

电力电子变压器优化运行控制策略

檀政¹, 王晓斐¹, 张怀天², 曹天植¹, 湛耀², 陈瑞¹

(1. 国网冀北电力有限公司电力科学研究院, 北京市 西城区 100053;

2. 北京交通大学国家能源主动配电网技术研发中心, 北京市 海淀区 100044)

Optimal Operation Control Strategy of PET

TAN Zheng¹, WANG Xiaofei¹, ZHANG Huaitian², CAO Tianzhi¹, ZHAN Yao², CHEN Rui¹

(1. State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Xicheng District, Beijing 100053, China;

2. National Active Distribution Network Technology Research Center, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

Abstract: For the power electronic transformer (PET) applied to the AC/DC distribution network, the mechanism of capacitor voltage fluctuation of sub-module is analyzed. Combined with the special structure of PET, an optimal operation control strategy is proposed. The capacitor voltage fluctuation of sub-module can be reduced by adding current correction to the control section of DC/DC converter. The AC/DC distribution network simulation system with PET is built and the effectiveness of the control strategy is verified.

Keywords: AC/DC distribution network; PET; capacitor voltage fluctuation of MMC sub-module; optimal operation

摘要: 针对应用于交直流配电网的电力电子变压器(power electronic transformer, PET), 分析了输入级MMC子模块电容电压波动的机理, 结合电力电子变压器的特殊结构, 提出了一种优化运行控制策略, 通过在DC/DC变换器的控制环节上增加电流修正量, 以减小输入级MMC子模块电容电压波动。利用Matlab建立了电力电子变压器的仿真模型, 通过仿真验证了控制策略的有效性。

关键词: 交直流配电网; 电力电子变压器; MMC子模块电容电压; 优化运行

0 引言

电力电子变压器 (power electronic transformer, PET) 将电力电子技术应用在电能变换的场合, 是一种新型结构的变压器, 与传统变压器相比, 提高了系统智能化水平^[1]。除了可以像常规电力变压器那样实

现电压等级变换、隔离, 以及能量传输等功能之外, PET能有效隔离电压波动及谐波传递, 对潮流进行控制并调节电能质量, 实现电网侧和负载侧解耦。PET兼具交直流端口, 各种小容量分布式电源可经PET并网。除此之外, PET还具有体积小, 无需变压器油等优点^[2]。

Rainer Marquardt在文献[2]中首次提出模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)结构的拓扑, 该结构适用于高压大功率场合, 吸引了广泛关注。文献[3]提出了一种基于全桥子模块MMC的AC/AC结构PET。文献[4]提出了一种基于MMC的DC/AC/DC结构PET, 介绍了基本拓扑结构及其在直流配电网中的应用。文献[5]提出了一种基于背靠背MMC的AC/DC/AC结构PET。文献[6]介绍了基于MMC的隔离DC/DC拓扑, 该拓扑可作为不同电压等级直流电网之间的接口。这些基于MMC的PET结构中只使用一个中频或高频变压器, 减少了变压器的数量, 可实现PET的轻量化。

目前的PET通常采用如图1所示的三级结构。输入级为MMC变换器, 将高压交流变换为高压直流; 隔离级为输入串联、输出并联的DC/DC变换器, 通过高

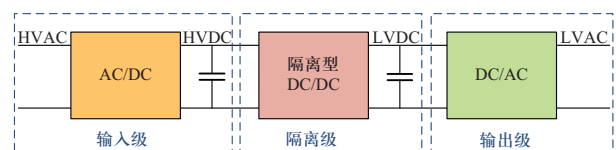


图1 电力电子变压器拓扑结构

Fig. 1 Structure of power electronic transformer

频变压器实现隔离, 将高压直流转换为低压直流; 输出级为四桥臂DC/AC逆变器, 将低压直流变换为低压交流, 接入低压配电网。

在高压大功率的场合, 考虑到电力电子器件的能力, 目前PET输入级电力电子变换器通常采用模块化级联结构。文献[7-8]对H桥级联式PET电压均衡控制策略进行了研究, 由于输入级的直流输出电压或者各DAB (dual active bridges) 模块传递的功率不均衡, 可能导致开关器件电压或电流应力分配不均, 从而影响PET的安全可靠运行, 所以需要通过对控制保证各整流模块的输出电压均衡和各DAB模块传递的功率均衡。文献[9-11]对基于MMC结构的PET工作原理和控制策略进行了研究, 该方式对比H桥级联结构的输入级, 能提高输出电压电能质量、大大减少高频隔离变压器和开关器件的用量。文献[12]提出了一种新型PET拓扑结构, 将隔离级DC/DC变换器模块与MMC功率单元集成在一起, 实现高度模块化。

针对MMC拓扑结构特点, 子模块电容电压的控制尤为重要。系统电流额度、模块电容选型都会直接影响子模块电容电压波动。因此, 在一定输出容量基础上, 有效减小子模块电容电压波动可以降低系统成本, 确保系统安全运行^[13-14]。由于在每相桥臂内, 子模块电容电压波动与桥臂环流相互耦合, 因此, 利用电流量对电容电压波动进行抑制的研究较多。文献[15]对电流控制中注入2次谐波, 可以获得一个更小的电容纹波。文献[16]通过在参考信号中加入零序分量配合高频的环流成分来减小低频的电容纹波。但上述方法均存在计算量大, 适用性不强等缺点。

本文在文献[12]提出的新型PET拓扑结构的基础上, 对输入级MMC子模块电容电压波动进行了分析, 针对拓扑结构的特殊性, 提出了一种应用于PET的优化运行控制策略。通过在隔离型DC/DC变换器的控制环节上增加电流修正量, 以达到减小子模块电容电压波动的目的, 控制简单, 计算量小。同时, 由于增加电流修正量只改变了DAB的输入电流, 不会影响配电网各部分之间能量的传输, 可以与MMC子模块电容均压并行运行, 使子模块电容电压更加稳定。搭建了电力电子变压器的仿真模型, 通过仿真证明了控制策略的有效性。

1 PET结构及基本控制方法

新型模块化PET拓扑结构如图2所示。该拓扑可分为前级和后级两部分, 前级是在MMC输入级结构的基础上, 将隔离级的隔离DC/DC变换器与MMC子模块整合在一起, 组成新型功率子模块, 并将子模块的输出并联到一起, 得到低压直流输出, 连接输出级。子模块结构如图3所示。

子模块输入仍采用传统MMC的级联结构。文献[17]详细介绍了适用于MMC结构的载波移相 (CPS-SPWM) 调制策略, 给出了一种子模块电容电压平衡的控制策略, 能够保证各子模块电容电压处于相同的范围, 以及电压变化的一致性, 并以此控制直流电压的稳定, 完成功率的动态调节。文献[18]利用通用环流抑制策略, 省去了相间解耦与负序坐标变换, 实现简单, 适用于任意级数的MMC拓扑。

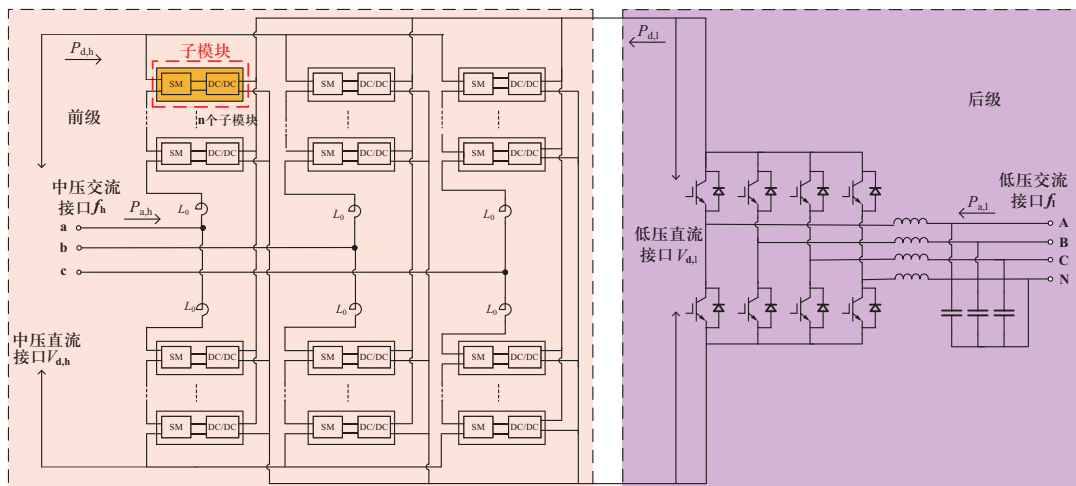


图2 PET拓扑结构图

Fig. 2 Topology of the PET

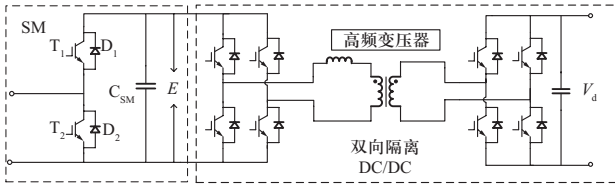


图3 子模块结构

Fig. 3 Structure of sub-module(SM)

DC/DC变换器将MMC功率单元的直流输出电压 E 调制成为高频交流，通过高频隔离变压器隔离后，经副边H桥同步解调，还原成低压直流电压 V_d 。DC/DC变换器采用桥间移相控制策略，原副边电路均输出一个频率固定、占空比为50%的高频方波，但同一变换器中的前后两个全桥输出错开一定的相位角，以实现能量传输的大小、方向可调。后级采用四桥臂PWM逆变器，将低压直流电，逆变为400V等级工频交流电。四桥臂PWM逆变器采用传统双闭环控制，实现低压交直流配电网能量的双向传输。

该拓扑主要有以下优势：

1) MMC、DC/DC变换器以及四桥臂换流器的基本控制方法可分别应用于PET的输入级、隔离级以及输出级的控制，控制方法可使用传统方案，实现简单。

2) 由于MMC子模块通过均压控制已实现电容电压均衡，故DC/DC变换器无需像输入串联输出并联系统那样，需要输入串联均压控制。

3) DC/DC变换器只连接一个MMC功率单元，故IGBT电流要求低，高频隔离变压器容量小，设计相对容易。

4) MMC功率单元输出能量直接输入DC/DC变换器，不流经高压直流母线，在高压直流母线空载的情况下，MMC桥臂电流无直流分量，器件损耗小，效率高。

2 PET等效电路和电压波动分析

图4为PET前级等效电路，将新型子模块中MMC功率单元和隔离型DC/DC变换器分别等效为电压源和电流源。图中， R_α 、 L_α 分别为PET输入级的桥臂等效电阻和等效电感； i_x 为系统输入的交流电流（ $x = a, b, c$ ）； u_x 为输入的交流电压； u_{px} 、 u_{nx} 分别为上、下桥臂的电压（p为上桥臂，n为下桥臂）； i_{px} 、 i_{nx} 分别为上、下桥臂的电流； U_{dc} 、 I_{dc} 分别为高压直流侧的电压、电流。

$$i_{px} = i_{px1} + i_{px2} \quad (1)$$

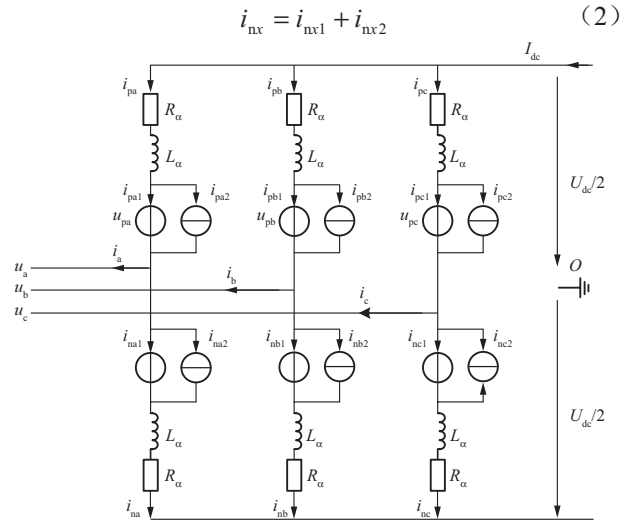


图4 PET等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of PET

PET的子模块电容电压均压策略可以参考MMC的子模块均压控制策略，由于均压控制，单个桥臂内部各子模块电容电压可以认为是相等的。

假设PET各相单元参数完全相同，可认为输入能量在三相中平分；同样，由于系统上、下桥臂参数完全对称，可认为输入交流电流在上、下桥臂中平分。桥臂电流以直流分量，基频分量和2倍频分量为主^[19]，忽略高次谐波的影响，PET的桥臂电压和桥臂电流可以分别表示为：

$$\begin{cases} u_{px} = \frac{U_{dc}}{2} - U \cos(\omega t + \theta_x) \\ u_{nx} = \frac{U_{dc}}{2} + U \cos(\omega t + \theta_x) \\ i_{px} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{I}{2} \cos(\omega t + \varphi_x) + I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) \\ i_{nx} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I}{2} \cos(\omega t + \varphi_x) + I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) \end{cases} \quad (3)$$

式中： U 、 θ_x 分别为PET中压交流输出相电压幅值、初相角； I 、 φ_x 分别为中压交流输出电流幅值、初相角； I_2 、 φ_2 分别为电流2倍频分量幅值、初相角； ω 为系统角频率。

以A相为例对子模块电容电压波动进行分析，上、下桥臂的开关函数分别为：

$$\begin{cases} S_{pa} = \frac{1}{2}(1 - m \cos(\omega t + \theta_a)) \\ S_{na} = \frac{1}{2}(1 + m \cos(\omega t + \theta_a)) \end{cases} \quad (4)$$

式中 $m = 2U/U_{dc}$ 为电压调制比。

因此，上、下桥臂子模块平均电流 i_{pa_avg} 、 i_{na_avg} 分别为：

$$\begin{cases} i_{pa_avg} = i_{pa} \cdot S_{pa} = \frac{1}{2}(A_0 + A_1 + A_2 + A_3) \\ i_{na_avg} = i_{na} \cdot S_{na} = \frac{1}{2}(A_0 - A_1 + A_2 - A_3) \end{cases} \quad (5)$$

$$A_0 = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{I}{4} m \cos(\varphi - \theta)$$

$$A_1 = -\frac{I}{2} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{I_{dc}}{3} m \cos(\omega t + \theta) - \frac{I_2}{2} m \cos(\omega t + \varphi_2 - \theta)$$

$$A_2 = I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2) + \frac{I}{4} m \cos(2\omega t + \theta + \varphi)$$

$$A_3 = -\frac{I_2}{2} m \cos(3\omega t + \varphi_2 + \theta)$$

由式 (1)、(2) 可得:

$$\begin{cases} i_{pa_avg} = i_{pa1_avg} + i_{pa2_avg} \\ i_{na_avg} = i_{na1_avg} + i_{na2_avg} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{pa1_avg} = \frac{1}{2}(A_{01} + A_{11} + A_{21} + A_{31}) \\ i_{na1_avg} = \frac{1}{2}(A_{01} - A_{11} + A_{21} - A_{31}) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{pa2_avg} = \frac{1}{2}(A_{02} + A_{12} + A_{22} + A_{32}) \\ i_{na2_avg} = \frac{1}{2}(A_{02} - A_{12} + A_{22} - A_{32}) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} A_0 = A_{01} + A_{02} \\ A_1 = A_{11} + A_{12} \\ A_2 = A_{21} + A_{22} \\ A_3 = A_{31} + A_{32} \end{cases} \quad (9)$$

假设 DC/DC 变换器的输入电流为直流, 即 $A_{12}=A_{22}=A_{32}=0$, 此时, 桥臂电流中的基频分量、2倍频分量均流过子模块电容, 此时 A 相上、下桥臂子模块电压波动表达式为:

$$\begin{cases} \Delta u_{pa_sm} = \frac{1}{2} \left(\frac{A_{11}}{\omega C} + \frac{A_{21}}{2\omega C} + \frac{A_{31}}{3\omega C} \right) \\ \Delta u_{na_sm} = \frac{1}{2} \left(-\frac{A_{11}}{\omega C} + \frac{A_{21}}{2\omega C} - \frac{A_{31}}{3\omega C} \right) \end{cases} \quad (10)$$

式中 C 为子模块电容值。

通过式 (10) 可知, PET 功率单元的电容电压存在 1、2、3 倍频的脉动, 且以工频脉动和 2 倍频脉动为主。

3 优化运行控制策略

针对电容电压的波动可以采用传统的抑制方式, 即在输入级 MMC 的控制中, 加入电容电压均衡控制

与电容电压平衡控制, 来维持电容电压恒定。该方式虽然能够取得一定的效果, 但其根本原理是通过 MMC 子模块的投切, 限制交流功率在子模块电容上的充放电, 其抑制效果有限, 而且也增加了输入级 MMC 控制系统的运算量。

PET 子模块由 MMC 功率单元和 DC/DC 变换器模块组成, 等效电路如图 5 所示, MMC 功率单元和 DC/DC 变换器均可等效为电流源。

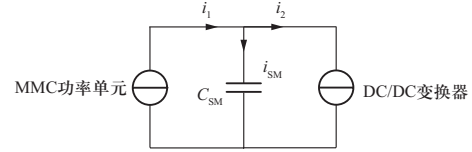


图 5 子模块等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of SM

子模块电容电压表达式为:

$$u_{SM} = \frac{1}{C} \int i_{SM} dt = \frac{1}{C} \int (i_1 - i_2) dt \quad (11)$$

由式 (11) 可知, 影响子模块电容电压波动的不仅有输入部分的 MMC 半桥, 还有 DC/DC 变换器。传统控制方法是调整第一个电流源的输出, 改进方法可以调整第二个电流源也就是 DC/DC 变换器的输出来抑制电容电压的波动。

DC/DC 变换器采用单环控制的桥间移相控制, 每个全桥均输出一个频率固定、占空比为 50% 的高频方波, 但同一变换器中的原副边两个全桥方波错开一定的相位角, 传统的移相控制的移相角限制在 $-\pi/4$ 到 $\pi/4$ 之间以实现能量正常传输的控制, 在实际应用中, 移相角很小, 远达不到 $\pi/4$ 。图 6 是 DC/DC 变换器控制框图。DC/DC 变换器输出电压实际值 U_1 与参考值 U_{ref} 进行比较, 通过 PI 调节器得到输出电流参考值 i_{ref} 。系统中共有 $6n$ 个输出并联的 DC/DC 变换器, 故电流参考值除以 $6n$ 后, 再经过 PI 调节器, 便得到每个 DC/DC 变换器原副边之间的移相角。

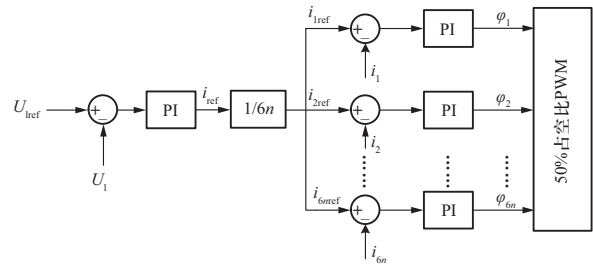


图 6 桥间移相控制框图

Fig. 6 Control block diagram of phase shift between the bridges

由式(11)可以看出,通过在DC/DC变换器控制环节上增加电流修正量,分担一部分基频和2倍频电流,可以有效减小子模块电容电压波动。

以A相为例,子模块电容电压参考值 $U_{\text{ref}}=U_{\text{dc}}/n$, n 为A相子模块数。设子模块电容电压实际值为 $U_k=U_{\text{ref}}+\Delta U_k$, $k=1,2,\dots,n$ 。由于直流母线电压的钳位作用:

$$U_{\text{dc}} = \sum_{k=1}^n U_k = \sum_{k=1}^n (U_{\text{ref}} + \Delta U_k) = nU_{\text{ref}} + \sum_{k=1}^n \Delta U_k \quad (12)$$

$$\sum_{k=1}^n \Delta U_k = 0 \quad (13)$$

通过比例环节得到的电流修正量总和:

$$k_p \sum_{k=1}^n \Delta U_k = 0 \quad (14)$$

故该控制策略不会影响配电网间的能量传输。PET优化运行控制策略如图7所示。将各子模块电容电压实际值与参考值作差,经比例环节得到电流修正量 $i_{k\text{corr}}$,与图6所得电流参考值 $i_{k\text{ref}}$ 相加,得到对应DC/DC变换器输出电流的参考值 i_k^* 。该控制策略可通过使电容电压高于(低于)参考值的子模块对应的DC/DC变换器输出电流增大(减小),来抑制子模块电容电压的波动,同时不会影响配电网间的功率交换。

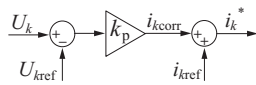


图7 优化运行控制策略

Fig. 7 Optimal operation control strategy

4 仿真与实验验证

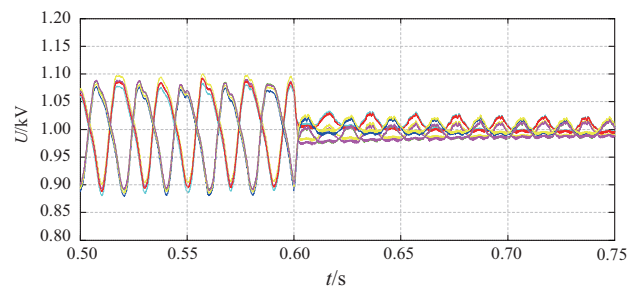
为验证本文中PET优化运行控制策略的效果,建立了基于Matlab/Simulink的PET仿真模型,PET仿真参数如表1所示。

表1 仿真系统参数

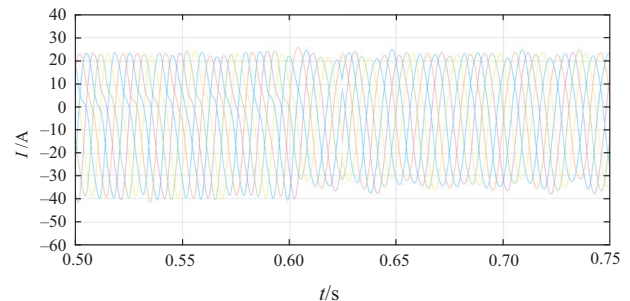
Table 1 Parameters of simulation system

参数	取值
中压直流配电网额定电压	20 kV
低压直流配电网额定电压	750 V
中压交流配电网额定电压/频率	10 kV/50 Hz
低压交流配电网额定电压/频率	380 V/50 Hz
桥臂子模块数量 n	20
子模块电容电压 V_x	1 kV
子模块电容 C_{SM}	2 mF
桥臂电感 L_0	5 mH
高压交流侧滤波电感 L_n	80 μ H
低压交流侧滤波电感 L_l	2 mH

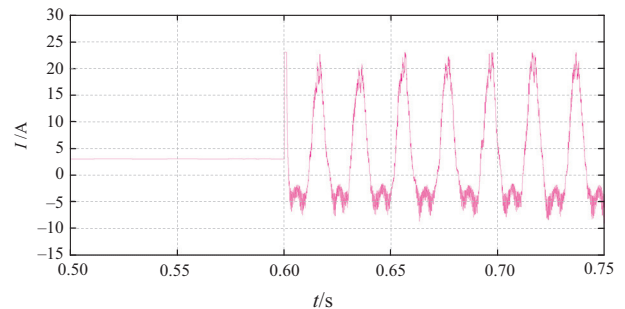
仿真结果如图8所示。由图8(a)可以看出,0.5~0.6 s时间内,PET未采用优化运行控制策略,此时,子模块电容电压波动约为额定值的10%。0.6 s开始采用PET优化运行控制策略,此时,子模块电容电压波动降为额定值的3%左右。由图8(b)和8(c)可以看出,采用优化运行控制策略后,MMC桥臂电流没有明显的变化,波动的电流都进入到DAB的输入电流中。由图8(d)和8(e)可以看出,在功率反向流动时,该优化控制策略仍然可以减小子模块电容电压波动。综上所述,仿真结果表明,PET优化运行控制策略在功率双向流动时可以有效减小子模块电容电压波动。



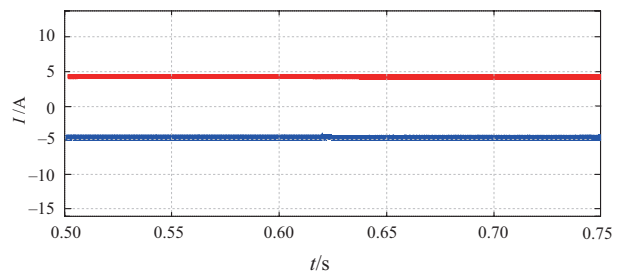
(a) 子模块电容电压



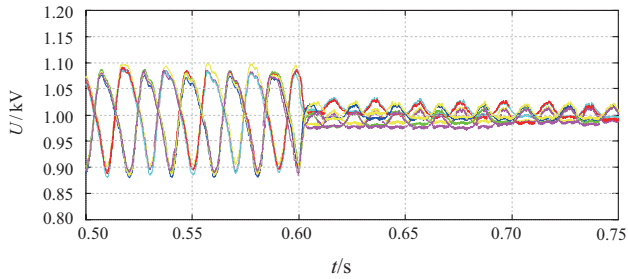
(b) MMC桥臂电流



(c) 单个DAB输入电流



(d) DAB输出电流



(e) 功率反向流动子模块电容电压

图 8 优化运行控制策略仿真结果

Fig. 8 Simulation results of optimal operation control strategy

PET优化运行控制策略的控制效果与MMC子模块电容值和DAB的参数均有关, 由于实验条件有限, 采用RT-LAB和MMC+DAB半实物仿真平台进行实验验证, 由图9可以看出, 优化控制策略能够有效的减小子模块电容电压波动。

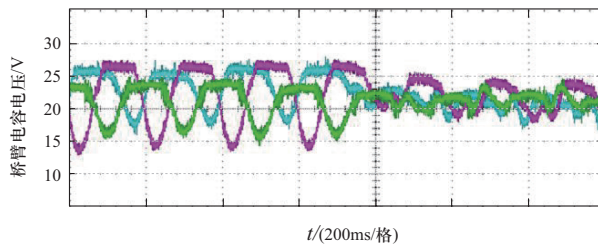


图 9 优化运行控制策略实验结果

Fig. 9 Experiment results of optimal operation control strategy

5 结论

本文在新型PET拓扑结构的基础上, 对子模块电容电压波动进行了分析, 针对拓扑的特殊性, 提出了一种应用于PET的优化运行控制策略。通过在隔离型DC/DC变换器的控制环节上增加电流修正量, 以达到减小子模块电容电压波动的目的, 控制简单, 计算量小。搭建了含电力电子变压器的交直流配电网仿真系统和半实物平台, 验证了控制策略的有效性。

参考文献

[1] H. Wang, X. Tan, Q. Li, et al. Development and applicability analysis of intelligent solid state transformer[C]. 4th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2011: 1150-1154.

[2] A. Lesnicar, R. Marquardt. An innovative modular multilevel

converter topology suitable for a wide power range[C]. Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, pp. 6 Vol. 3, 2003.

- [3] M. Glinka, R. Marquardt. A new AC/AC- multilevel converter family applied to a single-phase converter[C]. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems(PEDS), pp. 16-23 Vol.1, 2003.
- [4] Z. Wang, Z. Zhang, J. Zhang, et al. Power electronic transformer for dc power distribution network[C]. 2014 International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014: 805-810.
- [5] A. K. Sahoo, N. Mohan. High frequency link multi-winding power electronic transformer using modular multilevel converter for renewable energy integration[C]. Industrial Electronics Society, IECON 2014 -40th Annual Conference of the IEEE, Dallas, TX, 2014: 4642-4648.
- [6] S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, et al. Isolated DC/DC structure based on modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 89-98.
- [7] 廖国虎, 邱国跃, 袁旭峰. 电力电子变压器研究综述[J]. 电测与仪表, 2014, 51(16): 5-10, 36.
- Liao Guohu, Qiu Guoyue, Yuan Xufeng. Summary of the power electronic transformer research[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(16): 5-10, 36 (in Chinese).
- [8] 王杉杉, 王玉斌, 林意斐, 等. 级联型电力电子变压器电压与功率均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 92-99.
- Wang Shanshan, Wang Yubin, Lin Yifei, et al. Voltage and power balance control for cascaded multilevel converter based power electronic transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 92-99 (in Chinese).
- [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 (in Chinese).
- [10] 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(in Chinese).
- [11] 孙广星, 苟锐锋, 孙伟. 基于MMC结构的电力电子变压器拓扑结构及控制策略研究[J]. 高压电器, 2016, 52(1): 142-147, 153.
- Sun Guangxing, Gou Ruifeng, Sun Wei. Research on topology structure and control strategy of power electronic transformer based on MMC structure [J]. High Voltage Electrical

- Appliance, 2016, 52(1): 142-147,153 (in Chinese).
- [12] 王轩, 付永生, 晋湾湾, 等. 一种新型结构的电力电子变压器[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(5): 67-74.
Wang Xuan, Fu Yongsheng, Jin Wanwan, et al. Novel topology of power electronic transformer [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(5): 67-74 (in Chinese).
- [13] 李金科, 金新民, 吴学智, 等. 模块化多电平变流器模块电压纹波抑制策略及应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1892-1899.
Li Jinke, Jin Xinmin, Wu Xuezhi, et al. Voltage ripple suppression strategy and application of modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1892-1899 (in Chinese).
- [14] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14, 4.
Zhou Yuebin, Jiang Daozhuo, Guo Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14, 4 (in Chinese).
- [15] Picas R, Pou J, Ceballos S, et al. Minimization of the capacitor voltage fluctuations of a modular multilevel converter by circulating current control[C]. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montrea, Canada, 2012: 4985-4991.
- [16] Korn A J, Winkelnkemper M, Steimer P. Low output frequency operation of the modular multi-level converter[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE). Atlanta, USA, 2010: 3993-3997.
- [17] 赵昕, 赵成勇, 李广凯, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.
Zhao Xin, Zhao Chengyong, Li Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55 (in Chinese).
- [18] 杨晓峰, 郑琼林. 基于MMC环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(18): 59-65.
Yang Xiaofeng, Zheng Qionglin. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65 (in Chinese).
- [19] 岳雨霏, 徐千鸣, 马伏军, 等. 基于子模块电压波动估计的MMC双环二倍频环流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(10): 20-32.
Yue Yufei, Xu Qianming, Ma Fujun. Dual-loop 2nd circulating current strategy based on estimated capacitor voltage fluctuation of sub-module for modular[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(10): 20-32 (in Chinese).

收稿日期: 2018-07-06; 修回日期: 2018-11-25。

作者简介:



檀政

檀政 (1988), 男, 博士研究生, 主要研究方向为新能源发电技术, E-mail: b0910244@outlook.com。

王晓斐 (1985), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为变电智能化研究, E-mail: wangxf033@163.com。

张怀天 (1994), 女, 硕士研究生, 研究方向为模块化多电平变流器, 电力电子变压器等, E-mail: 16121573@bjtu.edu.cn。

曹天植 (1980), 男, 高级工程师, 主要研究方向为交直流混合配电网控制与保护技术, E-mail: 69050293@qq.com。

湛耀 (1994), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变压器, E-mail: 17126089@bjtu.edu.cn。

陈瑞 (1989), 男, 硕士研究生, 研究方向为继电保护, E-mail: chen.rui.b@jibei.sgcc.com.cn。

(责任编辑 李锡)