

DOI:10.12158/j.2096-3203.2021.05.014

# 基于开关复用型子模块的电力电子变压器及其控制策略

张宸宇<sup>1</sup>, 袁宇波<sup>1</sup>, 袁晓冬<sup>1</sup>, 杨景刚<sup>1</sup>, 张哲<sup>2</sup>, 许崇福<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. 西安西电电力系统有限公司, 陕西 西安 710065)

**摘要:** 直流配电系统一般采用双极性供电形式, 其中真双极接线形式在故障工况下正、负极可单独运行, 但成本较高, 适用于对可靠性要求较高的场合。为实现电力电子变压器在真双极接线形式的直流配电系统中的应用并有效降低装置成本, 文中提出了一种基于开关复用型子模块的电力电子变压器拓扑, 并对其工作原理和控制策略进行分析。所提电力电子变压器控制包括低压端口电压控制和电压均衡控制, 电压均衡控制器和低压端口电压控制器相互解耦, 方便独立设计。相比传统真双极接线形式, 所提子模块中双有源桥和电压均衡电路之间功率开关实现了有效复用, 能够有效降低系统成本, 提高功率密度。仿真结果验证了所提控制策略的正确性和有效性。

**关键词:** 电力电子变压器; 双有源桥; 真双极; 电压均衡; 开关复用; 低压端口电压控制

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 2096-3203(2021)05-0100-07

## 0 引言

电力电子变压器(power electronic transformer, PET), 又称固态变压器, 是一种将电力电子变流技术和基于电磁感应原理的高频电能变换技术相结合, 具有传统工频交流变压器功能但不仅限于该功能的新型电力电子设备<sup>[1-2]</sup>。近年来, 在珠海唐家湾、江苏同里等国内多个示范应用工程中, PET接入直流配电系统, 为光伏、充电桩、储能等提供了直流并网接口, 减少了电压变换环节, 提高了系统可靠性<sup>[3]</sup>。

目前, PET拓扑中间级中压直流(medium voltage DC, MVDC)到低压直流(low voltage DC, LVDC)端口之间主要采用输入串联输出并联(input series output parallel, ISOP)结构<sup>[4-6]</sup>, 其核心功率单元采用双有源桥(dual active bridge, DAB)<sup>[7-8]</sup>或者双向谐振电路<sup>[9-10]</sup>。DAB因具有模块化对称结构、双向功率传输、软开关效率高等优点成为目前研究的热点。对于DAB变换器, 最常用的调制方法是单移相(single phase shift, SPS)调制<sup>[11]</sup>, DAB所有开关管的驱动信号占空比都是0.5, 通过控制桥臂之间驱动信号的相对相移实现对传输功率的控制。

直流配电系统一般采用双极性供电形式, 系统结构形式主要分为非对称单极结构、对称单极结构(伪双极)和双极结构(真双极)<sup>[12-13]</sup>。真双极结构在故障工况下正、负极可单独运行, 但成本较高, 适用于对可靠性要求较高的场合。目前鲜有文献对

双极性直流配电系统中应用的PET的拓扑和控制策略进行分析和研究。文献[13-17]基于双极性直流配电形式提出了电压平衡器(voltage balancer, VB)的概念, 并提出了Buck/Boost型VB结构, 实现了单极性配电向双极性配电的转化, 同时解决了正负极性母线间功率不平衡的问题。将PET和VB结合起来, 能够实现单极性MVDC和双极性LVDC端口的互联和功率传输, 因此具有重要的研究意义。

另一方面, 开关复用技术在级联系统中复用若干开关器件, 实现了功率解耦和双极性输出等附加功能, 减小了系统成本和体积<sup>[18-19]</sup>。由于双极性直流配电系统的正、负母线电压幅值相等, 稳态时Buck/Boost型VB电路开关管的占空比同样是0.5, 因此DAB和VB拥有开关复用的理论可能性。

文中提出一种基于开关复用型DAB子模块的PET拓扑及其控制策略。在传统DAB子模块基础上仅增加2个电感和2个电容, 组成的PET可以接入具有真双极接线形式的直流配电系统, 具有低成本和高可靠性特点。文中对提出的功率子模块拓扑和工作原理进行了分析, 同时给出了相应的控制策略。通过仿真方法验证了所提拓扑和控制策略的有效性。

## 1 拓扑分析

### 1.1 PET及其子模块拓扑

文中提出的PET中间级采用ISOP结构, 其拓扑如图1所示。不同子模块的原边电容相互串联, 接入MVDC端口; 副边电容相互并联, 接入双极性LVDC端口。

收稿日期: 2021-02-24; 修回日期: 2021-04-19

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2017YFB0903300)

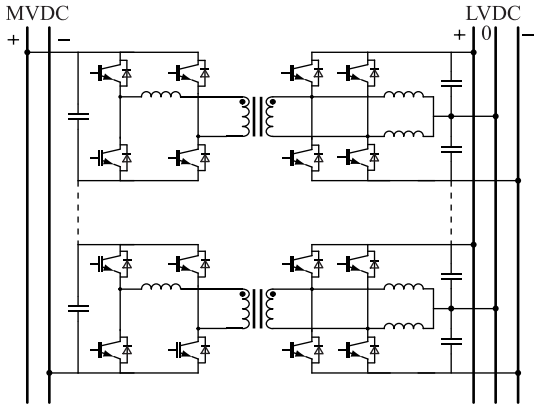


图1 PET中间级拓扑

Fig.1 The topology of PET intermediate

第  $i$  个子模块的拓扑如图 2 所示。每个子模块包括 DAB 和 VB 两部分。DAB 部分由原边 H 桥(开关管  $S_1$ — $S_4$ )、副边 H 桥(开关管  $Q_1$ — $Q_4$ )和高频变压器 T(漏感  $L_k$ , 匝比  $N_p:N_s$ )组成。VB 部分由开关管  $Q_1$ — $Q_4$ , 电感  $L_{VB1}$  和  $L_{VB2}$ , 电容  $C_{VB1}$  和  $C_{VB2}$  组成。由图 2 可以看出, 阴影部分对应的开关管  $Q_1$ — $Q_4$  是 DAB 和 VB 的复用部分。  $i_{Tp}$ ,  $i_{Ts}$  分别为高频变压器的原、副边电流;  $i_{o1}$ ,  $i_{o2}$  分别为正、负端口的输出电流;  $i_{LVB1}$ ,  $i_{LVB2}$ ,  $u_{LVB1}$ ,  $u_{LVB2}$  分别为电感  $L_{VB1}$ ,  $L_{VB2}$  流过的电流和两端电压;  $i_{VB}$  为 2 个电感电流之和;  $R_{o1}$ ,  $R_{o2}$  分别为输出正、负母线等效负载;  $C_{in}$  为子模块的输入电容, 其两端电压为  $u_{DABin}$ ;  $C_{VB1}$ ,  $C_{VB2}$  分别为子模块的正、负母线输出电容, 其两端电压分别为  $u_{VB1}$ ,  $u_{VB2}$ ;  $u_{DABo}$  为正、负母线两端电压。

## 1.2 工作原理

文中提出的子模块中 DAB 采用 SPS 调制方式。DAB 原边开关管  $S_1$ — $S_4$  占空比固定为 0.5, 每个桥臂的上下管驱动信号互补。通过控制原副边之间的移相角  $\varphi$  实现功率的双向可控。

为了实现 DAB 副边 H 桥和 VB 的开关复用, 文中提出的子模块 DAB 副边上、下桥臂驱动信号互

补, 但是  $Q_1$ — $Q_4$  占空比不再是固定 0.5, 而是通过调节占空比实现稳定正、负母线电压。根据正、负母线负载电流之间关系的不同, 结合图 3 和图 4 具体介绍子模块的工作原理, 其中  $T_s$  为开关周期。为便于分析, 假设电路已工作于稳态, 且子模块输入/输出电压满足  $U_{DABin}/U_{DABo} = N_p:N_s$ 。

模式 1, 即  $t_0 \sim t_1$  段:  $t_0$  时刻  $S_1$ 、 $S_4$  导通, 漏感电流流过  $S_1$  和  $S_4$  且线性上升; 副边  $Q_2$ 、 $Q_3$  导通,  $i_{Q1}$  保持为零,  $i_{Q3}$  增大(考虑到副边 2 个桥臂电流形状相似, 因此图 3 中只画出了副边左桥臂  $Q_1$  和  $Q_3$ )。由于  $Q_3$  导通, 电感  $L_{VB1}$  电压为:

$$u_{LVB1}(t) = -u_{VB2} \quad (1)$$

因此电流  $i_{LVB1}$  可以表示为:

$$i_{LVB1}(t) = i_{LVB1}(t_0) - \frac{u_{VB2}}{L_{VB1}}(t - t_0) \quad (2)$$

参考图 2 中电流方向, 此时  $Q_3$  电流为:

$$i_{Q3}(t) = i_{Ts}(t) - i_{LVB1}(t) \quad (3)$$

$t_1$  时刻  $i_{Q3}$  达到正向最大值, 图 3 电流  $i_{Q3}$  波形中黑色虚线代表正负母线负载均衡时的波形 ( $i_{VB} = 0$ )。如果此时  $i_{LVB1} = i_{o2} - i_{o1} > 0$ , 则电流  $i_{Q3}$  小于负载均衡时的电流。

模式 2, 即  $t_1 \sim t_2$  段:  $t_1$  时刻  $Q_2$ 、 $Q_3$  关闭,  $Q_1$ 、 $Q_4$  导通, 漏感电流和原边开关  $S_1$ — $S_4$  的电流保持不变。由于  $Q_1$  导通, 电感  $L_{VB1}$  电压为:

$$u_{LVB1}(t) = u_{VB1} \quad (4)$$

电流  $i_{LVB1}$  可以表示为:

$$i_{LVB1}(t) = i_{LVB1}(t_1) + \frac{u_{VB1}}{L_{VB1}}(t - t_1) \quad (5)$$

此时  $Q_1$  电流为:

$$i_{Q1}(t) = i_{LVB1}(t) - i_{Ts}(t) \quad (6)$$

模式 3, 即  $t_2 \sim t_3$  段:  $t_2$  时刻  $S_1$ 、 $S_4$  关闭,  $S_2$ 、 $S_3$  导通。此时  $Q_1$  电流同样可表示为式 (6), 在  $t_3$  时刻达到最大值:

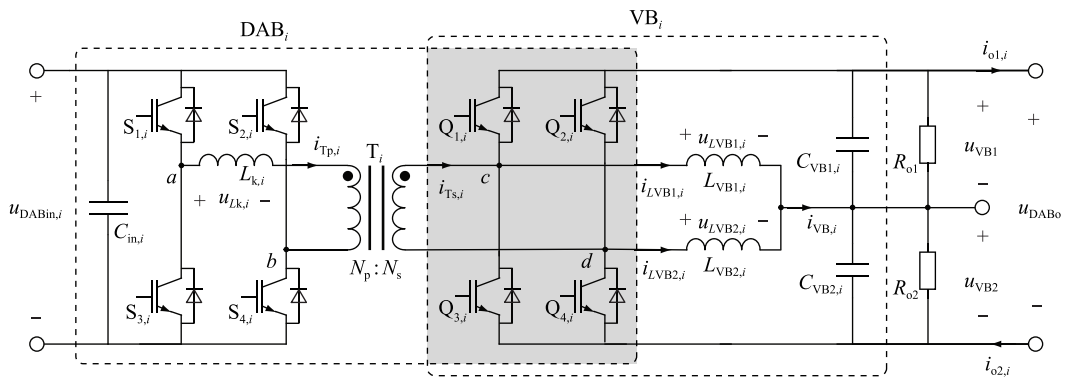


图2 子模块拓扑

Fig.2 The topology of the proposed sub-module

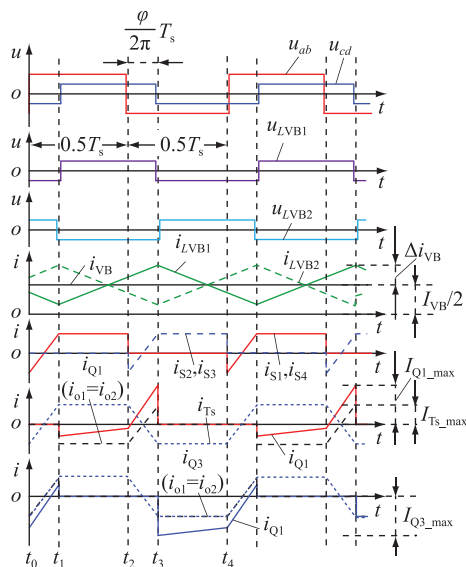


图3 子模块关键电压电流波形 ( $i_{o1} < i_{o2}$ )

Fig.3 Key waveforms of the proposed sub-module ( $i_{o1} < i_{o2}$ )

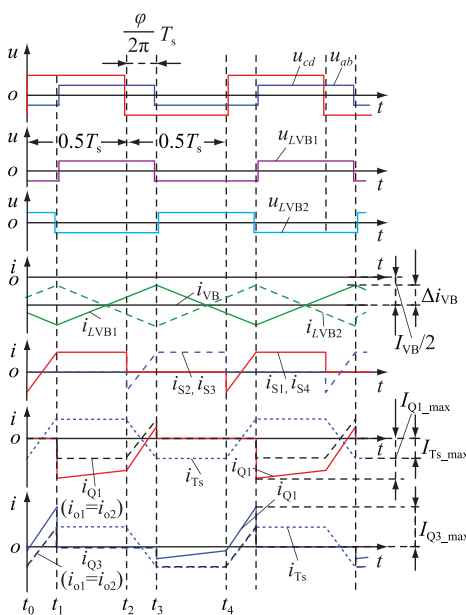


图4 子模块关键电压电流波形 ( $i_{o1} > i_{o2}$ )

Fig.4 Key waveforms of the proposed sub-module ( $i_{o1} > i_{o2}$ )

$$I_{Q1\_max} = i_{Q1}(t_3) = I_{VB} + \Delta I_{VB} + I_{Ts\_max} \quad (7)$$

式中： $I_{VB}$ 为VB部分的总输出电流； $\Delta I_{VB}$ 为电感电流 $i_{LVB1}$ 纹波大小； $I_{Ts\_max}$ 为负载平衡时副边电流最大值。

模式4，即 $t_3 \sim t_4$ 段： $t_3$ 时刻 $Q_1$ 、 $Q_4$ 关闭， $Q_2$ 、 $Q_3$ 导通， $Q_1$ 电流转移到 $Q_3$ 中。因此开关 $Q_3$ 的最大电流应力与 $Q_1$ 相等，可以表示为：

$$\begin{cases} I_{Q3\_max} = I_{Q1\_max} = I_{Ts\_max} + \Delta I_{add} \\ \Delta I_{add} = I_{VB}/2 + \Delta I_{VB} \end{cases} \quad (8)$$

从图3可以看出，原边开关 $S_1 \sim S_4$ 的电流与传统DAB波形一致。但是副边开关 $Q_1 \sim Q_4$ 的电流应

力增大。副边右桥臂 $Q_2$ 、 $Q_4$ 的工作过程与 $Q_1$ 、 $Q_3$ 相似。当负载 $i_{o1} < i_{o2}$ 时， $Q_1/Q_2$ 的正向电流应力增大， $Q_3/Q_4$ 的负向电流应力增大（若开关采用绝缘栅双极型晶体管（insulated gate bipolar transistor, IGBT），负向电流流过体二极管）。

图4为负载 $i_{o1} > i_{o2}$ 时的电压电流波形。工作过程和原理与图3类似，此处不再赘述。类似的此时 $Q_1/Q_2$ 的负向电流应力增大， $Q_3/Q_4$ 的正向电流应力增大。由式(8)可以得到， $Q_1 \sim Q_4$ 的电流应力增量 $\Delta I_{add}$ 与负载电流差值 $I_{VB}$ 和VB电感电流纹波 $\Delta I_{VB}$ 有关。 $\Delta I_{VB}$ 计算见式(9)。

$$\Delta I_{VB} = \frac{u_{DABo}}{8f_{sw}L_{VB}} \quad (9)$$

式中： $f_{sw}$ 为DAB开关频率； $L_{VB}$ 为电压均衡电感。因稳态时占空比为0.5，电流 $i_{LVB1}$ 和 $i_{LVB2}$ 相位相差 $180^\circ$ ，总的电感电流 $i_{VB}$ 具有零纹波特性，因此VB电感的大小需要综合考虑。

### 1.3 与传统方案的比较

文中提出的PET拓扑可以接入LVDC侧真双极接线结构的直流配电系统。由于实现了开关复用，减少了系统的硬件成本。为了体现文中拓扑在成本上的优势，从子模块数量、IGBT、高频变压器、电容等主要一次元器件数量等方面将文中拓扑与传统方案进行对比，传统方案控制框图见图5，结果如表1所示。

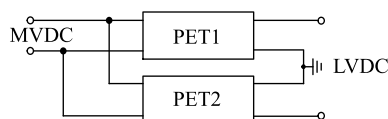


图5 直流配电系统的传统方案

Fig.5 Traditional solution for the bipolar DC distribution system

表1 文中拓扑与传统方案的元件数量对比

Table 1 Comparison of the number of components in the proposed topology and traditional solution

元件	传统方案	文中方案
子模块	40	20
IGBT	8×40	8×20
高频变压器	40	20
电容	2×40	3×20

传统方案中，PET1和PET2在MVDC侧并联，在LVDC侧串联。由于子模块数量主要由MVDC侧电压和子模块高压侧IGBT耐压决定，因此传统方案的子模块数量是文中拓扑的2倍。从表1可以看出，在同样电压等级的前提下，文中拓扑一次元器件数量更少，系统成本显著降低。

## 2 控制策略

### 2.1 低压端口控制策略

DAB 控制器实现 LVDC 端口电压  $u_{LVDC}$  的稳压以及直流链的均压。首先建立 DAB 的小信号模型。以功率正向传输为例,稳态时单个 DAB 电路在 1 个开关周期内的传输功率  $P_{DAB}$  可以表示为:

$$P_{DAB} = \frac{n_T u_{DABin} u_{DABo}}{2f_{sw} L_k} \varphi_i (1 - \varphi_i) \quad (10)$$

式中:  $n_T$  为变压器匝比 ( $N_p : N_s$ );  $L_k$  为漏感感量;  $\varphi_i$  为移相角。由式 (10) 可以得到第  $i$  个 DAB 的输入电流  $i_{DABin_i}$ , 输出电流  $i_{DABo_i}$  为:

$$\begin{cases} i_{DABin_i} = \frac{n_T u_{DABo}}{2f_{sw} L_k} \varphi_i (1 - \varphi_i) \\ i_{DABo_i} = \frac{n_T u_{DABin}}{2f_{sw} L_k} \varphi_i (1 - \varphi_i) \end{cases} \quad (11)$$

对电流、电压和移相角做小信号扰动线性化后可以得到:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{DABin_i} = G_{Cin\phi} \tilde{\varphi}_i + G_{CVin} \tilde{u}_{DABo} \\ \tilde{i}_{DABo_i} = G_{Co\phi} \tilde{\varphi}_i + G_{CVo} \tilde{u}_{DABin} \end{cases} \quad (12)$$

式中: 上标“~”代表对应物理量的小信号扰动;  $G_{Cin\phi}$ ,  $G_{CVin}$  分别为移相角  $\varphi_i$ , 输出电压  $u_{DABo}$  对输入电流  $i_{DABin_i}$  的传递函数;  $G_{Co\phi}$ ,  $G_{CVo}$  分别为移相角  $\varphi_i$ , 输出电压  $u_{DABo}$  对输出电流  $i_{DABo_i}$  的传递函数。由式 (11) 和 (12) 可得:

$$\begin{cases} G_{Cin\phi} = \frac{n_T u_{DABo} (1 - 2\Phi_i)}{2f_{sw} L_k} \\ G_{Co\phi} = \frac{n_T u_{DABin} (1 - 2\Phi_i)}{2f_{sw} L_k} \\ G_{CVin} = \frac{n_T \Phi_i (1 - \Phi_i)}{2f_{sw} L_k} \\ G_{CVo} = \frac{n_T \Phi_i (1 - \Phi_i)}{2f_{sw} L_k} \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\Phi_i$  为移相角  $\varphi_i$  的平均值。假设单个 DAB 的输出电容等于  $C_o$ , LVDC 端口等效负载为  $R_o$ , 则有:

$$\tilde{u}_{DABo} = \frac{R_o \left( NG_{Co\phi} \tilde{\varphi}_i + G_{CVo} \sum_{i=1}^N \tilde{u}_{DABin} \right)}{1 + NR_o C_o s} \quad (14)$$

其中, 移相角  $\varphi_i$  作为控制变量, DAB 输入电压  $u_{DABin}$  作为扰动量。

DAB 控制如图 6 所示。其中  $G_{DABPIV}$  为电压环 PI 调节器;  $T_{DAB}$  为控制周期;  $i_{DABin_i}$  为扰动量;  $u_{DABor}$  为输出电压参考值。根据图 6 可以得到补偿后 DAB 输出电压环的开环传递函数为:

$$G_{DABV\phi oL} = \frac{G_{DABPIV} \left( G_{Co\phi} - \frac{G_{Cin\phi} G_{CVo}}{s C_{DC}} \right)}{(1 + 1.5T_{DAB}s) \left( \frac{G_{CVin} G_{CVo}}{s C_{DC}} + \frac{1 + NR_o C_o s}{NR_o} \right)} \quad (15)$$

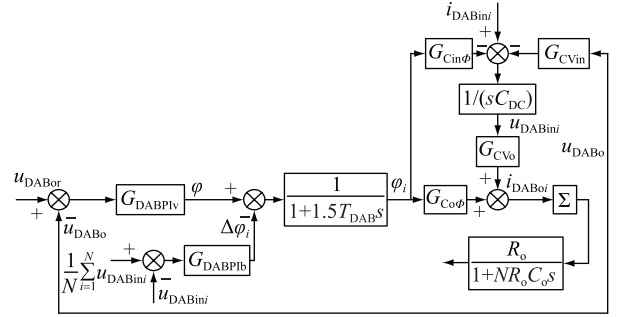


图 6 DAB 控制框图

Fig.6 Block diagram of the DAB control

### 2.2 均压控制策略

DAB 控制器除了稳定输出电压以外, 还实现直流链电压的均压。图 6 中直流链电压的平均值与第  $i$  个 DAB 输入电压做差, 经过均压环 PI 调节后得到移相角调整值  $\Delta\varphi_i$ , 与 DAB 输出电压 PI 调节器输出的共同移相角  $\varphi$  相减后得到第  $i$  个 DAB 的实际移相角  $\varphi_i$  ( $\varphi_i = \varphi - \Delta\varphi_i$ )。从图 6 可以得到补偿后均压环的开环传递函数为:

$$G_{DABVBoL} = \frac{G_{DABPIB}}{1 + 1.5T_{DAB}s} \frac{G_{Co\phi} G_{CVin} NR_o}{1 + NR_o C_o s} + G_{Cin\phi} \quad (16)$$

式中:  $G_{DABPIB}$  为均压环 PI 调节器。

### 2.3 VB 控制策略

VB 控制器实现低压侧双极性输出电压的均衡。VB 控制如图 7 所示。

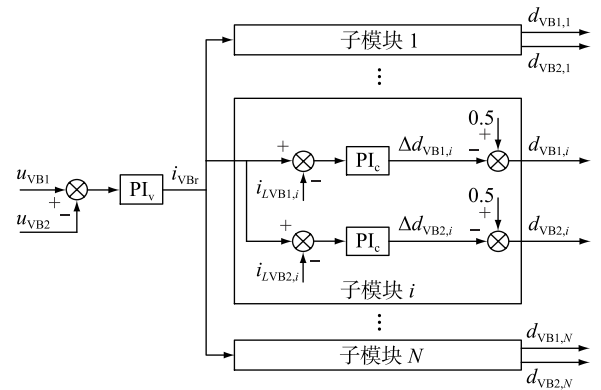


图 7 VB 控制框图

Fig.7 Block diagram of the VB controller

集中控制器中的电压外环通过正母线实际电压  $u_{VB1}$  减去负母线实际电压  $u_{VB2}$ , 经过 PI 调节后得

到电感电流参考值  $i_{VBr}$ 。各子模块电流内环实现各个子模块 VB 的电流均衡。电流参考值减去实际电流  $i_{LVBi}$ , 经过 PI 调节后得到第  $i$  个 VB 单元的占空比增量  $\Delta d_{VB1,i}$  和  $\Delta d_{VB2,i}$ , 在此基础上加上稳态占空比 0.5 后得到变压器副边 2 个桥臂的占空比  $d_{VB1,i}$  和  $d_{VB2,i}$ 。

由图 6 和图 7 可以看出, DAB 控制器调节 LVDC 端口正、负端口电压之和; VB 控制器调节正、负端口电压之差。两者都可以通过简单的 PI 调节器实现各自的控制目标, 控制环之间相互解耦, 可以根据各自的开环传递函数设计并选择合适的 PI 系数。

文中子模块调制策略见图 8。S<sub>1</sub> 和 S<sub>4</sub> 驱动信号相同, S<sub>2</sub> 和 S<sub>3</sub> 驱动信号相同, S<sub>1</sub>/S<sub>4</sub> 和 S<sub>2</sub>/S<sub>3</sub> 相位相差  $\pi/2$ 。原边 H 桥的三角载波相位固定, 调制波幅值固定为 0.5, 从而得到 S<sub>1</sub>/S<sub>4</sub> 和 S<sub>2</sub>/S<sub>3</sub> 驱动信号。副边 2 个三角载波分别与原边载波相移  $\varphi_i$  和  $\varphi_i + \pi/2$  (移相角  $\varphi_i$  由输出电压环和均压环调节), 对应的调制波幅值为  $d_{VB1}$  和  $d_{VB2}$  (由 VB 控制器调节), 得到 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 的驱动信号, Q<sub>3</sub> 与 Q<sub>1</sub> 互补, Q<sub>4</sub> 与 Q<sub>2</sub> 互补。

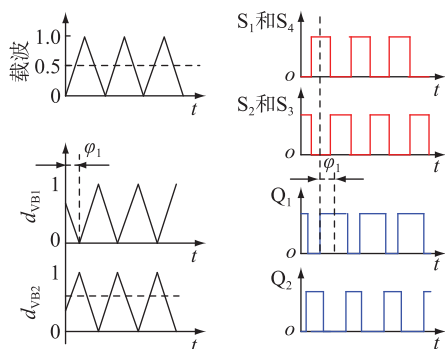


图 8 VB 调制策略

Fig.8 Modulation strategy of the VB

### 3 仿真实验

采用 PLECS 仿真软件建立了基于开关复用型子模块的电力电子变压器仿真模型。仿真参数如表 2 所示。

表 2 系统参数

Table 2 Key parameters of the proposed system

参数	数值	参数	数值
额定功率/MW	4	$U_{MV}/kV$	$\pm 10$
$u_{LV}/kV$	$\pm 0.375$	$N$	20
$u_{DABin}/kV$	1 000	$C_{in}/\mu F$	1 000
$L_k/\mu H$	150	$f_{sw}/kHz$	20
$C_o/\mu F$	1 000	$T_{DAB}/\mu s$	50

图 9 为负载  $i_{o1} < i_{o2}$  时子模块的仿真波形。可以

看出, 此时 VB 支路  $i_{LVB1}$  电流大于零,  $i_{Q1}, i_{Q3}$  的电流应力大于变压器副边电流  $i_{Ts}$ 。正、负母线电压  $u_{VB1}, u_{VB2}$  大小相等,  $i_{LVB1}$  和  $i_{LVB2}$  相位相差  $180^\circ$ , 电流之和实现了零纹波。图 10 为负载  $i_{o1} > i_{o2}$  时子模块的仿真波形。

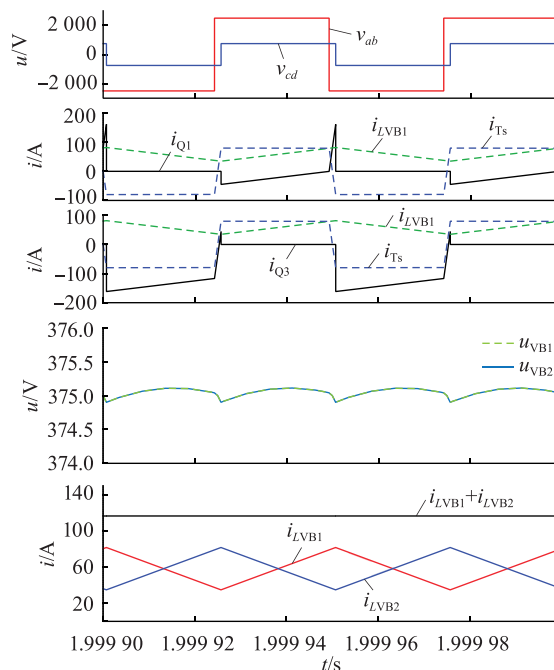


图 9 子模块电压电流仿真波形 ( $i_{o1} < i_{o2}$ )

Fig.9 Simulation waveforms of the sub-module ( $i_{o1} < i_{o2}$ )

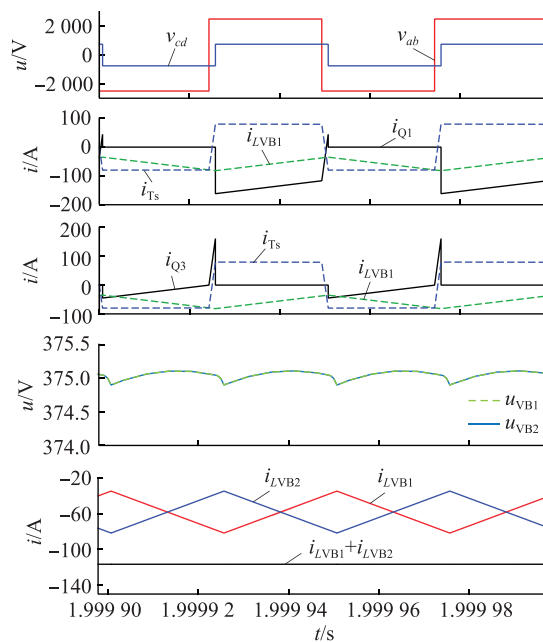


图 10 子模块电压电流仿真波形 ( $i_{o1} > i_{o2}$ )

Fig.10 Simulation waveforms of the sub-module ( $i_{o1} > i_{o2}$ )

由图 10 可见, 此时 VB 支路  $i_{VBI}$  电流小于零,  $i_{Q1}, i_{Q3}$  的电流应力大于变压器副边电流  $i_{Ts}$ 。

正、负母线电压  $u_{VB1}$ ,  $u_{VB2}$  大小相等,  $i_{LVB1}$  和  $i_{LVB2}$  相位相差  $180^\circ$ , 电流之和实现了零纹波。

图 11 为  $\pm 375$  V 带不平衡负载时的仿真波形。在 0.35 s 前正极和负极各自带 2 MW 负载; 在 0.35 s 时, 正极负载变为 1 MW, 负极 2 MW; 在 0.6 s 时, 正极负载恢复 2 MW。从图 11 可以看出, 基于文中提出的 PET, 低压侧直流母线具有真双极特性, 正极和负极可带不平衡负载。

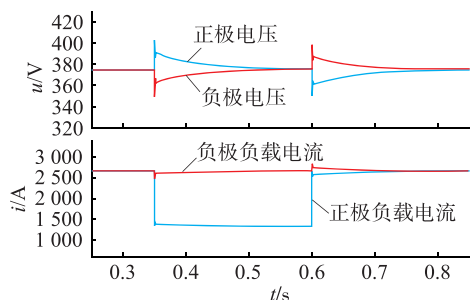


图 11 负载阶跃时仿真波形  
Fig.11 Simulation waveforms of the load change condition

## 4 结论

针对低压直流配电网一般采用双极性供电的特点, 文中提出了一种基于开关复用子模块的 PET 拓扑及其控制策略。文中提出的子模块复用 DAB 副边开关管  $Q_1$ — $Q_4$ , 同时实现了正负母线电压均衡, 使得 PET 的 LVDC 端口具有真双极输出特性, 正负电压端口可以独立带载。该 PET 具有多个电压端口, 能够与中高压电网及低压电网相连, 提供自身用电或组网运行, 具有较高的理论应用价值和未来实用推广价值。通过对文中拓扑和控制策略进行分析和仿真实验验证, 可以得到以下结论:

(1) 基于开关复用的子模块适用于中压侧伪双极性, 低压侧真双极性的应用场合;

(2) 通过开关复用, 节省了子模块功率器件的数量, 可以有效降低系统成本;

(3) 由于副边 H 桥 IGBT 的复用, 增大了 IGBT 的电流应力, 需要根据负载不平衡具体情况、均衡电感大小等因素综合考虑, 选择合适的 IGBT;

(4) VB 控制单元与 DAB 控制相互解耦, 可以独立设计。

本文得到国网江苏省电力有限公司科技项目“高性能电力电子变压器功率模块及其控制策略研究”资助, 谨此致谢!

### 参考文献:

[1] 赵争鸣, 冯高辉, 袁立强, 等. 电能路由器的发展及其关键技术

术[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3823-3834.

ZHAO Zhengming, FENG Gaohui, YUAN Liqiang, et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3823-3834.

[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] 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.

[4] 蒲天骄, 李焯, 陈乃仕, 等. 基于电力电子变压器的交直流混合系统优化运行控制关键技术及研究框架[J]. 电网技术, 2018, 42(9): 2752-2759.

PU Tianjiao, LI Ye, CHEN Naishi, et al. Key technology and research framework for optimal operation control of hybrid AC/DC system based on power electronic transformer[J]. Power System Technology, 2018, 42(9): 2752-2759.

[5] 张哲, 许崇福, 王弋飞, 等. 多电平直流链电力电子变压器控制策略研究[J]. 电力工程技术, 2020, 39(4): 9-15.

ZHANG Zhe, XU Chongfu, WANG Yifei, et al. Control strategies for the multi-level DC-link power electronic transformer[J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(4): 9-15.

[6] 杨汾艳, 李海波, 盛超, 等. 多端口级联式电力电子变压器可靠性评估模型及其应用[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(20): 41-49.

YANG Fenyan, LI Haibo, SHENG Chao, et al. Reliability evaluation model of cascaded multiport power electronic transformer and its application[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(20): 41-49.

[7] 赵彪, 宋强, 刘文华, 等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(25): 4295-4303.

ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25): 4295-4303.

[8] ZHAO B, SONG Q, LIU W H, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.

[9] 吕正, 颜湘武. 直流纳电网中用于高频隔离的 CLLC 型双向直流变压器的模态分析与优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5918-5929, 6036.

LYU Zheng, YAN Xiangwu. Mode analysis and optimal design of CLLC-type bidirectional DC-DC transformers for high-frequency isolation in DC nanogrids[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5918-5929, 6036.

[10] 石巍, 方太勋, 谢晔源, 等. CLLC 型模块化输入串联输出并联直流变压器[J]. 南方电网技术, 2017, 11(4): 7-13, 22.

SHI Wei, FANG Taixun, XIE Yeyuan, et al. CLLC type modular input-series output-parallel DC transformer[J]. Southern

- Power System Technology, 2017, 11(4):7-13, 22.
- [11] DE DONCKER R W A A, DIVAN D M, KHERALUWALA M H. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(1):63-73.
- [12] 马钊, 焦在滨, 李蕊. 直流配电网架构与关键技术[J]. 电网技术, 2017, 41(10):3348-3357.  
MA Zhao, JIAO Zaibin, LI Rui. Network structures and key technologies of DC distribution systems[J]. Power System Technology, 2017, 41(10):3348-3357.
- [13] 熊雄, 季宇, 李蕊, 等. 直流配电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23):6802-6813, 7115.  
XIONG Xiong, JI Yu, LI Rui, et al. An overview of key technology and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23):6802-6813, 7115.
- [14] 汪飞, 雷志方, 徐新蔚. 面向直流微电网的电压平衡器拓扑结构研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6):1604-1612.  
WANG Fei, LEI Zhifang, XU Xinwei. Research on topologies of voltage balancers applied in DC micro-grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6):1604-1612.
- [15] WANG F, LEI Z F, XU X W, et al. Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2):672-680.
- [16] 张先进, 龚春英. 三电平半桥电压平衡器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(8):114-119.
- ZHANG Xianjin, GONG Chunying. Three-level half bridge voltage balancers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8):114-119.
- [17] ZHANG X J, GONG C Y. Dual-buck half-bridge voltage balancer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(8):3157-3164.
- [18] 李红波, 张志学, 赵辉. 开关复用型脉动功率解耦电力电子变压器[J]. 大功率变流技术, 2017(4):1-6.  
LI Hongbo, ZHANG Zhixue, ZHAO Hui. Power electronic traction transformer with pulsating power decoupling by duplicated switches[J]. High Power Converter Technology, 2017(4):1-6.
- [19] ZHAO W X, RUAN X B, YANG D S, et al. Neutral point voltage ripple suppression for a three-phase four-wire inverter with an independently controlled neutral module[C]//IEEE Transactions on Industrial Electronics. IEEE, 2017:2608-2619.

作者简介:



张宸宇

张宸宇(1989),男,博士,高级工程师,从事电力电子变压器、直流配电网等相关工作(E-mail:zcy530@sina.com);

袁宇波(1975),男,博士,研究员级高级工程师,从事继电保护、中低压直流配电网等相关工作;

袁晓冬(1979),男,硕士,研究员级高级工程师,从事分布式新能源、电能质量等相关工作。

### Power electric transformer and its control strategy based on sub-modules with duplicated switches

ZHANG Chenyu<sup>1</sup>, YUAN Yubo<sup>1</sup>, YUAN Xiaodong<sup>1</sup>, YANG Jinggang<sup>1</sup>, ZHANG Zhe<sup>2</sup>, XU Chongfu<sup>2</sup>

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

2. Xi'an XD Power System Co., Ltd., Xi'an 710065, China)

**Abstract:** The DC power distribution system usually adopts bipolar power supply mode, which is suitable for occasions with independent positive and negative load and high reliability requirements. In order to realize the application of power electronic transformer in real bipolar low voltage DC system, a power electronic transformer topology based on switching multiplexing sub-module is proposed, and its working principle and control strategy are analyzed. The proposed power electronic transformer control includes low-voltage port voltage control and voltage equalization control. The voltage equalization controller and the low-voltage port voltage controller are mutually decoupled to facilitate independent design. Compared with the traditional true bipolar wiring form, the effective multiplexing of power switches between double active bridges and voltage equalization circuits in the proposed sub-module effectively reduces system cost and improve power density. The simulation results verify the correctness and effectiveness of the proposed control strategy.

**Keywords:** power electronic transformer; dual active bridge; bipolar system; voltage balance; duplicated switch; voltage control of low voltage port

(编辑 方晶)