯贝	负载功率	负载电阻	负载电感
频率/kHz	频率/kHz	调响力式	频率/kHz	频率/kHz	定值	形式	形式 载切率	因数	$R_{\rm load}/\Omega$	$L_{\text{load}}/\text{mH}$
5	6	SPWM	8	16	0	三相平衡阻 感串联	125(100 kW+ j75 kvAr)	0.8(滞后)	0.465	1.1

尽管 DC-DC 变换器为开环控制方式,其输出电压 与给定值的误差非常小,通常在额定负载时输出电 压误差小于额定电压的 1%^[14]。

3.4 低压侧三相四桥臂逆变器的控制策略

低压侧三相四桥臂逆变器由于存在 4 个桥臂 (a,b,c,n)。由于 n 桥臂的电压与负载电流无关, a,b,c 三相的输出电压可以作为 3 个单相逆变器 独立控制。关于单相逆变器输出电压的控制策略在 相关文献中有较多研究,控制策略的选择也较多。 本文中采用传统的双闭环控制策略,即外环电压环 控制环+内环电感电流控制环。其中,外环的调节 器为比例谐振(proportional resonant, PR)控制器, 内环的调节器为比例(proportional, P)调节器,如图 4 所示, u_{xn}(x=a,b,c)为低压侧三相交流电压。关于 调节器参数整定及优化的问题,不是本文研究重 点,亦不赘述。本文选定的电压环调节器参数为

$$H_{\text{PRuac}}(s) = 2 + 1\ 600s/(s^2 + \omega^2) \tag{3}$$

电流环的调节器参数为

$$P_{iL}(s) = 1.5$$
 (4)

此外,本文所研究样机中逆变器 4 个桥臂的 调制方式均采用 SPWM,开关频率为 8 kHz,数 字控制系统的控制/采样频率为 16 kHz,其余参数 见表 1。





4 仿真验证结果

为验证本文提出的 PET 拓扑结构及控制策略, 首先进行了计算机仿真,仿真参数见表 1。其中,PET 在低压侧的负载为三相阻感负载(电阻与电感串联 连接),三相负载平衡。仿真的软件环境为 PSIM 9.0。 仿真中,在 t<0.1 s时,PET 低压交流侧空载运行; t≥0.1 s时,PET 低压交流侧带载运行。

图 5 为 PET 由空载到带 125 kVA 三相负载动态 过程中的仿真结果。可见,低压侧交流输出电压在 突加负载瞬间发生了跌落,但之后迅速恢复。而高 压直流电压 *u*_{dcH} 和低压直流电压 *u*_{dcL} 在突加负载的 之后也均在 50 ms 左右恢复。相对于 PET 系统的响





Fig. 5 The three-phase grid voltages on the 10 kV AC side, the three-phase voltages on the low-voltage AC side, the high DC voltage and the low DC voltage in dynamic state 图 6 为 PET 在带 125 kVA 三相负载时的稳态仿 真结果。由图 6 可见,PET 在带载情况下的低压侧 输出电压波形质量良好,三相电压的总谐波畸变率 (total harmonic distortion,THD)均小于 2%。同时, 高压直流电压 u_{deH} 和低压直流电压 u_{deL} 平稳,纹波 系数小于 0.5%。此外,u_{deL} 的平均值约为 699 V, 与设计值 700 V 的误差仅为约 0.1%。这也证明了处 于串联谐振状态的 DC-DC 变换器阻抗很小,产生 的压降几乎可以忽略,其开环控制可行。





Fig. 6 The three-phase grid voltages on the 10 kV AC side, the three-phase voltages on the low-voltage AC side, the high DC voltage and the low DC voltage in steady state

图 7 为 PET 由空载到带 125 kVA 三相负载时低 压侧的交流电压和负载电流的动态波形。由图 7 可 见, PET 在突加负载情况下低压侧输出电压的动态 响应时间小于 10 ms,动态响应迅速。而图 8 为 PET 在带 125 kVA 三相负载时低压侧的交流电压和负 载电流的稳态波形。由于低压侧逆变器输出电压 基波频率为 50 Hz,根据表 1,该负载的功率因数 为 0.8。

图 9 为 PET 由空载到带 125 kVA 三相负载时 高压侧的三相电网电压和三相电网电流的动态 波形。



图 7 版压文元则二相电压与二相负氧电元的动态历具结系 Fig. 7 Three-phase voltages and currents on the



图 8 低压交流侧三相电压与三相负载电流的稳态仿真结果 Fig. 8 Three-phase voltages and currents on the low-voltage AC side in steady state





Fig. 9 Three-phase grid voltages and grid currents on the 10 kV AC side in steady state

由图 9 可见, PET 在突加负载情况下高压侧的 三相电网电流响应时间(达到稳态值的 90%的时间) 小于 40 ms。而图 10 为 PET 在带 125 kVA 三相负 载时高压侧三相电网电压和三相电网电流的稳态 波形。由图 10 可以看出,三相电网电压与对应相 的电流相位几乎完全一致。也就是说,尽管 PET 在 低压交流侧的负载功率因数为 0.8,但在高压交流 侧的功率因数却几乎为 1。这一点是传统变压器无 法做到的。此外,高压侧三相电网电流的 THD 均 约为 1.6%,电流质量良好。



图 10 10 kV 交流侧三相电网电压与三相电网电流的 稳态仿真结果

Fig. 10 Three-phase grid voltages and grid currents on the 10 kV AC side in steady state

图 11 为 PET 在带 125 kVA 三相负载时高压侧 MMC 的三相中所有子模块电容的稳态电压波形。 本仿真中, MMC 的每个子模块的电容电压设定值 为 1 600 V。而由仿真结果可见,每个子模块的电 压波动范围约为±10 V,且所有子模块的电压均衡 度较好,纹波系数约为 0.6%。而图 12 为 PET 在带 125 kVA 三相负载时 DC-DC 变换器高压直流侧的 10 个电容电压的稳态波形。由仿真结果可知,这



图 11 高压交流侧 MMC 上 A、B、C 三相中所有子模块的 电容(*C*_{SM})电压的稳态仿真结果

Fig. 11 All the SM capacitor (C_{SM}) voltages in phase A of the MMC on the high-voltage AC side in steady state

10个电容的电压波动范围约为±5 V。由于这些电容 电压的设定值亦为 1 600 V,即其纹波系数约为 0.3%。同时,这 10 个电容的电压均衡度良好。这 主要得益于 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器对电容电压 的自动均衡作用。



图 12 DC-DC 变换器高压侧 10 个电容(C_H)电压的 稳态仿真结果

Fig. 12 Ten DC capacitors' (C_H) voltages on the high-voltage DC side in steady state

图 13 为 PET 在带 125 kVA 负载时 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器的一级中高频变压器高压侧和低压侧的电压、电流稳态波形。显然, DC-DC 变换器高压侧和低压侧均实现了 ZCS 的开关状态,因此可以有效地降低 IGBT 的开关损耗,提高 PET 系统的运行效率。同时,这一结果也表明了所设计 DC-DC 变换器部分谐振电路参数(*L*r 和 *C*r)的正确性。



图 13 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器中一级变换器的高频变
 压器高压侧电压(*u*_{pri})、高压侧电流(*i*_{pri})、低压侧电压(*u*_{sec})
 和低压侧电流(*i*_{sec})的稳态仿真结果

Fig. 13 High-voltage side voltage (u_{pri}) , current (i_{pri}) and the low-voltage side voltage (u_{sec}) , current (i_{sec}) of the high-frequency transformer in one stage of the ISOP DC-DC converter in steady state

分析本文所研究的 PET 在由空载到带 125 kVA 负载过程中的动态和稳态仿真结果可见,本文提出 的 PET 系统电路拓扑及对各个电能变换环节所设 计的控制策略正确有效。且在空载、带载及负载切 换的过程中, PET 系统稳定,在实现电压变换功能 的同时可以保证电网侧功率因数不受负载功率因 数影响,且低压侧(用户侧)交流电压的动态响应迅 速。上述仿真计算结果既表明了本文所提出的 PET 电路拓扑的可行性,也证明了本文所研究样机系统 参数(如表1所列)设计的正确性。

5 试验验证结果

仿真验证之后,在一台 10 kV 三相 PET 样机上 也进行了试验验证。试验中,低压侧的三相负载为 纯阻性,三相负载功率为 100 kW,MMC 及 DC-DC 中的 IGBT 均为 Infineon 公司 3 300 V/200 A 的产品 FF200R33KF2C,其余参数同表 1。所研制的高压 交流侧 MMC 及 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器样机实 物见图 14 和图 15。



图 14 高压交流侧 MMC 的实物照片 Fig. 14 Photo of the high-voltage AC side MMC



图 15 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器的实物照片 Fig. 15 Photo of the ISOP isolated DC-DC converter

该样机的试验结果见图 16—18。由于此 PET 为 10 kV 系统,而试验室的高压测量设备有限,因 此高压侧的三相交流电压、高压直流电压以及 MMC 中子模块的电容电压未能测量。

图 16 是该 PET 在带低压交流侧 100 kW 三相 负载时 10 kV 交流电网侧的一相电流和低压直流输 出电压的试验波形。直流输出电压约为 698 V,与 参考值 700 V 误差约为 0.3%。而图 17 是图 16 中所 测电网电流的频谱分析。由试验结果可见,电网侧 电流 THD 约为 2.7%,谐波含量较小。



图 16 低压直流输出电压和 10 kV 交流电网侧 A 相电流 Fig. 16 Low DC voltage and phase A current on the 10 kV AC grid side



图 17 低压侧直流电压(*u*_{dcL})、A 相交流输出电压(*u*_{oa})、 B 相交流输出电压(*u*_{ob})和 A 相交流输出电流(*i*_{oa}) Fig. 17 Low DC voltage (*u*_{dcL}), AC output voltage of phase A (*u*_{oa}), AC output voltage of phase B (*u*_{ob}) and AC output

current (i_{oa}) on the LV side

图 17 是该 PET 在带 100 kW 负载时的低压交 流输出电压和交流输出电流的试验波形,其中电压 的 THD 约为 2.2%,质量较高。

图 18 是该 PET 在低压交流侧带 100 kW 三相 负载时中间 ISOP 的一级隔离型 DC-DC 变换器的高 频变压器高压侧(1 600 V 侧)一只 IGBT 和低压侧 (700 V 侧)一只 IGBT 的集电极-发射极电压以及高 压侧的电流试验波形。本 PET 中 DC-DC 变换器采 用的 IGBT 为 3 300 V 的高压 IGBT,而其开关频率 为 6 kHz。如此之高的开关频率,对于工作在硬开 关状态的 3 300 V 高压 IGBT 来说是不可接受的。 但由图 18 可见,隔离型 DC-DC 变换器中的 IGBT 基本在电流过零的时刻进行开关,即实现了 ZCS



- 图 18 ISOP 隔离型 DC-DC 变换器中一级变换器的高频变
 压器高压侧一只 IGBT 电压(u_{pri})、高压侧电流(i_{pri})和
 低压侧一只 IGBT 电压(u_{sec})
- Fig. 18 One of the IGBT voltage (u_{pri}) , current (i_{pri}) on the high-voltage side and one of the IGBT voltage on the low-voltage side (u_{sec}) of the high-frequency transformer in one stage of the ISOP DC-DC converter

软开关,因此可以降低 IGBT 损耗。

通过上述分析可以发现,PET 样机的试验结果 与仿真结果基本一致,也进一步证明了所提出的 PET 新型拓扑及其控制策略的正确性和可行性。

6 结论

本文在详细分析面向中高压配电网 PET 的国 内外研究现状的基础上,将 MMC 与 PET 结合,提 出了面向中高压智能配电网 PET 的一种新型拓扑。 该新型拓扑最突出的优势在于其可以显著减少高 频变压器的数量,比已有的 PET 拓扑方案具有更好 的体积重量优势。同时,所提出的 PET 拓扑亦能减 少电力电子开关器件的数量,提高直流输出电压的 质量。本文分析了 PET 中各个电能转换环节的工作 原理,并设计了相应的控制策略。对一台 10 kV/ 380 V 配电网用 PET 的仿真和试验结果表明所提出 的 PET 新型拓扑及其控制策略正确可行。

致 谢

本文得到了中国科学院知识创新工程重要方 向项目(Y180131C31)的资助,特此致谢!

参考文献

- Farhangi H. The path of the smart grid[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2010, 8(1): 18-28.
- [2] Ipakchi A , Albuyeh F . Grid of the future[J] . IEEE Power and Energy Magazine , 2009 , 7(2) : 52-62 .
- [3] Wang J ,Huang A Q ,Sung W ,et al .Smart grid technologies[J] .IEEE Industrial Electronics Magazine , 2009 , 3(2) : 16-23 .
- [4] 余贻鑫,栾文鹏.智能电网的基本理念[J].天津大学学报,2011,44(5):377-384.
 Yu Yixin, Luan Wenpeng. Basic philosophy of smart grid[J]. Journal of Tianjin University, 2011,44(5):377-384(in Chinese).
- [5] 余贻鑫,栾文鹏.智能电网述评[J].中国电机工程学报,2009,29(34):1-8.
 Yu Yixin, Luan Wenpeng. Smart grid and its implementations[J].

 Proceedings of the CSEE, 2009, 29(34): 1-8(in Chinese).

 [6] 张文亮,汤广福,查鲲鹏,等.先进电力电子技术在智能电网中

的应用[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(4): 1-7. Zhang Wenliang, Tang Guangfu, Zha Kunpeng, et al. Application of advanced power electronics in smart grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(4): 1-7(in Chinese).

- [7] 朱英浩.配电变压器的发展新趋势[J].电工技术杂志,2003(3):
 1-6.
 Zhu Yinghao . New trends of distribution transformer[J].
 Electrotechnical Journal, 2003(3): 1-6(in Chinese).
- [8] Kolar J W . Intelligent solid state transformers (SSTs)-a key building block of future smart grid systems[R] . Shanghai , China : Eidgenössische Technische Hochschule Zürich , 2011 .
- [9] Kang M , Enjeti P N , Pitel I J . Analysis and design of electronic

transformers for electric power distribution system[J] . IEEE Transactions on Power Electronics , 1999 , 14(6) : 1133-1141 .

- [10] Jih-Sheng L , Maitra A , Mansoor A , et al . Multilevel intelligent universal transformer for medium voltage applications[C]//Proceedings of the 2005 Industry Applications Conference (IAS) . Hong Kong : IAS , 2005 : 1893-1899 .
- [11] Jih-Sheng L , Maitra A , Goodman F . Performance of a distribution intelligent universal transformer under source and load disturbances[C] //Proceedings of the 2006 Industry Applications Conference (IAS) . Florida , USA : IAS , 2006 : 719-725 .
- [12] Hugo N, Stefanutti P, Pellerin M, et al. Power electronics traction transformer[C]//Proceedings of 2007 European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Aalborg , Denmark :EPE, 2007 : 1-10.
- [13] Carpita M ,Marchesoni M ,Pellerin M ,et al .Multilevel converter for traction applications: small-scale prototype tests results[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 2203-2212.
- [14] Steiner M, Reinold H. Medium frequency topology in railway applications[C]//Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Aalborg, Denmark :EPE, 2007: 1-10.
- [15] Du Y , Baek S , Bhattacharya S , et al . High-voltage high-frequency transformer design for a 7.2 kV to 120 V/240 V 20 kVA solid state transformer[C]//Proceedings of the 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON) . Arizona , USA : IECON , 2010 : 493-498.
- [16] Wang G Y , Huang X , Wang J , et al . Comparisons of 6.5 kV 25 A Si IGBT and 10 kV SiC MOSFET in solid-state transformer application[C]//Proceedings of 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) . Georgia , USA : ECCE , 2010 : 100-104 .
- [17] Bhattacharya S ,Zhao T F ,Wang G Y ,et al .Design and development of generation-i silicon based solid state transformer[C]//Proceedings of 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) .California ,USA :APEC ,2010 : 1666-1673 .
- [18] Shi J J ,Gou W ,Yuan H ,et al .Research on voltage and power balance control for cascaded modular solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 24(4): 1154-1166.
- [19] Wang G Y , Baek S , Elliott J , et al . Design and hardware implementation of gen-1 silicon based solid state transformer[C]//Proceedings of 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) . Texas , USA : APEC , 2011 : 1344-1349 .
- [20] Zhao T F She X ,Bhattacharya S et al .Power synchronization control for capacitor minimization in solid state transformers (SST) [C]// Proceedings of 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) . Arizona , USA : ECCE , 2011 : 2812-2818 .
- [21] Ortiz G , Biela J , Bortis D , et al . 1 megawatt , 20 kHz , isolated , bidirectional 12 kV to 1.2 kV DC-DC converter for renewable energy applications[C]//Proceedings of The 2010 International Power Electronics Conference . Sapporo , Japan : Proceedings of the 2010 International Power Electronics Conference , 2010 : 3212-3219 .
- [22] Das M K ,Capell C ,Grider D E ,et al .10 kV ,120 A SiC half H-bridge power MOSFET modules suitable for high frequency , medium voltage applications[C]//Proceedings of 2011 IEEE Energy

- [23] 王丹,毛承雄,陆继明.自平衡电子电力变压器[J].中国电机工程学报,2007,27(6):77-83.
 Wang Dan, Mao Chengxiong, Lu Jiming. Auto-balancing electronic power transformer[J]. Proceedings of the CSEE 2007 27(6):77-83(in Chinese).
- [24] 刘海波,毛承雄,陆继明,等.配电系统电子电力变压器非线性 控制[J].中国电机工程学报,2009,29(27):1-8.
 Liu Haibo, Mao Chengxiong, Lu Jiming, et al. Nonlinear control of electronic power transformer for distribution systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27):1-8(in Chinese).
- [25] 刘海波,毛承雄,陆继明,等.电子电力变压器储能系统及其最优控制[J].电工技术学报,2010,25(3):54-60.
 Liu Haibo, Mao Chengxiong, Lu Jiming, et al. Energy storage system of electronic power transformer and its optimal control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2010,25(3):54-60(in Chinese).
- [26] Wang Z B , Yu K S . The research of power electronic transformer (PET) in smart distribution network[C]//Proceeding of 2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON) . Hangzhou , China : Proceeding of 2010 International Conference on Power System Technology , 2010 : 1-7 .
- [27] 马化盛,张波,郑健超.移相控制双全桥电力电子变压器的稳态 特性[J].华南理工大学学报:自然科学版,2005,33(10):38-43. Ma Huasheng, Zhang Bo, Zheng Jianchao.Steady state characteristics of phase-shift-controlled double-full-bridge power electronic transformer[J]. Journal of South China University of Technology: Natural Science Ediditon,2005,33(10):38-43(in Chinese).
- [28] Wang X Y ,Liu J J ,Xu T T ,et al .Comparisons of different three-stage

three-phase cascaded modular topologies for power electronic transformer[C]//Proceedings of 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) . North Carolina , USA : ECCE , 2012 : 1420-1425

- [29] Glinka M , Marquardt R . A new AC/AC multilevel converter family[J] . IEEE Transactions on Industrial Electronics , 2005 , 52(3) : 662-669 .
- [30] Kouro S , Malinowski M , Gopakumar K , et al . Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J] . IEEE Transactions on Industrial Electronics , 2010 , 57(8) : 2553-2580 .
- [31] Akagi H . Classification terminology and application of the modular multilevel cascade converter(MMCC)[J] . IEEE Transactions on Power Electronics , 2011 , 26(11) : 3119-3130 .
- [32] Saeedifard M, Iravani R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(4): 2903-2912.



收稿日期:2013-03-27。 作者简介:

李子欣(1981),男,博士,副研究员,IEEE 会员,硕士生导师,研究方向为大功率电力电子变流系统,特别是中高压电力电子变压器(PET)、柔性高压直流输电系统(VSC-HVDC)以及 APF、 STATCOM 等电能质量变流器等,E-mail: lzx@mail.iee.ac.cn;

lzx

李耀华(1966),男,研究员,博士生导师,研究方向为电力电子与 电机驱动。

(责任编辑 徐梅)